
М.Ю. ІЛЬЧЕНКО

ВИБРАНЕ





НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
“КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ”

член-кореспондент НАН України
доктор технічних наук
професор

ІЛЬЧЕНКО
Михайло Юхимович

ВИБРАНЕ

Київ Наукова думка 2011

*Рекомендовано до друку
Бюро Відділення інформатики НАН України
(протокол № 3 від 8 серпня 2011 р.)*

Ільченко М.Ю. Вибране. — К.: НВП “Видавництво “Наукова думка” НАН України”. — 728 с.: іл.

Книга присвячена 70-річному ювілею член-кореспондента НАН України, доктора технічних наук, професора М.Ю. Ільченка. Вступна стаття академіка М.З. Згуровського окреслює науковий доробок ученого і його визнання в державі. Книга складається з 70 вибраних наукових праць, виступів і інтерв'ю М.Ю. Ільченка, які висвітлюють його діяльність за такими напрямками: наукові дослідження і науково-технічні розробки у сфері мікрохвильової техніки та телекомунікаційних технологій, дослідження з історії науки і техніки через вивчення діяльності видатних особистостей, досвід організації науки, освіти та інноваційної діяльності ювіляра.

Для науковців, інженерно-технічних працівників, викладачів і студентів.

Ilchenko M.Yu. Selected Works. — K., “Naukova Dumka”, NASU. — 728 p.: ill.

The book marks the 70th anniversary of professor Mykhailo Ilchenko, DrSc., NASU Active Member. The preface by Academician Mykhailo Zgurovsky addresses M. Ilchenko's contribution to science, and his nationwide recognition. This collection offers a compilation of 70 selected research papers, presentations, and interviews highlighting scientist's work, namely, research, R&D in the fields of microwave and telecommunications technology, viewing history of science and technology through great personalities. It also covers professor's experience in science management, his innovative and educational endeavors.

For researchers and professional academics, engineers, educators, and students.

Упорядник

доктор філологічних наук професор О.М. Ільченко

Рецензенти:

академік І.В. Сергієнко

доктор технічних наук С.Г. Бунін

Науково-видавничий відділ фізико-математичної та технічної літератури

НАУКОВИЙ ДОРОБОК УЧЕНОГО

Активна наукова діяльність Михайла Юхимовича Ільченка розпочалася понад сорок років тому і вибір його наукового напрямку продиктувало саме життя. В ті роки активного протистояння СРСР і США у сфері високотехнологічного озброєння Радянському Союзу необхідно було, зокрема, розробити конкурентні радіоелектронні комплекси, що вирішували б проблеми радіолокації та радіорозвідки. До виконання цих завдань були залучені найкращі наукові колективи країни, в тому числі і колектив кафедри радіотехніки Київської політехніки, очолюваний засновником радіотехнічного факультету професором Володимиром Васильовичем Огієвським, який спільно з доцентом Олександром Якимівною Бокринською організував високопрофесійний колектив, що виконало чимало розробок в інтересах оборони держави і згідно з відповідними спеціальними постановами уряду країни. До складу цього творчого колективу був залучений М.Ю. Ільченко.

Які саме чинники вплинули на вибір напрямку наукових досліджень М.Ю. Ільченка? Передусім, це — необхідність виконання складних технічних завдань наукових розробок створюваної апаратури. Відомі традиційні технічні рішення мікро-



Засідання вченої ради РТФ. 1968 р.

хвильових пристроїв не задовольняли поставлені вимоги, і цим пояснювалася необхідність проведення нових наукових досліджень. Ці дослідження стосувалися насамперед вирішення фізико-технічних проблем створення радіотехнічних пристроїв і систем, функціональні можливості яких ґрунтувалися б, зокрема, на використанні різних фізичних явищ у феритах і діелектриках при їх взаємодії з мікрохвильовим випромінюванням у різних електродинамічних системах. До вирішення зазначених проблем були залучені провідні наукові установи Академії наук СРСР і радіоелектронної галузі країни.

Наукові здобутки М.Ю. Ільченка полягають у такому.

По-перше, це — фундаментальні наукові дослідження, що привели до створення нового класу твердотільних коливальних систем з діелектриків і феритів. Він виявив, математично змодельював та систематизував найбільш загальні закономірності взаємодії з електромагнітними полями надвисоких частот феритових і діелектричних елементів, які розміщені в різних хвилевідних системах і мають резонансний характер зазначеної взаємодії. Така взаємодія зумовлена різними фізичними явищами, а саме: феромагнітним резонансом у феритах, об'ємним резонансом у діелектричних елементах, резонансними явищами в планарних діелектричних структурах. Головна особливість запропонованого ним підходу — це знаходження вказаних закономірностей як функцій комплексних коефіцієнтів зв'язку, що були введені М.Ю. Ільченком із польових міркувань. Систематизація закономірностей давала змогу прогнозувати характеристики взаємодії в різних конкретних випадках.

Зовнішні характеристики систем знайдені у вигляді коефіцієнтів проходження чи відбиття. М.Ю. Ільченко вивів десятки нових формул, які вперше математично описали характеристики резонаторів у різних лініях передачі електромагнітних хвиль. Знайдені співвідношення вперше дали можливість якісно і кількісно описати фізичні ефекти асиметрії резонансних характеристик, підвищеної частотної вибірності, повороту площини поляризації електромагнітних хвиль у хвилеводі, наявності полюсів підвищеного затухання, впливу вищих типів електромагнітних хвиль, що збурюються резонаторами і не

розповсюджуються в лініях передачі та інші. Що стосується фізичних ефектів, то необхідно зазначити, що деякі з них були виявлені саме М.Ю. Ільченком. Так, наприклад, до робіт М.Ю. Ільченка вважалося, що поворот площини поляризації електромагнітної хвилі в круглому хвилеводі з феритом зумовлений тільки ефектом Фарадея і є прямо пропорційним лінійному розміру фериту та його дійсній частині магнітної проникності. М.Ю. Ільченко експериментально виявив і потім теоретично довів, що за певних встановлених ним умов феритовий елемент майже з нульовим лінійним розміром може викликати значний поворот площини поляризації саме в режимі резонансу. Механізм виявленого повороту зумовлений не дійсною, а уявною частиною магнітної проникності фериту. Як результат цих досліджень М.Ю. Ільченко в 1968 р. у провідному журналі Академії наук СРСР “Радіотехніка та електроніка” опублікував оригінальну статтю “Явище резонансного повороту площини поляризації в круглому хвилеводі з феритовим резонатором”. Ця стаття вперше висвітлила основні закономірності резонансного повороту площини поляризації і окреслила засади розвитку нового напрямку досліджень. Також вперше М.Ю. Ільченком було експериментально (а потім і теоретично) виявлено ефект зростання коефіцієнта поглинання мікрохвильової енергії аж до його максимально можливого значення при збільшенні рівня потужності вище критичного значення в режимі нелінійного феромагнітного резонансу. М.Ю. Ільченко запропонував модифікувати дисипативний член класичного рівняння вектора руху намагніченості фериту, додавши до параметра, що традиційно враховує теплові втрати, ще параметр, який враховував би також втрати на перевипромінювання.

Виявлені інші закономірності взаємодії, отримані оригінальні формули для характеристик конкретних систем, а також співвідношення для коефіцієнтів зв’язку дали можливість вченому запропонувати десятки нових технічних рішень резонансних пристроїв, захищених авторськими свідоцтвами на винаходи, оптимізувати конструкції ряду пристроїв, а також створити методи інженерного розрахунку частотно-вибірних пристроїв нового покоління, що вигідно відрізнялися від їхніх попередників у 50–100 разів кращими масогабаритними хара-

ктеристиками. Пізніше, через десятиріччя, провідні фахівці країни (серед яких академік Володимир Мефодійович Яковенко) назвуть зазначені наукові статті “класичними роботами”. Тож закономірно, що впровадження отриманих М.Ю. Ільченком результатів у практику відзначено в 1983 р. Державною премією УРСР у галузі науки і техніки. Ця премія присуджена за цикл науково-практичних робіт, які дали змогу створити в СРСР і впровадити в практику новий науково-технічний напрям — діелектроніку. Цей напрям ґрунтується на використанні фізичних явищ у діелектричних матеріалах з високою температурною стабільністю їхніх параметрів. У рамках відзначеної роботи були створені саме такі нові діелектричні матеріали, а також вирішені проблеми математичного моделювання взаємодії діелектричних резонаторів з полями надвисоких частот.

По-друге, М.Ю. Ільченко провів дослідження з метою створення нового класу мініатюрних твердотільних пристроїв, до складу яких поряд із діелектричними резонаторами входили активні напівпровідникові прилади (транзистори, діоди Ганна та ін.). Їх сукупне використання дало можливість створити ціле покоління мініатюрних пристроїв відповідно до конкретних вимог розробників мікрохвильових інформаційних систем радіорозвідки і супутникового зв'язку, що створювалися в інтересах оборони держави згідно з відповідними постановами уряду СРСР. Нові технічні рішення діелектроніки знайшли застосування також при створенні інформаційних систем цивільного призначення. Їхнє широкомасштабне впровадження відбулося в наступні десятиліття й ілюструється тим фактом, що сьогодні діелектричний резонатор є невід'ємною складовою частиною кожної із сотень мільйонів параболічних антен індивідуального прийому супутникового телебачення у всьому світі.

За створення спільно з науковцями та виробниками електронної галузі СРСР пристроїв із якісно новими характеристиками і впровадження їх у радіоелектронну апаратуру супутникових телекомунікацій спеціального призначення М.Ю. Ільченка удостоєно звання лауреата Державної премії СРСР у галузі науки і техніки за 1989 р.

По-третє, з 90-х років, коли в умовах розпаду СРСР науково-технічні розробки для потреб військового комплексу майже припинилися і особливо відчутною стала проблема ліквідації істотного відставання нашої держави в сучасних засобах телекомунікацій, під керівництвом М.Ю. Ільченка було виконано декілька загальнодержавних науково-технічних програм із проблем телекомунікацій.

М.Ю. Ільченко — активно працюючий учений і творець нових технічних систем. Зокрема, він є головним конструктором розробок інформаційних систем, які виконуються на замовлення Міністерства оборони України і упроваджуються в повсякденній діяльності цього поважного відомства. Його особиста участь також стосується створення нових конкурентоспроможних телекомунікаційних інформаційних систем на базі мікрохвильової техніки. Свідченням фундаментальності наукових результатів М.Ю. Ільченка є, зокрема, той факт, що створені ним раніше наукові засади побудови твердотільних діелектричних фільтрів дають можливість і нині використовувати ці пристрої для потреб промисловості. Так, діелектричні пристрої вже понад десять років впроваджуються в апаратуру мобільного радіозв'язку та використовуються для побудови приймачів визначення місцезнаходження об'єктів на Землі системи GPS, які серійно випускаються підприємством “Оризон-Навігація” на Черкащині.

Досягнення мікрохвильової техніки, в тому числі діелектроніки, ефективно реалізуються також у вітчизняних розробках інформаційних мікрохвильових систем інтегрального обслуговування типу МІТРС, практичне впровадження яких дає змогу значно поліпшити телекомунікаційне забезпечення інформатизації держави. Такі розробки, виконані за участю М.Ю. Ільченка, успішно використовуються в Україні, Росії, Грузії та інших країнах. Створення перспективних радіотелекомунікаційних систем відзначено в 2000 р. Президією Національної академії наук України присудженням М.Ю. Ільченку Премії імені С.О. Лебедева.

Розробки останніх років стосуються сучасних мікрохвильових інформаційних систем, які вирішують проблеми широкосмугового безпроводового доступу, в тому числі використання електромагнітних хвиль терагерцового діапазону і нанотехнологій у радіотелекомунікаційних системах. В публікаціях останнього часу іноді навіть порівнюють темпи впровадження безпроводових технологій з революційними змінами технічних засобів інформатики, подібно до змін, які свого часу відбулися при реалізації комп'ютерних інформаційних мереж. Поєднання переваг, які дало оптимальне використання мікрохвильових технологій і засобів обчислювальної техніки, дало можливість колективу фахівців з Київської політехніки, Інституту кібернетики імені В.М. Глушкова НАН України, компанії “Укрсат” та підприємства “Оризон-Навігація” за наукової координації з боку М.Ю. Ільченка виконати цикл розробок, спрямованих на виконання завдань, передбачених трьома указами Президента України, чотирма постановами Кабінету міністрів України. Вирішення цих завдань дало змогу створити і впровадити вітчизняні інформаційно-телекомунікаційні системи для інформатизації митної, податкової та прикордонної служб,



Презентація експонатів
Державного політехнічного музею. 1999 р.

банківської діяльності, поліпшення інформатизаційного забезпечення на автомобільних шляхах України, вдосконалення навігаційних систем, інформаційного забезпечення органів державної влади тощо. Впровадження результатів зазначеного циклу розробок відзначено в 2004 р. Державною премією України в галузі науки і техніки.

Ще одним важливим науковим напрямом, яким опікується М.Ю. Ільченко, є дослідження з історії науки і техніки. Становлення і розвиток Державного політехнічного музею відбулося за його безпосередньої участі. Разом зі своїми здобувачами учених ступенів кандидата і доктора наук і працівниками музею він організував дослідження з історії розвитку техніки як необхідної складової формування світогляду фахівців технічних спеціальностей. За ініціативи академіка Бориса Євгеновича Патона з 2001 р. започатковані наукові читання з циклу “Видатні конструктори України”, які систематично проводяться на базі музею під егідою його ученої ради, яку очолює М.Ю. Ільченко. Вивчення діяльності понад 30 вітчизняних творців-першопроходців у різних галузях науково-технічної творчості, життєвий та науковий шлях яких пов’язаний з Україною, сприяє збереженню історичної пам’яті про визначні здобутки науково-технічної та інженерно-конструкторської думки, формуванню цілісної історичної картини розвитку науки і техніки в країні.

Різноманітною є науково-організаційна діяльність М.Ю. Ільченка, який, зокрема, формує засади інноваційної діяльності в рамках наукового парку “Київська політехніка”, є головним редактором наукових журналів “Telecommunication Sciences”, “Дослідження з історії техніки”, співголовою від України Програмного комітету двадцяти щорічних Міжнародних конференцій з мікрохвильових і телекомунікаційних технологій “КриМіКо”, праці яких понад 10 років представлені у світовій базі “Scopus”. Заступник академіка-секретаря Відділення інформатики НАН України, голова ради проректорів із наукової роботи — ці виборні обов’язки, а також членство у багатьох науково-організаційних комісіях державного рівня сприяють використанню його досвіду у формуванні та реалізації політики організації науки в Україні.

Наукові публікації М.Ю. Ільченка становлять понад 500 праць, у тому числі монографії енциклопедичного характеру. Зокрема, монографія “Диэлектрические резонаторы”, яку опубліковано в 1989 р. видавництвом “Радио и связь” (Москва) з участю і за редакцією М.Ю. Ільченка, представлена в бібліотеці Конгресу Сполучених Штатів Америки, а передмову до

неї написав лауреат Ленінської і Нобелівської премій, двічі Герой соціалістичної праці, академік АН СРСР Олександр Михайлович Прохоров, який відзначив, що в монографії *“изложение физических основ работы диэлектрических резонаторов гармонично сочетается со всесторонним рассмотрением инженерной теории устройств на их основе, а также вопросов, связанных с их разработкой и применением в современных радиорелейных станциях и системах связи нового поколения”*. В монографіях останніх років ґрунтовно висвітлено сучасні досягнення мікрохвильової техніки та радіотехнологій і їх використання при побудові перспективних інформаційних систем. Зокрема, двотомник *“Микроволновые устройства телекоммуникационных систем”* академік Микола Григорович Находкін охарактеризував як *“достойного преемника ставших уже классикой прежних трудов по технике СВЧ”*.



Ж.І. Алфьоров в НТУУ “КПІ”.
2003 р.

Вагомий науковий доробок ученого став базисом для організації ним у Київській політехніці нових кафедр, наукового та навчального інститутів, забезпечення високоякісної підготовки фахівців у сфері телекомунікацій. Заслужений професор НТУУ “КПІ”, почесний член IEEE (США) М.Ю. Ільченко і його наукова школа (а це понад 20 докторів і кандидатів наук) визнані в Україні й інших державах. Тож, як справедливо зазначив віце-президент Російської академії наук, лауреат Нобелівської премії Жорес Іванович Алфьоров, *“профессор М.Е. Ильченко своим выдающимся научным вкладом и организационной деятельностью способствует укреплению авторитета украинской научной школы”*.

**Ректор НТУУ “КПІ”
академік М.З. Згуровський**

**I. ДОСЛІДЖЕННЯ В СФЕРІ
МІКРОХВИЛЬНОЇ ТЕХНІКИ
ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ
ТЕХНОЛОГІЙ**

ЯВЛЕНИЕ РЕЗОНАНСНОГО ПОВОРОТА ПЛОСКОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИИ В КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ С ФЕРРИТОВЫМ РЕЗОНАТОРОМ

М.Е. Ильченко

Излагаются результаты экспериментального и теоретического исследований явления резонансного поворота плоскости поляризации волны, которое наблюдается в круглом волноводе при резонансном переизлучении электромагнитной энергии ферритовым резонатором. Установлено, что отмеченное явление обусловлено связью резонатора с волноводом по двум волнам со взаимно-перпендикулярной поляризацией. Показано хорошее соответствие основных теоретических выводов с результатами эксперимента.

ВВЕДЕНИЕ

Миниатюрные, т. е. малые по сравнению с длиной электромагнитной волны, ферритовые элементы, в которых возбуждена прецессия вектора намагниченности, ведут себя на СВЧ подобно резонаторам. Применение таких ферритовых резонаторов (обычно изготовленных из монокристаллических ферритов со структурой граната и выполненных в форме сферы) приводит в настоящее время к разработке ряда частотно-избирательных устройств с магнитной настройкой. Основой для этой разработки являются результаты теоретического и экспериментального исследований взаимодействия сферического ферритового резонатора с такими линиями передачи, как прямоугольный волновод и коаксиальная линия (см., например, [1–4]).

В продолжение этих исследований нами было рассмотрено взаимодействие ферритового резонатора с круглым волноводом; это исследование, в частности, показало [5], что переизлучающие свойства ферритового резонатора могут быть использованы для частотно-избирательного поворота плоскости поляризации электромагнитной волны типа H_{11} в круглом волноводе. В настоящей работе излагаются результаты теоре-

тического и экспериментального исследований указанного явления.

1. РЕЗУЛЬТАТЫ ОПЫТА И ИХ ИНТЕРПРЕТАЦИЯ

Вначале нами было проведено экспериментальное исследование резонансного поворота плоскости поляризации, а затем разработана теоретическая трактовка этого явления. Опыты проводились в 3-см диапазоне волн. Был использован круглый волновод с внутренним диаметром $2R = 25$ мм. Внешнее резонансное магнитное поле было приложено вдоль электрического вектора падающей электромагнитной волны типа H_{11} , как показано на рис. 1. Сферические ферритовые резонаторы были изготовлены из монокристалла иттриевого граната, они имели собственную ширину кривой ферромагнитного резонанса $0,4\text{--}2$ а/см и диаметр порядка $1\text{--}2$ мм.

Основные результаты этих экспериментов сводятся к следующему: а) поворот плоскости поляризации наблюдается в случае смещения ферритового резонатора с линии, где $\alpha_0 = 0, \alpha_0 = \pi$; частотная зависимость угла поворота плоскости поляризации имеет типичный резонансный характер с максимумом в точке ферромагнитного резонанса; б) абсолютное значение и знак угла поворота плоскости поляризации при резонансе определяются как координатой расположения фер-

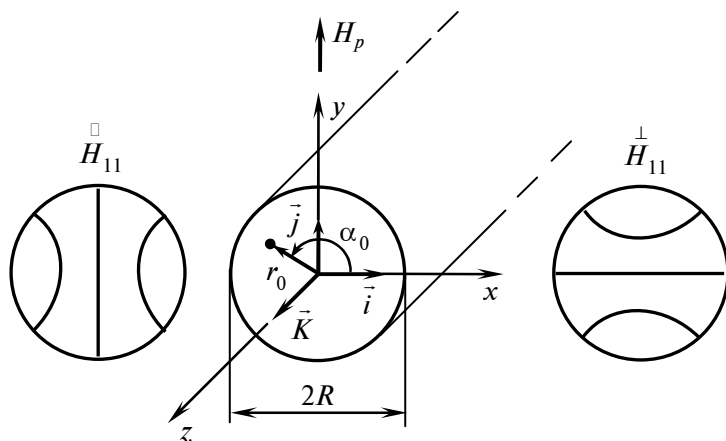


Рис. 1. Ферритовый резонатор в круглом волноводе

ритового резонатора в поперечном сечении волновода, так и его параметрами (объем и магнитная восприимчивость при резонансе); в) в точке ферромагнитного резонанса электромагнитная волна, испытывающая поворот плоскости поляризации, имеет линейную поляризацию, при небольшой расстройке в области резонанса — эллиптическую и при очень большой расстройке, где поворот плоскости поляризации почти отсутствует, — снова линейную поляризацию.

Использование в этих опытах ферритовых элементов, которые намагничены в режиме ферромагнитного резонанса и размеры которых малы настолько, что эффектом распространения электромагнитной волны в объеме образца можно пренебречь [1], не позволяет интерпретировать сущность наблюдаемого явления известными эффектами Фарадея и двойного лучепреломления [6]. Основные закономерности наблюдаемого резонансного поворота плоскости поляризации не соответствуют результатам расчетов [7, 8] на основе теории возмущений.

Для интерпретации физической сущности наблюдаемого явления нам представляется необходимым учет того, что при помещении в круглый волновод ферритового резонатора последний переизлучает энергию электромагнитного поля, переносимую по волноводу не только волной, плоскости поляризации которой совпадает с плоскостью поляризации падающей волны, но также и волной того же типа, плоскость поляризации которой перпендикулярна по отношению к падающей*. Условием возбуждения ферритом электромагнитной волны с плоскостью поляризации, перпендикулярной к падающей, является наличие в месте расположения резонатора перпендикулярной к направлению поля подмагничивания составляющей СВЧ-магнитного поля этой же волны. Следствием такого возбуждения является то, что плоскость поляризации переизлученной волны отличается от плоскости поляри-

* Существование этих двух взаимно-перпендикулярных поляризаций в данном случае не должно вызывать сомнений, так как подобная ситуация имеет место при гироманитной связи двух ортогонально расположенных прямоугольных волноводов [1, 2] или объемных резонаторов [9].

зации падающей волны. В результате этого плоскость поляризации волны, проходящей к нагрузке и определяемой суперпозицией падающей и переизлученной волн, будет повернута на определенный угол. Величина этого угла определяется соотношением амплитуд падающей и переизлученной волн. При этом наблюдаемая экспериментально линейность поляризации волны, испытывавшей на частоте резонанса поворот плоскости поляризации, в соответствии с изложенным выше принципом поворота свидетельствует о синфазности возбуждения ферритом двух; волн со взаимно-перпендикулярной поляризацией, которые, как будет показано ниже, противоположны падающей волне.

Таким образом, общим между явлением резонансного поворота плоскости поляризации в круглом волноводе с ферритовым резонатором и явлением связи через ферритовый резонатор входного и выходного ортогонально расположенных прямоугольных волноводов [1, 2] или объемных резонаторов [9] является то, что в обоих случаях падающая волна (колебание) возбуждает вынужденную процессию вектора намагниченности феррита, что влечет за собой возбуждение переменной намагниченностью феррита электромагнитной волны (колебания) с плоскостью поляризации, перпендикулярной к падающей. Спецификой рассматриваемого явления в круглом волноводе является то, что здесь падающая волна и волна с перпендикулярной к ней плоскостью поляризации, дополнительно возбуждаемая переменной намагниченностью феррита, подвергаются суперпозиции и распространяются совместно в одном и том же волноводе, а не отдельно во входном и выходном волноводах [1, 2].

2. ОБЩИЕ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ХАРАКТЕРИСТИК ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ

Теоретическое исследование рассматриваемой системы проведем методом, который уже использовался нами ранее [10, 11]. Согласно этому методу на первом этапе в результате решения уравнения баланса мощностей для системы получают довольно общие и достаточно точные выражения для характеристик взаимодействия; общность этих выражений обу-

словлена тем, что они представлены через единый количественный критерий — коэффициент связи ферритового резонатора с волноводом

$$K = Q_c / Q_{св} = P_{и} / P_{п}, \quad (1)$$

где Q_c , $Q_{св}$ — соответственно собственная добротность и добротность связи ферритового резонатора; $P_{и}$, $P_{п}$ — соответственно мощность, переизлучаемая резонатором в линию передачи, и мощность, поглощаемая ферритом при резонансе.

При получении основных теоретических соотношений, описывающих количественно явление резонансного поворота плоскости поляризации, в соответствии с изложенной выше физической трактовкой сущности этого явления будем учитывать то, что ферритовый резонатор может быть связан с волноводом по двум волнам типа H_{11} , имеющим взаимноперпендикулярную поляризацию. Поскольку эти две волны удовлетворяют условиям ортогональности, то связь ферритового резонатора с волноводом будем анализировать отдельно по каждой из них. Величины, характеризующие связь феррита с волноводом по типу волны, плоскость поляризации которой совпадает с падающей, будем обозначать индексом $\parallel$, а величины, характеризующие связь по типу волны, плоскость поляризации которой перпендикулярна к падающей — индексом $\perp$.

В случае согласованного волновода с ферритовым резонатором общий коэффициент связи (1) запишем в виде

$$K = K_{1\parallel} + K_{2\parallel} + K_{1\perp} + K_{2\perp}, \quad (2)$$

где

$$K_{1\parallel} = P_{1и\parallel} / P_{п}, \quad K_{2\parallel} = P_{2и\parallel} / P_{п}, \quad K_{1\perp} = P_{1и\perp} / P_{п}, \quad K_{2\perp} = P_{2и\perp} / P_{п} \quad (3)$$

— частные коэффициенты связи. Здесь

$$P_{1и\parallel} = D_{1р}^2 P, \quad P_{2и\parallel} = D_{2р}^2 P, \quad P_{1и\perp} = D_{1р}^2 P, \quad P_{2и\perp} = D_{2р}^2 P \quad (4)$$

– мощности, переизлучаемые ферритовым резонатором и переносимые по волноводу в направлении к генератору (индекс 1) и в направлении к нагрузке (индекс 2); D_p – нормированный коэффициент переизлучения при резонансе; P – уровень мощности падающей волны.

Уравнение баланса мощностей в согласованном круглом волновод с ферритовым резонатором при резонансе запишем в виде

$$P = P\Gamma_p^2 + PT_p^2 + P\kappa_p, \quad (5)$$

где (с учетом того, что падающая волна и волна с перпендикулярной к ней плоскостью поляризации имеют одинаковое волновое сопротивление) характеристики взаимодействия равны:

а) коэффициент отражения

$$\vec{\Gamma}_p = (\vec{i}H_{1и}^{\parallel} + \vec{j}H_{1и}^{\perp}) / \vec{i}H_{пад}^{\parallel} = \vec{i}D_{1p}^{\parallel} + \vec{j}D_{1p}^{\perp},$$

откуда модуль коэффициента отражения равен

$$\Gamma_p = \sqrt{D_{1p}^{\parallel 2} + D_{1p}^{\perp 2}}, \quad (6)$$

угол поворота плоскости поляризации отраженной волны равен (относительно орты)

$$\psi_r = \text{arctg} \frac{D_{1p}^{\perp}}{D_{1p}^{\parallel}}, \quad (7)$$

б) коэффициент прохождения

$$\vec{T} = (\vec{i}H_{пад}^{\parallel} + \vec{i}H_{2и}^{\parallel} + \vec{j}H_{2и}^{\perp}) / \vec{i}H_{пад}^{\parallel} = \vec{i}(1 + D_{2p}^{\parallel}) + \vec{j}D_{2p}^{\perp},$$

откуда модуль коэффициента прохождения равен

$$T_p = \sqrt{(1 + D_{2p}^{\parallel})^2 + D_{2p}^{\perp 2}}, \quad (8)$$

угол поворота плоскости поляризации прошедшей волны равен

$$\psi_T = \arctg \frac{\overset{\perp}{D}_{2p}}{1 + \overset{\perp}{D}_{2p}}, \quad (9)$$

угол поворота плоскости поляризации волны, переизлученной в направлении к нагрузке, равен

$$a_{\text{и}} = \arctg \frac{\overset{\perp}{D}_{2p}}{\overset{\perp}{D}_{2p}}. \quad (10)$$

в) коэффициент поглощения

$$\varkappa_p = P_{\text{п}} / P. \quad (11)$$

Подставляя соотношения (6), (8), (11) в выражение (5) с учетом того, что (3), (4), (11)

$$\varkappa_p = \frac{P_{\text{п}}}{P} \frac{\overset{\perp}{P}_{\text{ли}}}{\overset{\perp}{P}_{\text{ли}}} = \frac{\overset{\perp}{D}_{1\text{п}}^2}{\overset{\perp}{K}_1} = \frac{\overset{\perp}{D}_{2\text{п}}^2}{\overset{\perp}{K}_2} = \frac{\overset{\perp}{D}_{1\text{п}}^2}{\overset{\perp}{K}_1} = \frac{\overset{\perp}{D}_{2\text{п}}^2}{\overset{\perp}{K}_2}, \quad (12)$$

нетрудно найти

$$\overset{\perp}{D}_{1\text{п}} = -2\sqrt{\overset{\perp}{K}_1 \overset{\perp}{K}_2} / (1 + K), \quad \overset{\perp}{D}_{2\text{п}} = -2\overset{\perp}{K}_2 / (1 + K),$$

$$\overset{\perp}{D}_{1\text{п}} = -2\sqrt{\overset{\perp}{K}_1 \overset{\perp}{K}_2} / (1 + K), \quad \overset{\perp}{D}_{2\text{п}} = -2\sqrt{\overset{\perp}{K}_2 \overset{\perp}{K}_2} / (1 + K). \quad (13)$$

Знак минус в этих соотношениях свидетельствует о противофазности переизлученных волн по отношению к падающей волне.

Подставив соотношения (13) в выражения (6)–(12), получим следующие общие формулы для характеристик взаимодействия при резонансе: модуль коэффициента отражения

$$\Gamma_p = 2\sqrt{\overset{\perp}{K}_2 (\overset{\perp}{K}_1 + \overset{\perp}{K}_1)} / (1 + K) = \sqrt{\overset{\perp}{\Gamma}_p^2 + \overset{\perp}{\Gamma}_p^2}, \quad (14)$$

где

$$\Gamma_p^{\parallel} = -2\sqrt{K_1 K_2^{\parallel}} / (1 + K); \quad \Gamma_p^{\perp} = -2\sqrt{K_1^{\perp} K_2^{\parallel}} / (1 + K),$$

угол поворота плоскости поляризации волны, отраженной в направлении к генератору,

$$\psi_{\Gamma} = \arctg \sqrt{K_1^{\perp} / K_1^{\parallel}}, \quad (15)$$

модуль коэффициента прохождения равен

$$T_p = \frac{\sqrt{(1 + K - 2 K_2^{\parallel})^2 + 4 K_2^{\parallel} K_2^{\perp}}}{1 + K} = \sqrt{T_p^{\parallel 2} + T_p^{\perp 2}}, \quad (16)$$

где

$$T_p^{\parallel} = (1 + K - 2 K_2^{\parallel}) / (1 + K);$$

$$T_p^{\perp} = -2\sqrt{K_2^{\parallel} K_2^{\perp}} / (1 + K),$$

угол поворота плоскости поляризации волны, прошедшей в направлении к нагрузке,

$$\psi_T = -\arctg \frac{2\sqrt{K_2^{\parallel} K_2^{\perp}}}{1 + K - 2 K_2^{\parallel}}, \quad (17)$$

угол поворота плоскости поляризации волны, переизлученной в направлении к нагрузке,

$$\alpha_{\Pi} = \arctg \sqrt{K_2^{\perp} / K_2^{\parallel}}, \quad (18)$$

коэффициент поглощения равен

$$\kappa_p = 4 K_2^{\parallel} / (1 + K)^2. \quad (19)$$

3. ВЫЧИСЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ СВЯЗИ

Для вычисления коэффициентов связи ферритового резонатора с волноводом необходимо определить как мощность

тепловых потерь при резонансе, так и мощность, переизлучаемую ферритом в волновод. В работе [11] нами проведены такие вычисления и получены расчетные соотношения для коэффициентов связи как в общем случае, так и в частном случае связи феррита с волноводом через волну типа H . Эти вычисления были проведены при следующих основных упрощающих предположениях: а) учитывается лишь однородная прецессия вектора намагниченности и пренебрегается диэлектрической проницаемостью феррита; б) линейные размеры ферритового резонатора (представляющего собой эллипсоид вращения) предполагаются много меньшими линейных размеров волновода и длины электромагнитной волны; в) невозмущенное магнитное поле в месте расположения резонатора предполагается однородным, а феррит намагничен до насыщения однородным магнитным полем; г) не учитываются эффекты, связанные с нелинейностью уравнения движения вектора намагниченности либо с нагревом феррита поглощенной мощностью; д) размещение резонатора предполагается на достаточном удалении от стенок волновода с тем, чтобы не учитывать влияние последних на ближние поля ферритового резонатора.

В интересующем нас случае связи ферритового резонатора с согласованной линией передачи мы воспользуемся соотношениями для коэффициентов связи через волну типа H согласно [11] и выражениями для составляющих электромагнитного поля двух волн типа H_{11} со взаимно-перпендикулярной поляризацией [12]. В результате получим следующие выражения для коэффициентов связи ферритового резонатора с согласованным круглым волноводом в случае приложения резонансного поля подмагничивания вдоль оси y (рис. 1):

$$\begin{aligned} K_{21}^{\parallel} = \frac{4, 2v_{\Phi}\chi_p''}{R^2\lambda_B} \left[-J_1'(\beta_r r_0) \cos a_0 + \frac{1}{\beta_r r_0} J_1(\beta_r r_0) \cos a_0 \pm \right. \\ \left. \pm \frac{\beta_r}{\beta_z} J_1(\beta_r r_0) \cos a_0 \right]^2, \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \frac{\perp}{2} K_1 = \frac{4, 2 v_{\phi} \chi_p''}{R^2 \lambda_B} \left[-J_1'(\beta_r r_0) \cos a_0 + \frac{1}{\beta_r r_0} J_1(\beta_r r_0) \cos a_0 \pm \right. \\ \left. \pm \frac{\beta_r}{\beta_z} J_1(\beta_r r_0) \right]^2 \sin^2 a_0, \end{aligned} \quad (21)$$

где — объем ферритового резонатора; χ_p'' — магнитная восприимчивость феррита при резонансе; λ_B — длина волны в волноводе; $\beta_r = 1,84/R$ — поперечное волновое число; $\beta_z = 2\pi/\lambda_B$ — продольное волновое число.

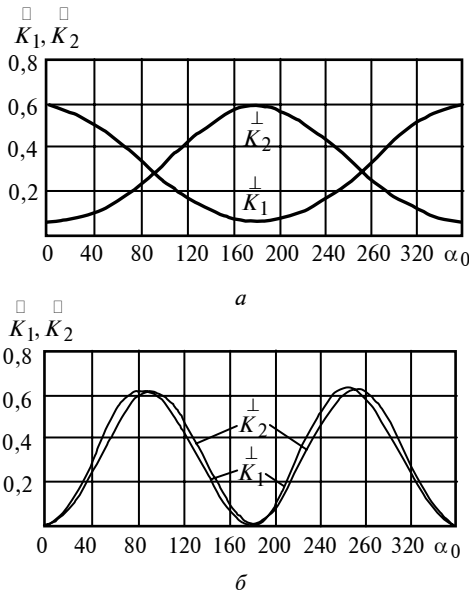


Рис. 2. Зависимости коэффициентов связи от угловой координаты расположения ферритового резонатора в волноводе. Параметры резонатора $v_{\phi} = 1,1 \text{ мм}^3$, $\chi_p'' = 2150$

На рис. 2 приведены рассчитанные согласно (20), (21) типичные зависимости коэффициентов связи от угловой координаты (α_0) расположения резонатора в поперечном сечении круглого волновода для случая, когда радиальная координата $r_0 = 0,2R$. Видно, что связь резонатора с волноводом через волну типа $\perp H_{11}$ отсутствует при размещении резонатора вдоль линии, где $\alpha_0 = 0$. При этом, как уже отмечалось выше, отсутствует поворот плоскости поляризации волны.

4. ИССЛЕДОВАНИЕ НЕКОТОРЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ (РАСЧЕТ И ЭКСПЕРИМЕНТ)

Характеристики взаимодействия ферритового резонатора с круглым волноводом нетрудно рассчитать, подставив приве-

денные в первом приближении соотношения (20), (21) в общие формулы (14)–(19). При этом, в частности, нетрудно убедиться, что угол поворота плоскости поляризации волны, переизлученной ферритовым резонатором, не зависит (в первом приближении) от параметров феррита, а определяется лишь соотношением составляющих СВЧ-магнитного поля в той точке, в которую помещен резонатор. В отличие от угла поляризации переизлученной волны угол поворота плоскости поляризации прошедшей волны зависит не только от координаты расположения резонатора, но также и от его параметров.

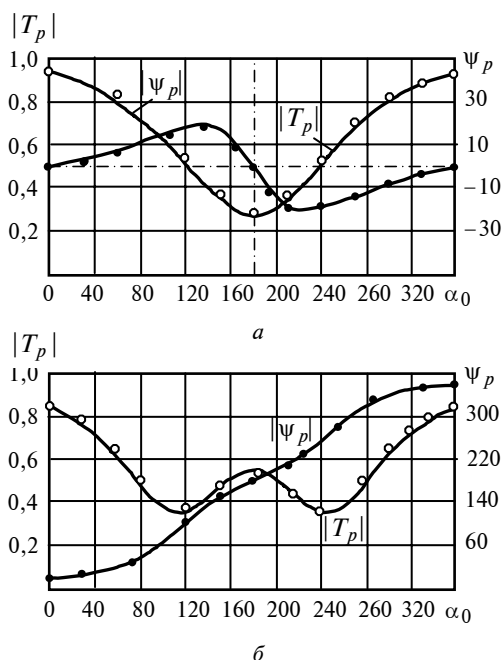


Рис. 3. Зависимости коэффициента прохождения и угла поворота плоскости поляризации при резонансе от угловой координаты расположения резонатора в волноводе. Параметры резонатора: a — $\tau_\phi = 1,1 \text{ мм}^3$, $\chi_p'' = 2150$; b — $\tau_\phi = 6 \text{ мм}^3$, $\chi_p'' = 4050$

На рис. 3 представлены зависимости коэффициента прохождения и угла поворота плоскости поляризации при резонансе от угловой координаты расположения ферритового резонатора в поперечном сечении волновода при радиальной координате $r_0 = 0,2R$, причем на рис. 3, а представлен случай, когда связь резонатора с волноводом может удовлетворять соотношению

$$\parallel 2K_2 < 1 + K, \quad (22)$$

а на рис. 3, б представлен случай, когда

$$\parallel 2K_2 > 1 + K. \quad (23)$$

Видно, что при выполнении условия (23)

угол поворота плоскости поляризации изменяется плавно в интервале при перемещении резонатора по угловой координате; зависимость коэффициента прохождения от угловой координаты при этом принимает вид двугорбой кривой. Приведенные на рис. 3 угловые зависимости резонансного поворота плоскости, поляризации имеют (по абсолютному значению $|\psi_p|$) периодичность 180° (а не, например, 90°) потому, что такую же 180° -ную периодичность имеют угловые зависимости коэффициентов связи ферритового резонатора с круглым волноводом (рис. 2). Последнее обусловлено тем, что при перемещении ферритового резонатора по угловой координате, например от нулевого значения до значения $\alpha_0 = 180^\circ$, резонатор, вследствие не взаимного характера взаимодействия его переменной намагниченности с электромагнитным полем, только по одному разу симметрично в каждой из зон $\alpha_0 = 360-180^\circ$ и $\alpha_0 = 0-180^\circ$ проходит точки, где взаимодействие с намагниченностью феррита СВЧ-магнитное поле имеет одинаковые амплитуду и поляризацию. Упомянутый не взаимный характер взаимодействия проявляется особенно заметно при перемещении резонатора по радиальной координате (при угловой координате, равной, например, $\alpha_0 = 30^\circ$), как это показано на рис. 4. Действительно, из рис. 4 следует, что при размещении ферритового резонатора в месте, где СВЧ-магнитное поле падающей волны имеет круговую поляризацию левого вращения $r_0 / R = 0,45$, поворот плоскости поляризации вообще отсутствует и, наоборот, резонансный поворот плоскости поляризации максимален при размещении резонатора в месте, где СВЧ-магнитное поле имеет круговую поляризацию правого вращения ($r_0 / R = -0,45$). В последнем случае одновременно увеличиваются потери энергии электромагнитной волны, испытывающей резонансный поворот плоскости поляризации. Однако, как показали исследования, при выполнении условия (23) указанные потери могут быть существенно уменьшены.

Результаты экспериментального исследования характеристик взаимодействия отмечены на рис. 3 и 4 точками наряду

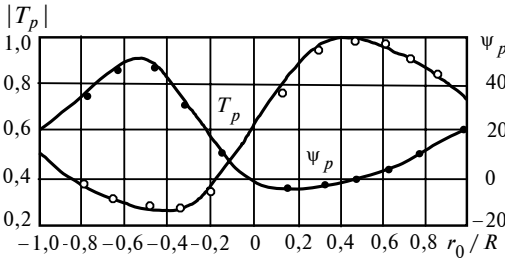


Рис. 4. Зависимости коэффициента прохождения и угла поворота плоскости поляризации при резонансе от радиальной координаты расположения резонатора в волноводе. Параметры резонатора $\nu_{\phi} = 1,1$ мм³, $\chi_p'' = 2150$

со сплошными расчетными линиями. Видно, что полученные теоретические соотношения находятся в согласии с экспериментом.

Расчеты и эксперимент показывают также, что в диапазоне частот наблюдается хорошее постоянство величины угла резонансного поворота плоскости поляризации волны; это постоянство объясняется тем, что с ростом частоты величина угла поляризации переизлученной волны уменьшается, а амплитуда переизлученной волны при этом увеличивается.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе рассмотрены основные результаты исследования наблюдавшегося автором явления резонансного поворота плоскости поляризации волны в круглом волноводе с ферритовым резонатором. Установлено, что причиной этого поворота является наличие связи ферритового резонатора с круглым волноводом по двум волнам со взаимно-перпендикулярной поляризацией; одна из этих волн возбуждает вынужденную прецессию вектора намагниченности ферритового резонатора, а вторая волна возбуждается переменной намагниченностью феррита.

Путем решения уравнения баланса мощностей в согласованном круглом волноводе с ферритовым резонатором получены общие формулы для характеристик взаимодействия резонатора с волноводом. Общность этих формул обусловлена тем, что они представлены через единый количественный критерий — коэффициент связи ферритового резонатора с волноводом. Соотношения для этих коэффициентов связи

приведены в первом приближении для частного случая совпадения направления постоянного резонансного магнитного поля с направлением электрического вектора падающей волны. Отметим, что ограниченный объем статьи не позволил нам проанализировать явление резонансного поворота плоскости поляризации при других направлениях поля подмагничивания. Такой анализ будет проведен нами в дальнейшем и будет показано, что выбором направления резонансного поля подмагничивания и выбором положения ферритового резонатора в поперечном сечении круглого волновода можно осуществить как только невзаимный, так и полностью взаимный характер резонансного поворота плоскости поляризации.

Развитая теория, несмотря на ряд принятых при расчете коэффициентов связи приближений, в основных чертах соответствует сути наблюдаемого явления и его основным закономерностям, что подтверждается результатами экспериментов.

В заключение отметим, что явление резонансного поворота плоскости поляризации в круглом волноводе с ферритовым резонатором может быть использовано для практических целей, в частности для создания разделительных фильтров и ограничителей уровня мощности.

Автор выражает благодарность А.А. Бокринской за стимулирующий интерес к работе и Ю.Г. Кулешову, Н.Т. Бове за полезное обсуждение результатов работы и ценные советы.

ЛИТЕРАТУРА

1. А.Г. Гуревич, Радиотехника и электроника, 1963, 8, 5. 780.
2. А.Л. Микаэлян, М.М. Коблова, Радиотехника и электроника, 1962, 7, 10. 1835.
3. В.В. Масленникова, Радиотехника и электроника, 1964, 9, 4, 616.
4. А.А. Бокринская, В.С. Вунтесмери, А.В. Кисляковский, Ферромагнитный резонанс в технике сантиметровых волн. Изд. Техника, Киев, 1966.
5. М.Е. Ильченко, Исследование некоторых характеристик взаимодействия системы круглый волновод — ферритовый резонатор, Вестн. Киевск. политехн. ин-та, Сер. радиотехн., 1967, 4, 27.

6. А.Л. Микаэлян, Теория и применение ферритов на СВЧ, ГЭИ, 1963.

7. В.В. Никольский, Радиотехника и электроника, 1957, 2, 2, 157.

8. В.В. Никольский, Радиотехника и электроника, 1957, 2, 7, 833.

9. R.W. De Gasse, J. Appl. Phys., Suppl., 1959, 30, 4, 155.

10. М.Е. Ильченко, Е.В. Кудинов, Характеристики взаимодействия намагниченного ферритового элемента с линией передачи СВЧ, Вестн. Киевск. политехн. ин-та. Сер. радиотехн., 1966, 3, 34.

11. М.Е. Ильченко, Расчет коэффициентов связи ферритового резонатора с линией передачи, Вестн. Киевск. политехн. ин-та. Сер. радиотехн. и электроакуст., 1968. 5, 35.

12. В.В. Никольский, Теория электромагнитного поля, Изд. Высшая школа, 1961, 277.

М. Е. Ильченко, Е. В. Кудинов

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ФЕРРИТОВОГО РЕЗОНАТОРА С ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ ПРИ ЗАПОРГОВЫХ УРОВНЯХ МОЩНОСТИ СВЧ

В [1] исследованы фазовые характеристики взаимодействия ферритового резонатора с волноводом при допороговых уровнях мощности СВЧ, т.е. когда параметры феррита не зависят от уровня мощности падающей волны.

В настоящей работе сообщаются некоторые результаты экспериментального исследования амплитудных и фазовых характеристик при запороговых уровнях мощности. Эти результаты были получены при внешнем подмагничивающем поле, соответствующем совпадению основного и дополнительного резонансов [2] в сферическом резонаторе, изготовленном из монокристалла иттриевого граната.

Известно, что при помещении в линию передачи СВЧ ферритового резонатора в последнем имеют место как тепловые потери энергии системы однородно прецессирующих спинов, так и потери энергии на переизлучение [3]. При этом количественно степень связи ферритового резонатора с линией передачи можно оценить по коэффициенту связи K [4].

При допороговых уровнях мощности коэффициент связи не является функцией мощности падающей волны и основные характеристики взаимодействия (т. е. коэффициенты прохождения, отражения и поглощения) ферритового резонатора с линией передачи могут быть представлены через этот коэффициент связи.

При уровнях мощности P , больших порогового значения $P_{\text{орп}}$, вследствие появления нелинейных эффектов [2], пара-

метры феррита оказываются зависящими от уровня мощности падающей волны. При этом как коэффициент связи, так и характеристики взаимодействия становятся функцией этого уровня мощности. Основные результаты экспериментального исследования характеристик взаимодействия ферритового резонатора с согласованной коаксиальной линией передачи, частично заполненной диэлектриком, при запороговых уровнях мощности и при помещении резонатора в место, где СВЧ магнитное поле поляризовано по кругу, иллюстрируются рис. 1 и рис. 2. Это исследование было проведено в 15 см диапазоне волн.

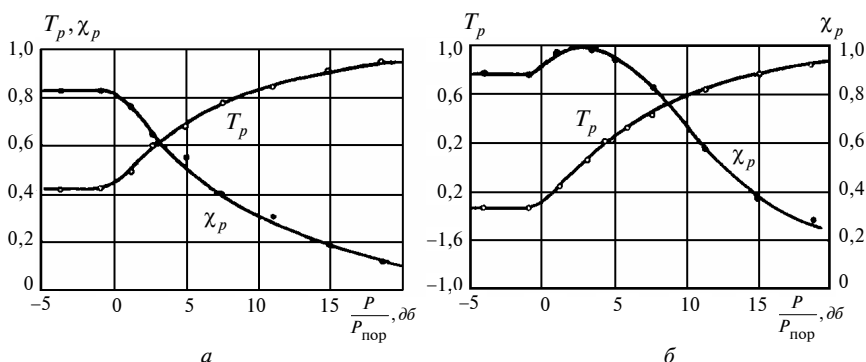


Рис. 1. Зависимости коэффициентов прохождения и поглощения при резонансе от уровня мощности падающей волны: *а* — при диаметре ферритового резонатора $\varnothing = 1,53 \text{ мм}$ и его магнитной восприимчивости при резонансе $\chi_p'' = 1400$ коэффициент связи в линейном режиме $K = 0,4$; *б* — $\varnothing = 2,6 \text{ мм}$, $\chi_p'' = 1170$, $K = 2$.

Из рис. 1 видно, что в случае, когда связь ферритового резонатора с линией передачи в линейном режиме критической ($K < 1$), увеличение уровня мощности падающей волны выше порогового значения приводит к монотонному увеличению коэффициента прохождения и к уменьшению коэффициента поглощения. В случае, когда связь резонатора с линией передачи в линейном режиме больше критической ($K > 1$), увеличение уровня мощности выше порогового значения приводит сначала к уменьшению коэффициента прохождения, который достигает нулевого значения при некотором

уровне мощности $P_{кр}$, несколько превышающем пороговое значение, а затем коэффициент прохождения, изменив фазовый угол на 180° , увеличивается как и в случае, когда $K < 1$. В случае $K > 1$ увеличение уровня мощности выше порогового значения приводит к тому, что коэффициент поглощения сначала увеличивается и, достигнув своего максимального значения $\chi_p = 1$, затем уменьшается, стремясь к нулю при уровнях мощности, значительно превышающих пороговое значение. Экстремальные значения коэффициентов прохождения и поглощения в рассматриваемом случае $K > 1$ имеют место при одинаковом уровне мощности $P_{кр}$, несколько превышающем пороговое значение и соответствующем критическому значению эффективного (т. е. являющегося функцией уровня мощности падающей волны) коэффициента связи ферритового резонатора с линией передачи. Сравнивая результаты линейного приближения и результаты, представленные на рис. 1, можно заключить, что степень влияния запороговых уровней мощности на характеристики взаимодействия можно оценить по степени уменьшения эффективного коэффициента связи в сравнении с линейным режимом.

Увеличение уровня мощности выше порогового значения при $K < 1$ приводит как к уменьшению экстремальных значений фазового угла коэффициента прохождения, так и к увеличению расстояния между этими значениями по оси расстройки. В случае, когда $K > 1$ (рис. 2) увеличение уровня мощности, вплоть до значения $P_{кр}$, при котором эффективный коэффициент связи равен критическому значению, почти не изменяет вид фазовой характеристики. Дальнейшее увеличение уровня мощности падающей волны приводит к тому, что фазовая характеристика становится аналогичной случаю когда $K < 1$.

Некоторая асимметрия фазовых характеристик при запороговых уровнях мощности связана с асимметрией резонансных линий коэффициента прохождения; эта асимметрия возрастает с увеличением уровня мощности. При этом ветвь резонансной линии коэффициента прохождения в области магнитных полей, превышающих резонансное значение, возрастает значительно быстрее, чем ветвь в области дорезонансных

магнитных полей. При уровнях мощности, превышающих на несколько децибел пороговое значение, может иметь место нестабильность прошедшей мощности, что отмечено на резонансной линии коэффициента прохождения в виде скачка C (рис. 2, ε).

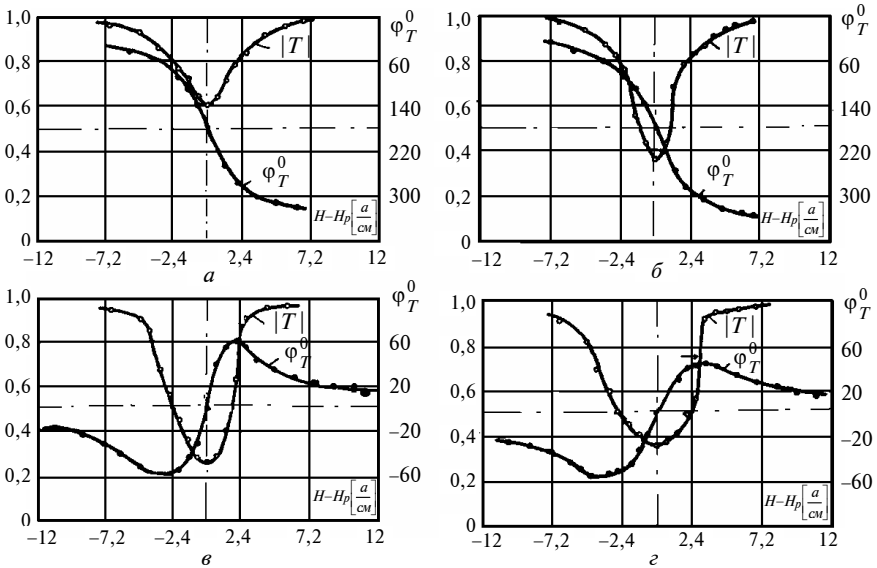


Рис. 2. Зависимости модуля и фазового угла коэффициента прохождения от расстройки в случае, когда в линейном режиме $K = 4$, при уровне мощности падающей волны в качестве параметра: $a - P/P_{\text{пор}} = 3 \text{ дБ}$; $б - P/P_{\text{пор}} = 1,5 \text{ дБ}$; $в - P/P_{\text{пор}} = 4,2 \text{ дБ}$; $г - P/P_{\text{пор}} = 5,4 \text{ дБ}$. При этом $P_{\text{пор}} = 45 \text{ мквт}$, $H_p = 1000 \text{ а/см}$.

При увеличении уровня мощности падающей волны выше порогового значения наблюдается смещение резонансной частоты ферритового резонатора. Причем это смещение особенно заметно в случае, когда в линейном режиме $K > 1$. В этом же случае $K > 1$ вблизи порогового уровня мощности наблюдается небольшое увеличение эффективных как нагруженной добротности ферритового резонатора, так и его магнитной восприимчивости при резонансе.

В заключение отметим, что упомянутые явления, как асимметрия резонансной кривой, нестабильность прошедшей мощности, смещение резонансной частоты ферритового резонатора, также наблюдались и ранее [6] при исследовании нелинейных явлений в марганцевом феррите, помещенном в объемный резонатор в отличие от впервые наблюдавшегося нами явления нулевого прохождения электромагнитной энергии через отрезок согласованной линии передачи, содержащей ферритовый резонатор, который работает при запороговом уровне мощности в режиме нелинейного ферромагнитного резонанса. Исследования, проведенные нами дополнительно, показали, что это явление нулевого прохождения принципиально может иметь место при размещении ферритового резонатора не только в месте, где СВЧ магнитное поле поляризовано по кругу, но также и в месте, где магнитное поле поляризовано эллиптически.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кисляковский А. В., Вунтесмери В. С., Фазовые соотношения при взаимодействии ферритового сфероида с электромагнитным полем волновода, Изв. вузов СССР — Радиотехника, 1965, 8, № 4, 455.
2. Suhl H., Ferromagnetic Resonance at high Signal Powers., Phys and Chem., Sol. 1957, 1, № 4, 209.
3. Bloembergen N., Pound R., Radiation Damping in Magnetic Resonance Experiments, Phys., 1954, 95, № 1, 8.
4. Ильченко М. Е., Кудинов Е. Б., Характеристики взаимодействия намагниченного ферритового элемента с линией передачи СВЧ, Вести. Киевск. политех. ин-та, сер. радиотехн., 1956, № 3, 34.
5. Ильченко М. Е., Кудинов Е. В., О характеристиках взаимодействия ферритового резонатора с линией передачи СВЧ, Вести. Киевск. политех. ин-та сер. радиотехн. и электроакуст., 1967, № 4, 21.
6. Weiss M., Ferromagnetic Resonance at high Signal Powers, Appl. Phys., 1960, 31, №5, 778.

*Поступило в редакцию 20 I 1968 г.,
после переработки 15 III 1968 г.*

М. Е. Ильченко

ВЛИЯНИЕ СВЯЗИ ФЕРРИТОВОГО РЕЗОНАТОРА С ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ НА ЭФФЕКТИВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ФЕРРИТА ПРИ ЗАПОРГОВЫХ УРОВНЯХ МОЩНОСТИ

В работе исследуется влияние степени связи ферритового резонатора с линией передачи в линейном режиме на изменение параметров резонатора в стационарном состоянии при полях h , больших, чем пороговое $h_{\text{пор}}$. Необходимость такого исследования обусловлена тем, что результаты эксперимента показывают количественное расхождение рассчитанных в соответствии с нелинейной теорией Сула [1] и экспериментальных зависимостей собственных параметров феррита от уровня мощности падающей волны в запороговой области. Иллюстрацией такого расхождения является рис. 1, где приведены экспериментальные зависимости собственной магнитной восприимчивости от уровня мощности при величине коэффициента связи [2] в линейном режиме в качестве параметра. Эти зависимости были получены нами в режиме совпадения резонансов при размещении в различных точках поперечного сечения согласованной полосковой линии передачи сферического ферритового резонатора с параметрами: объем $v_{\text{ф}} = 10 \text{ мм}^3$, собственная магнитная восприимчивость $\chi''_{\text{р0}} = 3500$; резонатор был изготовлен из монокристалла железо-иттриевого граната. Здесь же на рис. 1 кривой 1 отмечена расчетная зависимость, которая следует из упомянутой нелинейной теории [1]. Видно, что при увеличении коэффициента связи в линейном режиме (K) расхождение между экспериментальными кривыми и расчетной кривой становится все более существенным.

Описанное расхождение обусловлено тем, что в нелинейной теории Сулла не учтена связь феррита с линией передачи.

Одним из возможных путей учета этой связи является, по нашему мнению, запись уравнения движения вектора намагниченности ферритового резонатора, произвольно связанного с линией передачи, в виде

$$(1) \quad \frac{d\vec{M}}{dt} = -\gamma \vec{M} \times \vec{H} + \frac{\alpha}{M} (1 + K) \vec{M} \times \frac{d\vec{M}}{dt}.$$

Это уравнение отличается от уравнения, лежащего в основе нелинейной теории [1], диссипативным членом, в котором учтено, что затухание однородной прецессии обусловлено потерями, состоящими из сумм тепловых потерь в феррите и потерь на переизлучение в линию передачи; затухание спиновых волн из-за переизлучения в линию передачи не имеет места [3] и поэтому в уравнении (1) не учтено. Такой учет связи ферритового резонатора с линией передачи непосредственно в уравнении движения представляется нам оправданным с точки зрения результатов работ [4–7] и, как будет показано ниже, не противоречит результатам эксперимента.

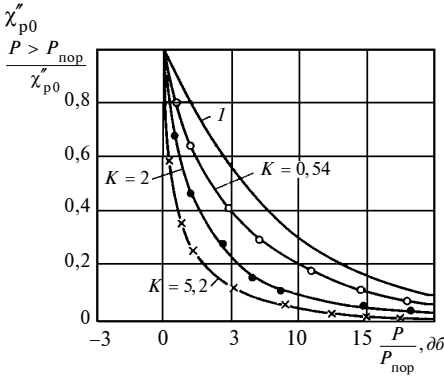


Рис. 1

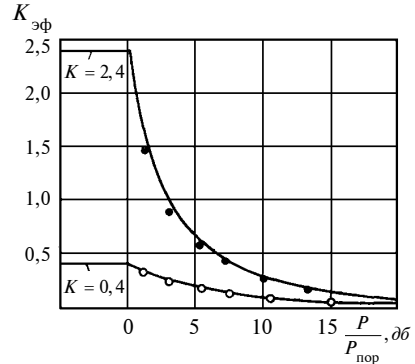


Рис. 2

Используя уравнение (1) в рамках нелинейной теории [1], для режима совпадения резонансов нетрудно получить следующее выражение для эффективной (т.е. являющейся функцией амплитуды СВЧ-магнитного поля) магнитной восприимчивости феррита в стационарном состоянии при полях, больших, чем пороговое:

$$(2) \quad \chi''_{эф} = \chi''_{p0} / \xi(1 + K),$$

где $\xi = h/h_{\text{пор}}$, $\xi \geq 1$. Формула (2) в сущности означает, что при запороговых уровнях мощности по закону $1/\xi$ уменьшается не собственная, а нагруженная (эквивалентная) [6] магнитная восприимчивость феррита. Благодаря этому собственная магнитная восприимчивость ферритового резонатора в запороговой области должна уменьшаться быстрее, чем $1/\xi$. Это и следует из формулы для эффективной собственной магнитной восприимчивости, которая выводится с учетом выражения (2), результатов работ [2, 8] и имеет вид

$$(3) \quad \chi''_{\text{p0эф}} = \chi''_{\text{p0}} / [\xi(1 + K) - K].$$

Пользуясь формулой (3) и результатами работы [8], нетрудно получить следующие формулы для эффективной собственной ширины линии ферромагнитного резонанса

$$(4) \quad 2\Delta H_{0\text{эф}} = 2\Delta H_0 / [\xi(1 + K) - K]$$

и для эффективного коэффициента связи ферритового резонатора с линией передачи

$$(5) \quad K_{\text{эф}} = K / [\xi(1 + K) - K].$$

Формула (5) была проверена нами экспериментально при различных K и в различных схемах включения резонатора в линию передачи. При этом было установлено удовлетворительное соответствие результатов расчета и опыта в широком диапазоне изменения ξ^2 за исключением малой области (порядка 3 дБ) вблизи порога, где простой математический учет состояния восприимчивости затруднителен, см. рис. 2, где приведены расчетные (сплошные линии) и экспериментальные (отмечены точками) зависимости эффективного коэффициента связи от уровня мощности при двух значениях K . Коэффициент связи $K = 2,4$ был достигнут при размещении резонатора с параметрами $\nu_{\text{ф}} = 6,4 \text{ мм}^2$, $\chi_{\text{p0}} = 1430$ в пучности СВЧ-магнитного поля короткозамкнутой коаксиальной линии передачи; до значения $K = 0,4$ он был уменьшен размещением того же резонатора на расстоянии $0,18 \lambda$ от пучности поля.

Итак, соответствие результатов расчета и эксперимента в нелинейном режиме свидетельствует о возможности учета связи ферритового резонатора с линией передачи непосредственно в уравнении движения вектора намагниченности феррита. Такой учет связи позволяет также получить формулы для характеристик взаимодействия ферритового резонатора с линией передачи в линейном режиме, которые совпадают с соответствующими формулами, полученными в работах [4–6].

Автор выражает глубокую благодарность Я. А. Моносову за полезное обсуждение вопросов, затронутых в работе, и ценные советы.

ЛИТЕРАТУРА

1. H. Subi, J. Phys. and Chem. Sol., 1957, 1, 4, 209.
2. М. Е. Ильченко, Е. В. Кудинов, Характеристики взаимодействия намагниченного ферритового элемента с линией передачи СВЧ, Вестн. Киевск. политехн. ин-та. Сер. радиотехн., 1966, 3, 34.
3. F. Sansalone, E. Spencer, IRE Trans. Microwave Theory and Techn., 1961, 9, 3, 272.
4. А. Г. Гуревич, Радиотехника и электроника, 1963, 8, 5, 780.
5. А. Л. Микаэлян, М. М. Коблова, Радиотехника и электроника, 1962, 7, 10, 1835.
6. А. А. Бокринская, В. С. Вунтесмери, А. В. Кисляковский, Ферромагнитный резонанс в технике сантиметровых волн, Изд. Техника, К, 1966.
7. В. М. Файн, ЖЭТФ, 1959, 36, 3, 798.
8. М. Е. Ильченко, Расчет коэффициентов связи ферритового резонатора с линией передачи, Вестн. Киевск. политехн. ин-та, Сер. радиотехн. и электроакуст., 1968, 5, 35.

Поступило в редакцию
26 XII 1968

М. Е. Ильченко, Е. В. Кудинов

ПОРОГОВАЯ МОЩНОСТЬ ФЕРРИТОВОГО РЕЗОНАТОРА В ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СВЧ

В данной работе получены и экспериментально проверены формулы для порогового уровня мощности, при котором в ферритовом резонаторе, связанном с линией передачи СВЧ, возникают нестабильные эффекты [1].

Пороговая амплитуда СВЧ магнитного поля ферритового резонатора определялась с учетом связи резонатора с линией передачи

$$h_{\text{пор.в}} = h_{\text{пор}}(1 + K),$$

где $h_{\text{пор}}$ — пороговая амплитуда поля по теории Сула [1] без учета связи; K — коэффициент связи ферритового резонатора с линией передачи [2, 3].

При вычислении пороговой мощности учитывалась только правополяризованная составляющая СВЧ магнитного поля в линии передачи СВЧ, которое в общем случае поляризовано эллиптически.

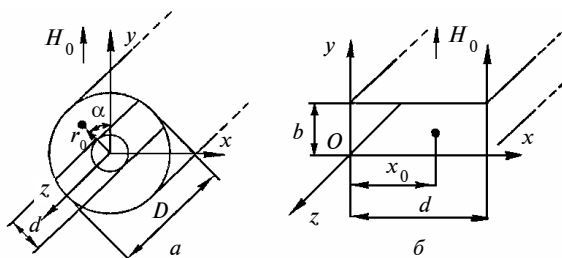


Рис. 1.

При расположении ферритового резонатора в согласованной коаксиальной линии (рис. 1, а) соотношение для пороговой мощности имеет вид

$$P_{\text{пор}} = \frac{2}{\sqrt{\epsilon_r}} \pi^2 Z_{\text{л}} h_{\text{пор}}^2 \left(\frac{r_0}{\cos \alpha_0} \right)^2 \left[1 + \frac{\omega \mu_0 v_{\text{ф}} \chi_p''}{8 \pi^2 Z_{\text{л}}} \left(\frac{\cos \alpha_0}{r_0} \right)^2 \right]^2,$$

а при расположении в короткозамкнутой коаксиальной линии

$$P_{\text{пор.кз}} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon_r}} \pi^2 Z_{\text{л}} h_{\text{пор}}^2 \left(\frac{r_0}{\cos \alpha_0 \cos \beta_z z_0} \right)^2 \times \\ \times \left[1 + \frac{\omega \mu_0 \nu_{\text{ф}} \chi''_{\text{р}}}{4\pi^2 Z_{\text{л}}} \left(\frac{\cos \alpha_0 \cos \beta_z z_0}{r_0} \right)^2 \right]^2, \quad (1)$$

где $Z_{\text{л}}$ — волновое сопротивление коаксиальной линии; ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость среды, заполняющей коаксиальную линию; ω — круговая частота; μ_0 — абсолютная магнитная проницаемость вакуума; r_0 и α_0 — радиальная и угловая координаты расположения резонатора в поперечном сечении коаксиальной линии, угол отсчитывается относительно направления подмагничивающего поля (рис. 1,а) $\nu_{\text{ф}}$ — объем ферритового резонатора; $\chi''_{\text{р}}$ — магнитная восприимчивость феррита при резонансе; z_0 — расстояние между резонатором и плоскостью короткого замыкания; $\beta_z = 2\pi/\lambda_{\text{в}}$ — продольное волновое число; $\lambda_{\text{в}}$ — длина волны в среде, заполняющей коаксиальную линию.

На рис. 2, а представлены зависимости пороговой мощности от расстояния между резонатором и плоскостью короткого замыкания: эти зависимости рассчитаны по формуле (1) для нескольких значений коэффициента связи $K_{\text{м}}$, где $K_{\text{м}}$ — коэффициент связи при расположении резонатора в пучности магнитного поля, когда

$$Z_0 = n \frac{\lambda_{\text{в}}}{2}, \quad n = 1, 2, 3 \dots$$

В случае: когда $K_{\text{м}} < 1$, перемещение резонатора к положению узла СВЧ магнитного поля ведет к увеличению порогового уровня мощности. В случае, когда $K_{\text{м}} > 1$, аналогичное перемещение резонатора приводит сначала к уменьшению, а затем к увеличению порогового уровня мощности. При этом минимальное значение пороговой мощности всегда соответствует коэффициенту связи $K = 1$. Соотношение для этого минимального значения пороговой мощности имеет вид

$$P_{\text{пор.мин}} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon_r}} \omega \mu_0 \nu_{\phi} \chi_p'' h_{\text{пор}}^2.$$

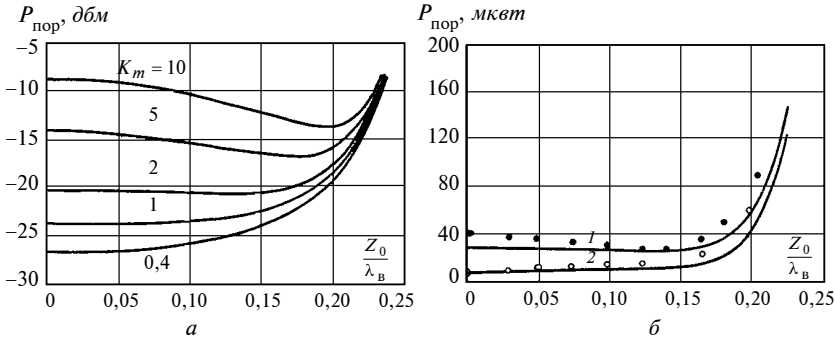


Рис. 2.

На рис. 2, б иллюстрируется соответствие между расчетными (сплошные линии) и экспериментальными (отмечены точками) значениями пороговой мощности при перемещении резонатора в короткозамкнутой коаксиальной линии. Кривая 1 соответствует сферическому. ЖИГ-резонатору с параметрами $\nu_{\phi} = 2,03 \text{ мм}^3$, $\chi_p'' = 1250$; кривая 2 — резонатору с параметрами $\nu_{\phi} = 6,4 \text{ мм}^3$, $\chi_p'' = 1170$. Ширина резонансной кривой спиновых волн определялась путем измерения пороговой амплитуды поля и оказалась равной 48 а/м .

При расположении ферритового резонатора в согласованном прямоугольном волноводе (рис. 1, б) соотношение для пороговой мощности имеет вид:

$$P_{\text{пор}} = \frac{30\pi ab\lambda_{\text{в}} h_{\text{пор}}^2}{\lambda\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\left\{ 1 + K_0 \left[\sin^2 \frac{\pi x_0}{a} + \left(\frac{\lambda_{\text{в}}}{2a} \right)^2 \cos^2 \frac{\pi x_0}{a} \right] \right\}^2}{\left(\sin \frac{\pi x_0}{a} + \frac{\lambda_{\text{в}}}{2a} \cos \frac{\pi x_0}{a} \right)}, \quad (2)$$

а при расположении резонатора в месте, где СВЧ магнитное поле имеет только правую круговую поляризацию

$$P_{\text{пор.кр}} = \frac{30\pi a^3 b \lambda_{\text{в}} h_{\text{пор}}^2}{\lambda^3 \sqrt{\epsilon_r}} \left[1 + K_0 \left(\frac{\lambda}{a\sqrt{2}} \right)^2 \right]^2. \quad (3)$$

При связи резонатора с короткозамкнутым прямоугольным волноводом пороговая мощность рассчитывается по формуле

$$P_{\text{пор.кз}} = \frac{30\pi ab\lambda_{\text{в}} h_{\text{пор}}^2}{4\lambda_{\text{в}} \sqrt{\epsilon_r}} \frac{\left\{ 1 + 2K_0 \left[\sin^2 \frac{\pi x_0}{a} + \cos^2 \beta_z z_0 + \left(\frac{\lambda_{\text{в}}}{2a} \right)^2 \cos^2 \frac{\pi x_0}{a} + \sin^2 \beta_z z_0 \right] \right\}^2}{\sin \frac{\pi x_0}{a} \cos^2 \beta_z z_0 + \frac{\lambda_{\text{в}}}{2a} \cos \frac{\pi x_0}{a} \sin^2 \beta_z z_0}. \quad (4)$$

В соотношениях (2)–(4) обозначено: a, b — поперечные размеры волновода, x_0 — координата, определяющая положение резонатора в поперечном сечении волновода; λ — длина волны в свободном пространстве,

$$K_0 = \frac{2\pi v_{\text{ф}} \chi''_{\text{р}}}{ab\lambda_{\text{в}}}.$$

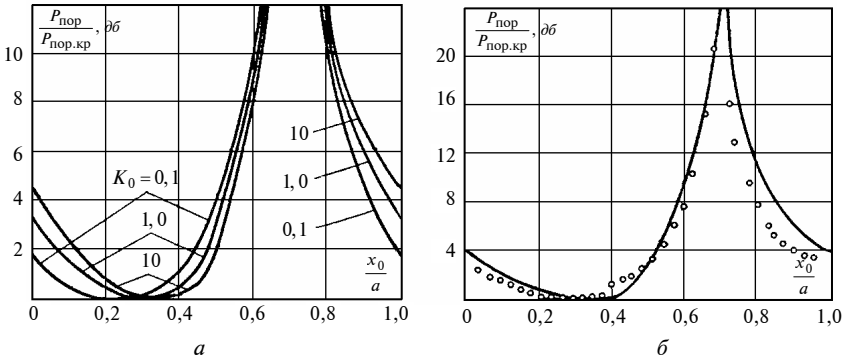


Рис. 3.

На рис. 3, a представлены типичные зависимости пороговой мощности от координаты x_0 ; эти зависимости рассчитаны по формулам (2) и (3) для трех значений K_0 . Интересно отметить, что на средней частоте волновода при $\lambda_{\text{в}} = 2a$ функция

$$P_{\text{пор}} / P_{\text{пор.кр}} = \psi(x_0)$$

не зависит от степени связи резонатора с волноводом. На рис. 2,б показана зависимость пороговой мощности от перемещения резонатора в согласованном волноводе при $K_0 = 4$. Соответствие результатов расчета и эксперимента свидетельствует о пригодности полученных формул для оценки пороговой мощности ферритовых резонаторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Su h l Н., Ferromagnetic Resonance at high Signal powers, J. Phys. and Chem. Sol., 1957, **1**, № 4, 209.
2. Гудков К. Г., Гуревич А. Г., К расчету порогового поля в волноводе, содержащем ферритовый эллипсоид, Изв. вузов СССР – Радиофизика, 1967, **10**, № 1, 78.
3. Ильченко М. Е., Кудинов Е. В., Характеристики взаимодействия намагниченного ферритового элемента с линией передачи СВЧ, Вестник Киевского политехнич. ин-та, Серия радиотехнич. Изд. КГУ, Киев, 1966, № 3, **34**.

Поступило в редакцию 30 XII 1969 г., после переработки 23 VI 1969 г.

СОСТАВНОЙ ФЕРРИТО-ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РЕЗОНАТОР В ВОЛНОВОДЕ

М. Е. Ильченко, Г. А. Мелков

Получены формулы для расчета резонансных частот, дипольного момента составного резонатора и основных характеристик Прямоугольного волновода, содержащего феррито-диэлектрический резонатор.

ВВЕДЕНИЕ

Применение ферритовых и диэлектрических резонаторов позволяет внести существенный вклад в решение проблемы миниатюризации устройств СВЧ [1]. Ферритовые резонаторы, работающие на принципе ферромагнитного резонанса в монокристаллах ферритов, используются в основном для создания СВЧ-фильтров с электрической перестройкой резонансной частоты. Одним из недостатков подобных устройств является критичность их к уровням мощности СВЧ (предельно допустимая мощность типичных фильтров на основе монокристаллов железо-иттриевого граната составляет величину порядка нескольких десятков милливатт). Открытые диэлектрические резонаторы (ОДР), работающие на принципе объемного резонанса, используются для создания малогабаритных фильтров, в том числе и в интегральном гибридном исполнении. Недостатком этих устройств является отсутствие возможности электрической перестройки резонансной частоты. Упомянутые два недостатка собственно ферритовых и собственно диэлектрических резонаторов могут быть в значительной степени устранены в конструкциях составных феррито-диэлектрических резонаторов без существенного изменения остальных характеристик фильтров [2]. В составном феррито-диэлектрическом резонаторе (ФДР) используется взаимная связь между диэлектрическим объемным резонансом и ферромагнитным резонансом. Наличие этой связи вызывает расщепление и сдвиг резонансных видов колебаний. ФДР по-

добно полым резонаторам с ферритом [3] имеют характеристики, зависящие от напряженности поля подмагничивания, при определенных условиях могут быть не подверженными влиянию спин-волновых нестабильностей. При этом можно в значительных пределах регулировать рабочую частоту и пороговую мощность таких устройств, как фильтры, ограничители, модуляторы и фазовращатели. Для инженерного расчета этих устройств необходимо прежде всего решить задачи, касающиеся резонансных частот феррито-диэлектрического резонатора, связи его с волноводом, пороговой мощности ФДР в волноводе. В данной работе рассматривается вопрос как о резонансных частотах ФДР, так и о связи составного резонатора с волноводом при произвольной взаимной связи ферритового и диэлектрического резонаторов*.

1. ТЕОРИЯ

Для теоретического анализа свойств феррито-диэлектрического резонатора в волноводе рассмотрим систему, показанную на рис. 1. Диэлектрический резонатор прямоугольной формы с размерами a_d , b_d , L находится на оси прямоугольного волновода с волной основного типа H_{10} . Рассматривается только низший вид колебаний $H_{11\delta}$ в резонаторе, который ориентирован в волноводе так, что его электрические силовые

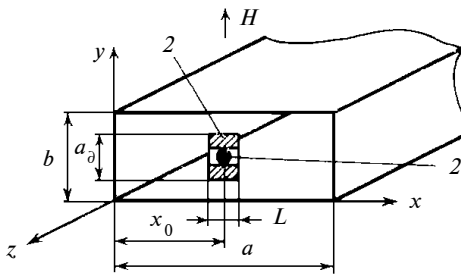


Рис. 1. Составной феррито-диэлектрический резонатор в прямоугольном волноводе:
1 — открытый диэлектрический резонатор;
2 — сферический ферритовый резонатор

линии перпендикулярны оси x , т. е. СВЧ-магнитное поле ОДР в его центре параллельно широким стенкам волновода. Сферический ферритовый резонатор расположен в середине ОДР таким образом, что геометрические центры резонаторов совпадают.

* Расчет резонансных частот резонаторов с ферритом при слабой взаимной связи рассмотрен в работах [3, 4] методом малых возмущений.

При расчете примем следующие основные допущения.

1. Учитывается только однородная прецессия намагниченности феррита.

2. Предполагается, что линейные размеры ФДР значительно меньше длины электромагнитной волны, что позволяет считать поле волновода однородным вдоль резонатора.

3. Предполагается, что отверстие в ОДР для расположения в нем ферритового резонатора не влияет существенно на картину поля в невозмущенном ферритом диэлектрическом резонаторе. Это предположение оправдано тем, что отверстие в ОДР расположено в минимуме электрического поля резонатора, в результате чего его влияние на характеристики ОДР сведено к минимуму при колебаниях вида H_{118} .

При принятых допущениях для решения поставленной задачи воспользуемся методом связанных колебаний [5]. Будем считать, что возбуждающее феррит СВЧ-магнитное поле есть суперпозиция невозмущенного поля волновода в месте расположения резонатора $\vec{h}$ и магнитного поля ОДР в его центре $\vec{H}_0$. С учетом этого из уравнения Ландау–Лифшица можно получить следующее соотношение между возбуждающим полем и переменной намагниченностью m_x феррита:

$$(1) \quad m_x(\omega_\phi^2 - \omega^2) = \chi_0 \omega_\phi^2 (h_x + H_0),$$

где ω — круговая частота СВЧ-поля; $\omega_\phi = \mu_0 \gamma H_p$; μ_0 — магнитная проницаемость вакуума; γ — гиромагнитное отношение; $\chi_0 = M_0/H_p$; M_0 — намагниченность насыщения феррита; H_p — напряженность поля подмагничивания, соответствующая частоте ферромагнитного резонанса.

Пользуясь результатами [6], запишем соотношение между полями h_x и H_0 в виде

$$(2) \quad H_0(\omega^2 - \omega_d^2) = A h_x + B_1 m_x,$$

где ω_d — резонансная частота ОДР; A — коэффициент, учитывающий связь между полями в волноводе и в резонаторе.

Для прямоугольного резонатора *

$$(3) \quad A = -\omega^2 \frac{16}{\pi^2} \frac{F}{G};$$

$$(4) \quad F \simeq \frac{2 \sin \frac{\pi \delta}{2}}{\pi \delta}; \quad G \simeq \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sin \pi \delta}{\pi \delta} \right);$$

δ — вариация СВЧ-магнитного поля внутри ОДР вдоль его оси; B_1 — множитель, определяемый при решении задачи о возбуждении ОДР магнитным дипольным моментом [8] и равный

$$(5) \quad B_1 = -\frac{\omega^2 \lambda^2 \beta^2 v_\Phi}{v_d \epsilon \pi^2 G}.$$

Здесь v_Φ , v_d — объем ферритового и диэлектрического резонаторов; $\beta = \sqrt{(\pi/a_d)^2 + (\pi/b_d)^2}$; λ — длина волны в свободном пространстве; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость ОДР.

Потери в феррите и ОДР будут учтены в дальнейшем заменой в уравнениях (1), (2) частот ω_Φ и ω_d соответственно на

$$\omega_\Phi - j \frac{\omega_\Phi}{2Q_\Phi}, \quad \omega_d - j \frac{\omega_d}{2Q_d},$$

где Q_Φ , Q_d — собственные добротности ферритового и диэлектрического резонаторов.

Для рассматриваемого случая расположения ФДР в волноводе свойства составного резонатора описываются системой уравнений (1), (2). ФДР, как и любая связанная система с двумя степенями свободы, имеет две резонансные частоты ω_1 , ω_2 , которые определяются из условия равенства нулю детерминанта системы уравнений (1), (2)

* Для резонаторов других форм выражения для коэффициента, учитывающего связь между полями в волноводе и в диэлектрическом резонаторе, можно найти в [6, 7].

$$(6) \quad (\omega_{\phi}^2 - \omega^2)(\omega_d^2 - \omega^2) = -B_1 B_2,$$

где $B_2 = \chi_0 \omega_{\phi}^2$. Зависимости $\omega_{1,2} - \omega_d = \phi(\omega_{\phi} - \omega_d)$ представляют собой обычные дисперсионные соотношения для резонансных частот двух взаимно связанных колебательных систем.

Из решения системы уравнений (1), (2) нетрудно найти также соотношения для переменной намагниченности m_x и амплитуды поля H_0 . Учитывая затем, что дипольный момент ферритового резонатора равен $M_{\phi} = m_x v_{\phi}$, а дипольный момент ОДР равен [1] $M_d = A_0 H_0$, получим следующее соотношение для общего дипольного момента составного ФДР, равного сумме $M_{\phi} + M_d$,

$$(7) \quad M_{\text{фдр}} = \frac{B_2(A_0 B_1 + A v_{\phi}) + A A_0 \left(\omega_{\phi}^2 - \omega^2 - j \frac{\omega_{\phi}^2}{Q_{\phi}} \right) + B_2 v_{\phi} \left(\omega^2 - \omega_d^2 + j \frac{\omega_d^2}{Q_d} \right)}{\left(\omega_{\phi}^2 - \omega^2 - j \frac{\omega_{\phi}^2}{Q_{\phi}} \right) \left(\omega^2 - \omega_d^2 + \frac{\omega_d^2}{Q_d} \right) - B_1 B_2} h_x,$$

где для прямоугольного ОДР

$$(8) \quad A_0 = \frac{16 v_d \epsilon a_d^2 b_d^2 F}{\pi^2 \lambda^2 (a_d^2 + b_d^2)}.$$

Во втором и третьем членах числителя в соотношении (7) при сильной взаимной связи резонаторов можно пренебречь потерями; при этом останется мнимый член только в знаменателе. Используя упрощенное таким образом соотношение для дипольного момента (7) и результаты [1], нетрудно рассчитать коэффициент связи составного ФДР с прямоугольным волноводом. Для исследуемого случая, когда резонатор расположен на оси волновода, коэффициент связи равен

$$(9) \quad K = \frac{2\pi \left\{ \chi_0 \nu_{\phi} \omega_{\phi}^2 \left[\frac{16F}{\pi^2 G} + 0,5 \left(\frac{\omega_d^2}{\omega^2} - 1 \right) \right] + \frac{128 \nu_d \epsilon F^2}{\pi^2 \lambda^2 \beta^2 G} (\omega_{\phi}^2 - \omega^2) \right\}}{ab \lambda_{\text{в}} \sqrt{4(\omega - \omega_1)^2 (\omega - \omega_2)^2 + \left[\frac{\omega(\omega_{\phi} - \omega)}{Q_d} + \frac{\omega(\omega_d - \omega)}{Q_{\phi}} \right]^2}},$$

где a, b – поперечные размеры волновода; $\lambda_{\text{в}}$ – длина волны в волноводе. Типичная зависимость коэффициента связи составного ФДР с волноводом при изменении частоты СВЧ-сигнала и $\omega_{\phi} = \omega_d$ показана на рис. 2. Максимальные значения коэффициентов связи соответствуют резонансным частотам.

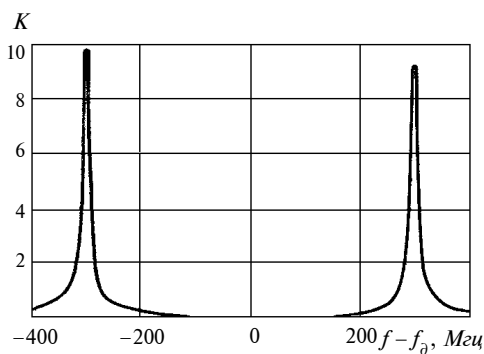


Рис. 2. Зависимость коэффициента связи составного ФДР с прямоугольным волноводом от частоты сигнала. Параметры системы соответствуют приведенным в таблице для случая 1

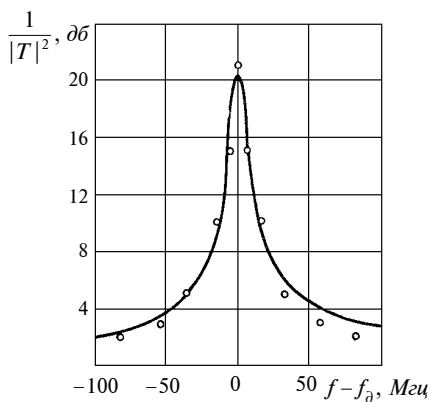


Рис. 3. Зависимость коэффициента передачи электромагнитной энергии от частоты СВЧ-сигнала вблизи резонансной частоты f_p . Параметры системы соответствуют приведенным в таблице для случая 1

Представляющие практический интерес характеристики волновода с резонатором как коэффициенты отражения $\Gamma = \sqrt{P_{\text{отр}}/P}$, прохождения $T = \sqrt{P_{\text{прош}}/P}$ и поглощения $\chi =$
 $= \omega_{\phi} = \omega_d$ рассчитываются по формулам [1]

$$(10) \quad |Γ| = \frac{K}{1+K}, \quad T = \frac{1}{1+K}, \quad \chi = \frac{2K}{(1+K)^2},$$

где P — уровень мощности падающей волны.

В заключение отметим, что при анализе нами учитывались только основные виды колебаний в ОДР и в ферритовом резонаторе. Что касается высших видов, то анализ эффектов их взаимной связи может быть проведен аналогично.

2. ЭКСПЕРИМЕНТ

Для проверки результатов теории использовались рутиловые резонаторы прямоугольной формы и сферические ферритовые резонаторы. Составной резонатор располагался на оси прямоугольного волновода 3-см диапазона волн. Отверстие в ОДР равнялось диаметру сферического резонатора. Собственные добротности резонаторов измерялись отдельно для каждого резонатора обычно применяемыми методами. Параметры резонаторов, используемых для экспериментов, приведены в таблице. В процессе эксперимента измерялись следующие величины: 1) резонансные частоты ФДР $\omega = 2\pi f$; 2) коэффициент передачи $1/|T|^2$ прямоугольного волновода с ФДР на частотах, равных резонансным; 3) форма резонансной линии коэффициента передачи, вблизи резонансной частоты.

№ п.п.	Параметры ОДР	Параметры феррита	Расчетн. значения частот, $f_1 - f_d$, $\frac{1}{2}$ МГц	Эксперим. значения частот, $f_1 - f_d$, $\frac{1}{2}$ МГц	Расчетн. значения затухания, $\frac{1}{ T ^2}$, дБ	Эксперим. значения затухания, $\frac{1}{ T ^2}$, дБ
1	$4 \times 4 \times 1,35$ мм ³ , $\epsilon = 80$, $Q_d = 900$	$v_\phi = 0,27$ мм ³ , $\omega_m = 1,7 \cdot 10^9$, $Q_\phi = 3000$	300 - 300 860	310 - 310 700	20,7 21 18,8	20 20 17
2	$4 \times 4 \times 1,35$ мм ³ , $\epsilon = 80$, $Q_d = 900$	$v_\phi = 2,2$ мм ³ , $\omega_m = 1,7 \cdot 10^9$, $Q_\phi = 4350$	- 860 1450	- 700 1220	23,7 18	21 16
3	$4 \times 4 \times 1,35$ мм ³ , $\epsilon = 80$, $Q_d = 900$	$v_\phi = 2,3$ мм ³ , $\omega_m = 4,9 \cdot 10^9$, $Q_\phi = 10\,000$	- 1450	1220	26	23

Для измерения резонансных частот и затухания электромагнитной энергии в волноводе с составным ФДР использовался автоматический измеритель затухания и ксвн. Сравнение результатов теории и эксперимента на частотах СВЧ-сигналов, равных резонансным, и при $\omega_{\text{ф}} = \omega_{\text{д}}$ (см. таблицу) свидетельствует об их соответствии.

Форма резонансных линий вблизи резонансных частот также удовлетворительно описывается полученными соотношениями, о чем свидетельствует рис. 3, где наряду со сплошной расчетной линией точками отмечены результаты эксперимента.

Проведенные исследования показывают, что диапазон частотной перестройки составного ФДР зависит от степени взаимной связи ферритового и диэлектрического резонаторов и может составлять несколько десятков процентов, что находится в соответствии с результатами [2].

Форма резонансных линий вблизи резонансных частот близка к лоренцевой, поэтому частотная избирательность фильтров на основе ФДР должна быть не хуже избирательности фильтров на основе полых резонаторов.

Из полученного соотношения для коэффициента связи составного ФДР с прямоугольным волноводом следует, что степень связи зависит как от параметров волновода, рабочей частоты, так и от параметров ФДР. Связь увеличивается с ростом собственной добротности отдельно ферритового резонатора и ОДР. Нагруженная добротность составного ФДР может быть рассчитана известными методами с учетом собственной добротности и коэффициента связи резонатора с волноводом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные экспериментальные исследования подтверждают основные выводы теории, что свидетельствует о возможности использования полученных в данной работе соотношений для расчета различных СВЧ-схем с составными феррито-диэлектрическими резонаторами.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. Е. Ильченко, Е. В. Кудинов, Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ, Изд. Киевск. ун-та, 1973.
2. М. Стиглиц, Д. Ситарес, Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, 1967, **55**, 10, 92.
3. А. Л. Микаэлян, В. Я. Антоньянц, Ю. Г. Турков. Радиотехника и электроника, 1961, **6**, 7, 1184.
4. Л. К. Михайловский, Л. В. Алексейчик, Ю. А. Казанцев, Радиотехника и электроника, 1971, **16**, 2, 452.
5. В. А. Auld, J. Appl. Phys., 1963, **34**, 6, 1629.
6. Г. А. Мелков, Радиотехника и электроника, 1972, **17**, 10, 2027.
7. М. Е. Ильченко, Г. А. Мелков, Изв. вузов СССР, Радиоэлектроника, 1973, **16**, 5, 101.
8. Л. А. Вайнштейн, Электромагнитные волны, Изд. Советское радио, 1957.

Поступила в редакцию 25 XII 1972

М. Е. Ильченко, Г. А. Мирских

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СВЧ-РЕЗОНАТОРА В ВОЛНОВОДЕ С ДИАФРАГМОЙ

Для разработки малогабаритных полосно-заграждающих и полосно-пропускающих фильтров СВЧ на основе диэлектрических СВЧ-резонаторов представляют практический интерес получение и анализ соотношений, характеризующих передачу электромагнитной энергии через волновод с резонатором и диафрагмой. В данной работе эта задача решается для случая, когда цилиндрический резонатор расположен в отверстии, выполненном на тонкой металлической перегородке в прямоугольном волноводе (рис. 1). Предполагается, что резонатор помещен строго симметрично относительно перегородки так, что геометрические центры резонатора и круглого отверстия совпадают; при этом влияние диафрагмы на параметры резонатора пренебрежимо мало. Учитываются только волна основного типа H_{10} в согласованном прямоугольном волноводе и основной $H_{01\delta}$ -вид колебаний в цилиндрическом диэлектрическом резонаторе, дипольный момент которого приводится к точечному в центре резонатора. При получении расчетных соотношений поле в волноводе рассматривается приближенно как суперпозиция полей, возбуждаемых диафрагмой и резонатором.

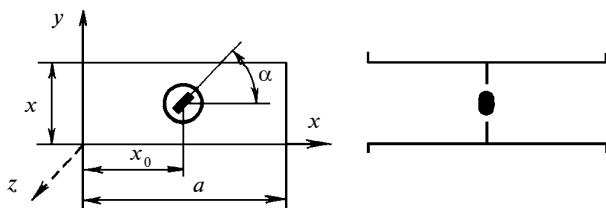


Рис. 1. Диэлектрический СВЧ-резонатор в волноводе с диафрагмой

С учетом принятых упрощающих предположений получена формула для коэффициента прохождения

$$(1) \quad T = -\frac{K + 2\xi Z_0 - j2Z_0}{(1 + K + j\xi)(1 + j2Z_0)},$$

где K — коэффициент связи резонатора с волноводом [1]; ξ — обобщенная расстройка резонатора; Z_0 — эквивалентное нормированное сопротивление диафрагмы [2].

Особенностью исследуемой системы является то, что ее амплитудно-частотная характеристика асимметрична. Квадрат модуля коэффициента прохождения имеет экстремумы при расстройках, равных

$$(2) \quad \xi_{1,2} = \frac{8Z_0^2 + 4KZ_0^2 - K \pm \sqrt{(8Z_0^2 + 4KZ_0^2 - K)^2 + 16Z_0^2(1 + K)^2}}{4Z_0}.$$

Значение ξ соответствует максимальной передаче энергии на выход системы, а ξ_2 — минимальной. С уменьшением Z_0 увеличивается как степень максимального затухания при расстройке ξ_2 , так и сама величина ξ_2 . Аналогичная картина наблюдается при увеличении коэффициента связи резонатора с волноводом.

Для расчета коэффициента прохождения согласно (1) необходимо установить аналитическую связь между Z_0 , K и параметрами диэлектрического резонатора, геометрическими размерами волновода и диафрагмы. В исследуемом случае, когда отверстие выполнено в тонкой металлической перегородке прямоугольного волновода, нормированное сопротивление можно рассчитать по формуле

$$(3) \quad Z_0 = 4\pi M / ab\lambda_b,$$

где M — магнитная поляризуемость, равная $M = d^3/6$ для круглого отверстия диаметра d ; a , b , λ_b — поперечные размеры прямоугольного волновода и длина электромагнитной волны в нем; формула (3) справедлива при $\lambda_p \leq 3\lambda_b$, где λ_p — резонансная длина волны диафрагмы [2].

В случае, когда цилиндрический диэлектрический резонатор расположен так, что геометрические центры резонатора и круглого отверстия совпадают, коэффициент связи резонатора с волноводом равен*

$$(4) \quad K = \frac{8\nu D^2 \varepsilon Q_0 F^2}{ab\lambda \varepsilon \lambda^2 G} \sin^2 \frac{\pi x_0}{a} \sin^2 \alpha ,$$

где

$$F \simeq \frac{2 \sin \frac{\pi \delta}{2}}{\pi \delta} ; \quad G = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sin \pi \delta}{\pi \delta} \right) ;$$

λ — длина волны в свободном пространстве; δ — вариация СВЧ-магнитного поля внутри диэлектрического резонатора; ν — объем резонатора; D — диаметр резонатора; ε — диэлектрическая проницаемость материала резонатора; Q_0 — собственная добротность резонатора; x_0 — координата расположения резонатора; α — угол, определяющий ориентацию резонатора относительно оси x прямоугольной системы координат (рис. 1).

Отметим, что для обычно применяемых диэлектрических резонаторов с $\varepsilon \simeq 100$, $L < D$ отношение $F^2/G \simeq 1$, что существенно упрощает расчет коэффициента связи; L — толщина резонатора.

Экспериментальные исследования диэлектрического резонатора в волноводе с диафрагмой проведены в 3-см диапазоне длин волн. Использовался прямоугольный волновод сечением $23 \times 10 \text{ мм}^2$, толщина металлической перегородки равнялась 0,1 мм. Цилиндрический диэлектрический резонатор имел диаметр 3,8 мм, толщину 1,4 мм, собственную добротность 900. Резонатор был расположен так, что геометрические центры отверстия и резонатора совпадали. Была предусмотрена возможность изменения связи резонатора с волноводом путем изменения ориентации резонатора. В процессе экспе-

* При получении соотношения (4) учтено используемое в [3] уменьшение в 2 раза амплитуды поля стоячей волны в центре отверстия связи; о необходимости этого учета в строгой постановке задачи указано также авторами [4].

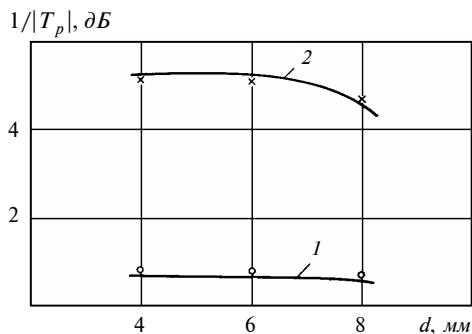


Рис. 2. Зависимость коэффициента передачи при резонансе от диаметра диафрагмы при $K = 12,7$ (кривая 1) и $K = 1,2$ (кривая 2). Точками отмечены результаты эксперимента

римента исследовалось влияние размеров диафрагмы на характеристики передачи электромагнитной энергии в системе. Исследования показали, что при вариации диаметра отверстия в пределах 4–8 мм несколько изменяется коэффициент передачи на частоте, равной резонансной (рис. 2), причем с увеличением диаметра это изменение проявляется более заметно при слабой связи диэлектрического резонатора с волноводом, когда резонансная связь волноводов соизмерима с реактивной связью волноводов непосредственно через отверстие связи. При вариации диаметра отверстия наблюдаемый сдвиг резонансной частоты незначителен ($\approx 0,1\%$) и обусловлен влиянием реактивности диафрагмы на характеристики передачи связанной системы.

Следует также отметить сильную асимметрию амплитудно-частотных характеристик коэффициента передачи (рис. 3). Аналогичная картина наблюдается в однорезонаторных ферритовых фильтрах [5] и обусловлена реактивной связью входной и выходной линий передачи.

Экспериментально исследовалось также влияние размеров отверстия связи на собственную добротность диэлектрического резонатора. Это исследование показало, что при вариации диаметра отверстия в пределах 4–8 мм измеренное изменение собственной добротности резонаторов указанных выше размеров не превышает нескольких процентов, что лежит в пределах погрешности измерений.

Полученные соотношения были проверены экспериментально при изменении ориентации резонатора, размеров волновода, диафрагмы и резонатора так, что K изменялся в пре-

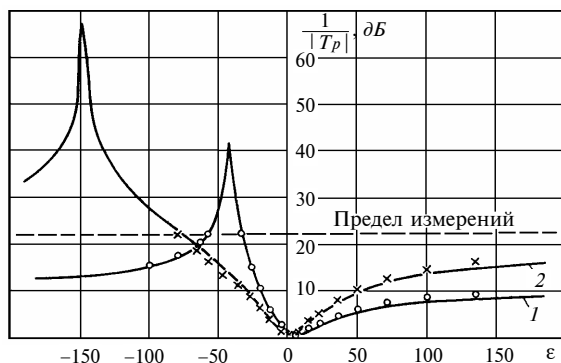


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики системы при $K = 12,7$ и $Z_0 = 0,15$ (кривая 1), $Z_0 = 0,43$ (кривая 2). Точками отмечены результаты эксперимента.

делах от 0,5 до 15, а Z_0 — от 0,01 до 0,15. Эти пределы представляют наибольший практический интерес при конструировании СВЧ-фильтров. Соответствие расчета и эксперимента (см., например, рис. 2, 3) служит экспериментальным подтверждением правомочности принятых при анализе допущений и свидетельствует о применимости (по крайней мере в указанных пределах изменения K и Z_0) полученных формул для расчета фильтров с диэлектрическими резонаторами.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. Е. Ильченко, Е. В. Кудинов, Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ, Изд. Киевск. ун-та, 1973.
2. S. B. Sohn, Proc. I.R.E., 1952, **40**, 6, 696.
3. М. Е. Ильченко, Вестн. Киевск. политехн. ин-та, Сер. радиотехн. и электроакуст., Изд. Киевск. ун-та, 1969, 6, 22.
4. В. С. Киреев, К. Г. Гудков, Изв. вузов МВССО СССР (Радиофизика), 1972, **15**, 10, 1567.
5. М. Е. Ильченко, Г. А. Мирских, В. И. Цымбал, Вестн. Киевск. политехн. ин-та, Сер. радиотехн. и электроакуст., Изд. Киевск. ун-та, 1972, 9, 40.

Поступило в редакцию 2 VII 1973

М. Е. Ильченко, З. И. Шилина

СВЯЗЬ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРОВ С ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ СВЧ

Рассчитаны коэффициенты связи ферритового и диэлектрического СВЧ резонаторов с несимметричной воздушной полосковой линией при произвольном расположении резонатора в линии передачи. Экспериментально исследовано влияние расположения резонатора на степень его связи с полосковой линией.

Для расчета резонансных цепей на основе полосковых линий с твердотельными резонаторами необходимо иметь соотношения, описывающие количественно степень взаимной связи резонатора с линией передачи. При частном фиксированном расположении ферритового резонатора в линии связь его с симметричной полосковой линией исследована в работах [1, 2], а с несимметричной линией — в работе [3]. Расчет связи диэлектрического резонатора с несимметричной полосковой линией до сих пор не проводился, хотя необходимость его очевидна в связи с разработкой малогабаритных резонансных устройств СВЧ. В данной работе, пользуясь изложенным в монографии [4] методом анализа, решается задача о связи ферритового и диэлектрического резонаторов с воздушной несимметричной полосковой линией или произвольном расположении резонатора относительно ленточного проводника полосковой линии передачи. В работе приняты следующие основные допущения: 1) учитывается только основной вид колебаний в резонаторе — однородная прецессия намагниченности в ферритовом и колебание $H_{11\delta}$ ($H_{01\delta}$) в прямоугольном (цилиндрическом) изотропном диэлектрическом резонаторе; 2) в полосковой линии предполагается распространение только волны типа TEM ; 3) при анализе предполагается, что линейные размеры резонатора много меньше размеров

полосковой линии и длины электромагнитной волны, а возбуждающее резонатор поле СВЧ однородно вдоль него; 4) не учитывается влияние ленточного проводника на параметры твердотельного резонатора.

1. Наиболее часто используемые схемы связи ферритового и диэлектрического резонаторов с несимметричной полосковой линией показаны на рис. 1. Степень связи твердотельного резонатора с полосковой линией передачи оценивается коэффициентом, представляющим собой отношение собственной добротности резонатора к его добротности связи. Зная коэффициенты связи, нетрудно определить [4] амплитудные и фазовые характеристики линии передачи с резонатором. При расчете коэффициентов связи с полосковой линией нами использовано эквивалентное дипольное представление как ферритового [5], так и диэлектрического [6] резонатора. При этом получены соотношения для коэффициентов связи в следующих представляющих наибольший практический интерес случаях:

а) связь сферического ферритового резонатора с линией в случае, когда поле подмагничивания направлено вдоль оси у:

$$(1) \quad K = \frac{10v_p\chi_p''H_x^2}{\lambda d^2\eta},$$

где v_p — объем резонатора, χ_p'' — магнитная восприимчивость феррита при резонансе, λ — длина волны в свободном пространстве, d — расстояние между ленточным проводником и заземленной пластиной, η — параметр, определяемый ниже, H_x — составляющая поля;

б) связь прямоугольного диэлектрического резонатора с линией передачи по составляющей поля H_y или H_x :

$$(2) \quad K = \frac{26v_p\epsilon A_d^2 B_d^2 Q_0 F^2 H_{y,x}^2}{\lambda^3 (A_d^2 + B_d^2) d^2 \eta G},$$

где A_d , B_d — размеры поперечного сечения прямоугольного резонатора, Q_0 — собственная добротность резонатора,

$$F \simeq \frac{2}{L\beta_z} \sin \frac{L\beta_z}{2}, \quad G \simeq \frac{1}{2} + \frac{\sin L\beta_z}{2L\beta_z},$$

L — толщина резонатора, β_z — продольное волновое число;

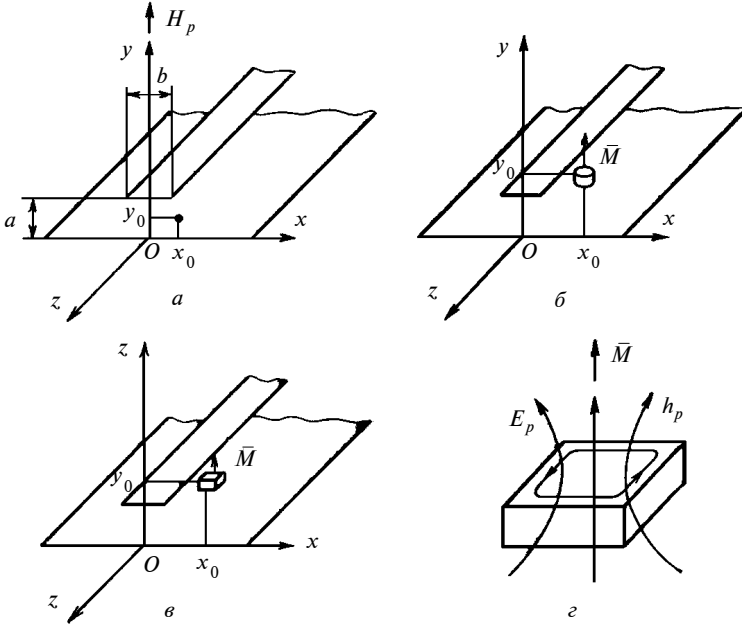


Рис. 1. Расположение ферритового (а) и диэлектрического (б, в) резонаторов в несимметричной полосковой линии при колебаниях H -вида в диэлектрическом резонаторе (г)

в) связь цилиндрического диэлектрического резонатора с линией передачи по составляющей поля H_y или H_x :

$$(3) \quad K = \frac{12,8 v_p D^2 \epsilon Q_0 F^2 H_{y,x}^2}{\lambda^3 d^2 \eta G},$$

где D — диаметр резонатора; в случае $L < D$ или $L < A_d$, $L < B_d$ и при $\epsilon \simeq 100$ множитель $F^2/G \simeq 1$, что упрощает расчет коэффициентов связи. Составляющие поля $H_x = h \cos \alpha$ и $H_y = h \sin \alpha$ рассчитываются в приведенной к геометрическому центру резонатора координате расположения его в линии пе-

редачи. При этом модуль h и аргумент α , определяющие относительное значение напряженности магнитного поля, с учетом результатов [7] вычисляются по формулам

$$(4) \quad h = \frac{1}{\sqrt{1 + 2e^{-\alpha\varphi} \cos \alpha\nu + e^{-2\alpha\varphi}}}$$

$$(5) \quad \alpha = \operatorname{arctg} \frac{e^{-\alpha\varphi} \sin \alpha\nu}{1 + e^{-\alpha\varphi} \cos \alpha\nu}.$$

Здесь $\alpha = \pi/\delta_0 d$, δ_0 — линейная плотность тока, определяющая амплитуду однородного поля СВЧ вдали от края ленточного проводника, ν — функция потока и φ — функция потенциала, определяющие функцию комплексного потенциала магнитного поля

$$(6) \quad W = \nu + j\varphi = f(z), \quad z = A(e^{jaW} + jaW), \quad z = x_{\pi} + jy_{\pi},$$

где $A = d/\pi$.

Для облегчения расчета напряженности магнитного поля сделаем следующее. Из соотношений (6) имеем:

$$(7) \quad x_{\pi} = A(e^{-\alpha\varphi} \cos \alpha\nu - \alpha\varphi),$$

$$(8) \quad y_{\pi} = A(e^{-\alpha\varphi} \sin \alpha\nu + \alpha\nu).$$

После нахождения из (8) величины $-\alpha\varphi$ и подстановки ее в (7) получим соотношение

$$(9) \quad x_{\pi} = \frac{y_{\pi} - A\alpha\nu}{\sin \alpha\nu} \cos \alpha\nu + A \ln \frac{y_{\pi} - A\alpha\nu}{A \sin \alpha\nu}.$$

Расчет проводим в относительных величинах, для чего принимаем $d = 1$. При этом $A = 1/\pi$, $\alpha = \pi/\delta_0$ и $\alpha\nu$ изменяется в пределах $0-\pi$. Задаваясь значениями $\alpha\nu$ в этих пределах для различных координат y_{π} , рассчитываем по формуле (9) координаты x_{π} и строим два семейства кривых для $\alpha\nu$ и $-\alpha\varphi$ (рис. 2). Теперь, зная координаты интересующей нас точки x_0 , y_0 в системе координат рис. 1, пересчитываем их сначала в значения x_{π} , y_{π} по формулам:

$$(10) \quad x_{\text{п}} = \frac{x_0 - 0,5b}{d} - A, \quad x_0 > 0, \quad y_{\text{п}} = y_0,$$

где b — ширина ленточного проводника. После этого, пользуясь рис. 2, определяем для координат $x_{\text{п}}$, $y_{\text{п}}$ величины $\alpha\nu$ и $-\alpha\varphi$ и, подставив их в формулы (4), (5), находим составляющие магнитного поля СВЧ.

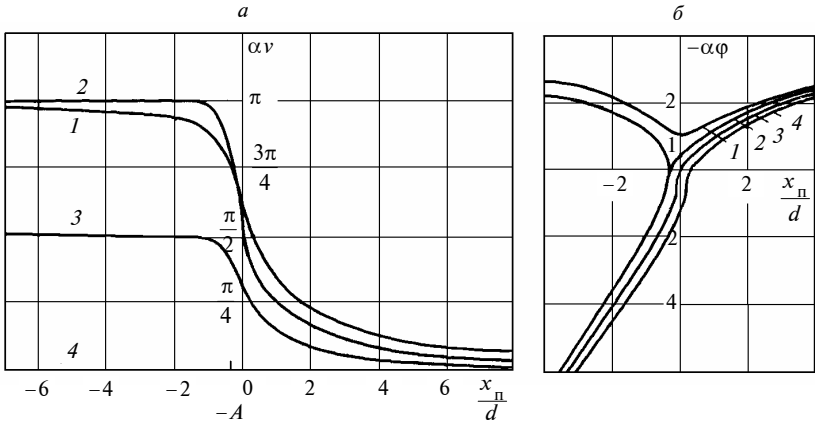


Рис. 2. Зависимости значений $\alpha\nu$ (а) и $-\alpha\varphi$ (б) от координат $x_{\text{п}}$, $y_{\text{п}}$ в поперечном сечении несимметричной полосковой линии:

1 — при $y_{\text{п}} = 1,5d$; 2 — при $y_{\text{п}} = d$; 3 — при $y_{\text{п}} = 0,5d$; 4 — при $y_{\text{п}} = 0$. Координата $x_{\text{п}} = -A$ соответствует краю ленточного проводника

При расчете напряженности поля необходимо учитывать следующее. Если ленточный проводник достаточно широк, то искажение поля у одного края практически не сказывается на картине поля у другого края. Поэтому можно рассчитывать одну часть поля, например, правую (при $x_0 > 0$), а левую определять как зеркальное изображение правой части. При этом параметр η в формулах (1) — (3) равен:

$$\eta = 2 \ln \frac{r_B}{r_A},$$

где значения r_B , r_A приведены в Приложении 8 работы [8].

При уменьшении ширины ленточного проводника точность такого расчета напряженности поля уменьшается и по-

грешность может превзойти допустимые пределы. Увеличение погрешности вызывается перекрытием областей обоих краевых эффектов. Сложное поле с учетом двух краевых эффектов рекомендуется рассчитывать путем использования принципа наложения. При расчете коэффициентов связи с учетом двух краевых эффектов параметр η в формулах (1)–(3) вычисляется по формуле:

$$\eta = 2 \ln \frac{r_B}{r_A} + \frac{\pi b}{d},$$

где параметры r_B , r_A определяются при помощи таблицы из Приложения 8 работы [8] для отношения b/d , увеличенного в два раза.

№ п.п.	Параметры резонатора	Длина волны, мм	Координата расположения		Расчетное значение затухания в децибелах			Экспериментальное значение затухания в децибелах
			y/d	x , мм	с учетом одного краевого эффекта	с учетом двух краевых эффектов	с учетом [3]	
1	КВВГ-резонатор, $D=2,65$ мм, $\chi_p^I = 1180$	214	0,5	0	7	4,5	6,5	5,3
			0,5	7	6,5	4,46		4,8
			0,5	9,5	4	1,3		1,6
2	КВВГ-резонатор, $D=2,65$ мм, $\chi_p^I = 1180$	214	1,5	0	1,03	0,6	9,6	0,7
			1,5	7		1,02		1
3	ЖИГ-резонатор, $D=1,9$ мм, $\chi_p^I = 4400$	150	0,5	0	12	7	9,6	8,5
4	Диэлектрический резонатор, $D=3,8$ мм, $L=1,4$ мм, $\epsilon=80$	32	0,5	0	10,7	14,5		14,5
			0,5	8,5	18,5	8,7		6
			0,5	10	9,24	4,35		4,3
5	Диэлектрический резонатор, $D=3,8$ мм, $L=1,4$ мм, $\epsilon=80$	32	1,5	0	0	0		0
			1,5	8,5	7,6	4		2,9
			1,5	10	7,6	4		3,7
			1,5	12,5	5	2,6		2,6

2. Было проведено экспериментальное исследование связи твердотельных резонаторов с несимметричной полосковой линией. Использовалась воздушная линия с размерами $b = 19$ мм, $d = 4$ мм. Ферритовые резонаторы имели сферическую форму и были изготовлены из монокристаллов каль-

ций-висмут-ванадиевого граната (КВВГ) или железо-иттриевого граната (ЖИГ). Диэлектрические резонаторы имели цилиндрическую форму и были изготовлены из поликристалла диэлектрика с $\varepsilon = 80$.

В таблице приведены расчетные и экспериментальные значения затухания электромагнитной энергии при различных координатах расположения ферритового или диэлектрического резонатора в полосковой линии. Расчет выполнен для случаев, когда учитывается только один краевой эффект и учитываются два краевых эффекта. При расположении ферритового резонатора в центре между ленточным проводником и заземленной пластиной ($x_0 = 0$, $y_0 = (d/2)$) приведены расчетные значения затухания, полученные с учетом результатов [3].

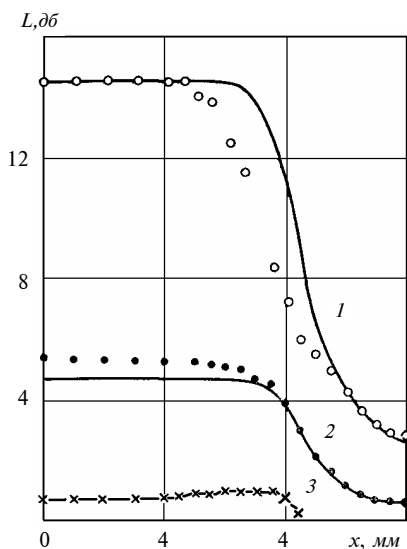


Рис. 3. Зависимости затухания электромагнитной энергии СВЧ от координаты расположения резонатора в полосковой линии:

1 — диэлектрический резонатор с параметрами $D = 3,8$ мм, $L = 1,4$ мм, $\varepsilon = 80$ расположен на уровне $y_0 = 0,5d$; 2 — ферритовый резонатор КВВГ с параметрами диаметр $D = 2,65$ мм, магнитная восприимчивость $\chi_p'' = 1180$ расположен на уровне $y_0 = 0,5d$; 3 — ферритовый резонатор ЖИГ с параметрами $D = 1,9$ мм, $\chi_p'' = 4400$ расположен на уровне $y_0 = 1,5d$

Типичные зависимости затухания от перемещения ферритового или диэлектрического резонатора в поперечном сечении полосковой линии показаны на рис. 3. Здесь же наряду со сплошными расчетными линиями точками отмечены результаты эксперимента. Связь резонатора с линией максимальна при расположении его между заземленной пластиной и ленточным проводником; коэффициент связи уменьшается по мере удаления резонатора от ленточного проводника

(рис. 3, кривые 1, 2). При перемещении резонатора выше ленточного проводника вдоль оси x затухание энергии может иметь максимальное значение у края ленточного проводника, уменьшаясь по мере приближения резонатора к его центру. Небольшое расхождение расчетных и экспериментальных значений затухания (рис. 3, кривая 1) при перемещении диэлектрического резонатора вблизи края ленточного проводника, где изменение магнитного поля весьма существенное, обусловлено нарушением принятого при анализе допущения об однородности магнитного поля СВЧ вдоль резонатора.

Анализ результатов проведенных экспериментов свидетельствует, что полученные расчетные соотношения и предлагаемая методика расчета позволяют оценить степень связи твердотельных резонаторов с воздушной несимметричной полосковой линией. В силу принятых при расчете упрощающих предположений степень этой оценки точнее при уменьшении линейных размеров резонатора.

ЛИТЕРАТУРА

1. P. S. Carter, IRE Trans. Microwave Theory and Techn., 1961, **9**, 3, 252.
2. G. L. Matthaei, IEEE Trans. Microwave Theory and Techn., 1965, **13**, 2, 203.
3. S. Gaglione, M. Dydyk, Electron Letters, 1969, **5**, 29, 640.
4. М. Е. Ильченко, Е. В. Кудинов, Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ, Изд. Киевск. ун-та, 1973.
5. А. Л. Микаэлян, М. М. Коблова, Радиотехника и электроника, 1962, **7**, 10, 1835.
6. S. P. Cohn, IEEE Trans. Microwave Theory and Techn., 1968, **16**, 4, 218.
7. Л. Р. Нейман, П. Л. Калантаров, Теоретические основы электротехники, ч. 1, ГЭИ, 1948.
8. И. С. Ковалев, Основы теории и расчета устройств СВЧ, Изд. Наука и техника, Минск, 1972.

Поступила в редакцию 7 I 1974

М.Е. ИЛЬЧЕНКО, Г.А. МИРСКИХ

ФИЛЬТРЫ СВЧ НА МОНОКРИСТАЛЛАХ ФЕРРИТОВ

Рассмотрены принципы построения полосно-пропускающих СВЧ фильтров на основе резонаторов из монокристаллов ферритов. Дана классификация и система параметров перестраиваемых в диапазоне частот ферритовых фильтров. Обсуждены основные характеристики, полученные в результате разработки и исследования фильтров.

Резонаторы СВЧ на монокристаллах ферритов, предложенные в конце пятидесятых годов [1], в настоящее время составляют новый класс твердотельных резонаторов, основными особенностями которых являются [2, 3]:

1) миниатюрные линейные размеры; объем резонатора составляет величину порядка одного кубического миллиметра;

2) возможность осуществления электрической перестройки резонансной частоты; частота определяется напряженностью поля подмагничивания кристалла и в первом приближении не зависит от размеров резонатора;

3) возможность осуществления невязимного характера взаимодействия намагниченности феррита с электромагнитными полями;

4) нелинейность характеристик, проявляющаяся при увеличении уровня мощности СВЧ выше порогового значения.

Техническая реализация этих особенностей монокристаллических ферритовых резонаторов (ФР) привела в настоящее время к созданию ряда функциональных СВЧ элементов и устройств — фильтров [1–12], модуляторов [12], ограничителей уровня мощности [13], дискриминаторов [14], измерительных устройств [15–18], полупроводниковых СВЧ генераторов с ферритовой перестройкой частоты [19] и др. Одним из наиболее распространенных применений ФР является использование их в электрически перестраиваемых в диапазоне частот фильтрах.

Принцип работы фильтров основан на явлении связи ФР с линиями передачи. В полосно-пропускающих фильтрах входную и выходную передающие линии (одинакового или различного типа) соединяют таким образом, чтобы обеспечить требуемое затухание потока электромагнитной энергии через конструктивные элементы связи при отсутствии поля подмагничивания. Эти конструктивные элементы представляют собой отверстия связи, отрезки запердельных волноводов, витки или полувитки из проволоки малого диаметра. ФР располагают так, чтобы обеспечить требуемую степень его взаимодействия с магнитным полем СВЧ как входной, так и выходной линий передачи. Резонатор подмагничивают внешним управляющим полем, создаваемым при помощи электромагнита. В режиме ферромагнитного резонанса электромагнитная энергия, поступающая на вход фильтра, переизлучается в выходную линию передачи.

Основные принципы конструктивного выполнения фильтров заключаются в следующем [4]:

1) для обеспечения максимальной связи ФР с линиями передачи его следует располагать в области максимального СВЧ магнитного поля;

2) для сохранения характеристик фильтра при перестройке в широкой полосе частот магнитное поле СВЧ в месте расположения ФР не должно сильно изменяться с частотой;

3) для уменьшения габаритов, массы и потребляемой мощности цепи управления необходимо, чтобы воздушный зазор магнитной системы, где расположен резонатор, был минимальным.

На основе этих принципов в настоящее время разработано множество конструкций ферритовых СВЧ фильтров. В табл. 1 приведена схема возможной классификации фильтров по различным критериям.

Рассмотрим типичные варианты конструктивного выполнения различных фильтров, их особенности и основные достижимые параметры.

При построении однорезонаторных полосно-пропускающих фильтров используется одна из следующих схем [2]:

1) включение ферритового резонатора в качестве проходного элемента между двумя линиями передачи, в том числе и с

помощью витковых (полувитковых) элементов связи с резонатором (рис. 1); 2) включение ферритового резонатора в качестве элемента связи и неоднородности в согласованные или короткозамкнутые линии передачи (рис. 2).

Таблица 1

Классификация фильтров

№№ пп	Критерий классификации	Типы фильтров
1	Диапазон перестройки	Узкодиапазонные (с перестройкой меньше октавы), широкодиапазонные (с перестройкой в пределах октавы и больше)
2	Число резонаторов	Однорезонаторные, двухрезонаторные и т. д.
3	Тип элементов связи с ФР	Волноводные, коаксиальные, полосковые, петлевые
4	Число функций	Однофункциональные, многофункциональные
5	Характер связи линий передачи	Фильтры с ферромагнитной резонансной связью, фильтры с комбинированной резонансной и дополнительной реактивной связью

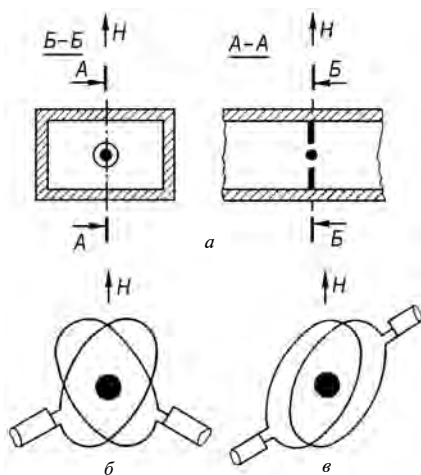


Рис. 1. Схема взаимных однорезонаторных полосно-пропускающих ферритовых фильтров: а — волноводная, б и в — петлевые конструкции.

Взаимные фильтры на коаксиальных или полосковых линиях передачи, разделенных перегородкой и отверстием, в котором помещен резонатор, могут быть построены аналогично волноводным фильтрам (рис. 1, а). В ряде случаев целесообразно использовать подключение коаксиальных или полосковых линий к витковым (или полувитковым) элементам связи с резонатором (рис. 1, б, в). Экспериментальные исследования полосно-пропускающих фильтров в случае параллельного

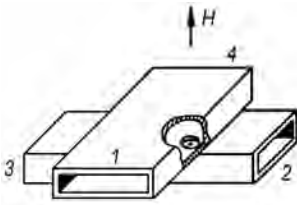


Рис. 2. Волноводный невзаимный ферритовый фильтр

и ортогонального расположения витков [20] показывают, что при малой взаимоиндукции витков можно получить почти одни и те же результаты. Однако при параллельном расположении витков реализуются полностью взаимные характеристики фильтра и он более удобен в конструктивно-технологическом отношении, тогда как фильтр на ортогональных витках имеет невзаимные фазовые характеристики, и его можно использовать на гораздо более высоких частотах. Ортогональные витковые элементы связи являются наиболее подходящими при необходимости построения фильтров, перестраиваемых в диапазоне нескольких октав. Небольшая величина воздушного зазора магнитной системы позволяет реализовать минимальные габариты и массу фильтров. В подобной конструкции однокаскадного фильтра нетрудно получить резонансные потери менее 3 дБ при развязке 20–25 дБ в диапазоне частот 1–10 ГГц.

В волноводном однорезонаторном фильтре (рис. 2) ФР расположен в отверстии связи, выполненном в области круговой поляризации СВЧ магнитного поля двух ортогонально расположенных прямоугольных волноводов [6]. Несмотря на большую величину воздушного зазора магнитной системы по сравнению с фильтром, показанным на рис. 1, эта конструкция представляет собой практический интерес, поскольку в ней реализованы невзаимные свойства феррита. В результате фильтр наряду с частотной селекцией выполняет функции вентиля и циркулятора. Аналогичный эффект можно получить при использовании полосковых или коаксиальных линий передачи с частичным диэлектрическим заполнением. Воздушный зазор магнитной системы невзаимных фильтров можно уменьшить, если использовать включение волновода с резонатором в мостовые схемы [2] или в конструкциях фильтров на совмещенных линиях передачи, например, при расположении внутри прямоугольного волновода полосковой линии, в которой искусственно создана область с круговой поляризацией СВЧ магнитного поля.

Для некоторых применений необходимы электрически перестраиваемые фильтры с регулируемой полосой пропускания. Этим свойством обладает фильтр [22], выполненный на основе короткозамкнутой металлической трубы (рис. 3), внутри которой на ее оси расположен ФР. Входная и выходная линии передачи фильтра представляют собой несимметричные полосковые линии, которые образованы внутренней поверхностью упомянутой трубы и двумя ленточными проводниками, расположенными диаметрально противоположно на цилиндрической диэлектрической подложке. Вне трубы расположена магнитная система, при повороте которой относительно оси трубы изменяется угол между направлением поля подмагничивания и вектором СВЧ магнитного поля полосковых линий, что влечет за собой изменение степени связи ФР с линиями передачи и регулирование полосы пропускания фильтра. При повороте магнитной системы резонансная частота ФР не изменяется, так как держатель резонатора жестко связан с магнитной системой и поворачивается вместе с ней.

Отметим, что элементы связи, находящиеся вблизи ФР, приводят к неоднородному распределению СВЧ магнитного поля по объему резонатора. Следствием этого эффекта, а также эффекта неоднородности приложенного подмагничивающего поля в месте расположения резонатора, является интенсивное возбуждение магнитостатических высших видов колебаний, которые ухудшают характеристики фильтров и, в частности, приводят к появлению дополнительных полос пропускания. Наличие этих полос с затуханием 15–20 дБ, а также

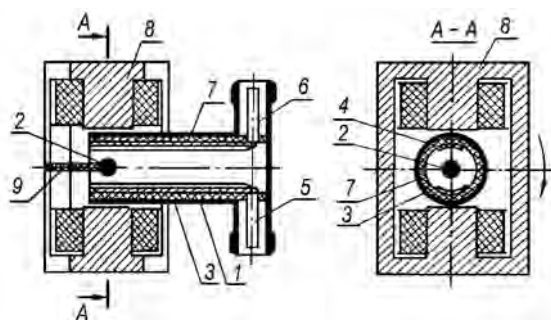


Рис. 3. Ферритовый фильтр с регулируемой полосой пропускания: 1 – металлическая труба; 2 – ферритовый резонатор; 3, 4 – ленточные проводники; 5, 6 – центральные проводники коаксиально-полосковых переходов; 7 – цилиндрическая диэлектрическая подложка; 8 – магнитная система; 9 – держатель ФР.

невысокая развязка и низкая частотная селективность в ряде случаев ограничивают применение фильтров с одним резонатором, стимулируя разработку многорезонаторных фильтров, в которых входная и выходная линии передачи связаны не одним, а несколькими (обычно 2–4) ферритовыми резонаторами.

Все многорезонаторные ферритовые фильтры можно разделить на две группы по характеру связи между резонаторами. К первой группе можно отнести фильтры, работа которых основана на явлении взаимной связи между резонаторами посредством их электромагнитных полей излучения — фильтры на связанных резонаторах. Ко второй группе — фильтры, в которых непосредственная взаимная связь между резонаторами не является определяющей, а передача энергии от одного резонатора к другому осуществляется через отрезки линий передачи — каскадные фильтры.

При конструировании фильтров на связанных резонаторах (рис. 4) могут быть использованы диафрагмы [5] либо отрезки запердельных волноводов [6, 9, 23]. Известны также фильтры, в которых взаимная связь осуществляется через свободное пространство [12]. Входная и выходная линии передачи могут быть волноводными, коаксиальными или полосковыми. Степень взаимной связи резонаторов регулируют изменением поперечных размеров диафрагмы либо длины отрезка запердельного волновода. Представляет также интерес использование в фильтрах на связанных резонаторах отрезков запердельных волноводов с регулируемыми диафрагмами (рис. 4, в) [24], что позволяет уменьшить габариты фильтров и существенно облегчить их настройку. В конструкциях фильтров на связанных резонаторах можно получить диапазон перестройки больше октавы при развязке 45–60 дБ и резонансных потерях порядка 3 дБ.

Среди многорезонаторных фильтров второй группы наибольшее распространение получили фильтры с витковыми ортогональными элементами связи. В этих конструкциях фильтров отдельные каскады разделены между собой металлическими перегородками (рис. 5). Характерной особенностью таких фильтров является наличие индуктивности элементов

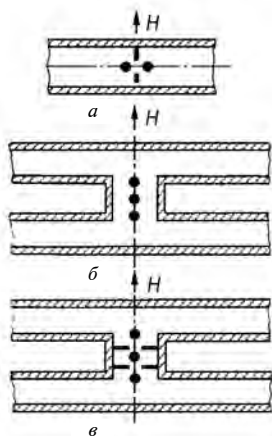


Рис. 4. Схемы многорезонаторных фильтров с элементом связи между ФР в виде: *а* — диафрагмы, *б* — отрезка запердельного волновода; *в* — запердельного волновода с диафрагмами.

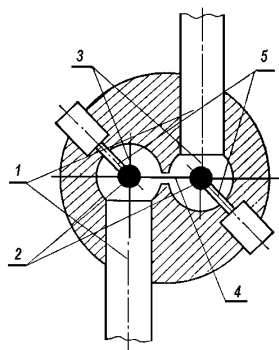


Рис. 5. Каскадный петлевой ферритовый фильтр: 1 — подводящие коаксиальные линии передачи; 2 — ферритовые резонаторы; 3 — витки связи ФР с коаксиальной линией; 4 — витки межкаскадной связи; 5 — держатели ФР.

связи, величина которой ограничивает верхнюю частоту рабочего диапазона в результате увеличения вносимых потерь при резонансе. Как показывают исследования в длинноволновой части диапазона до частот порядка 6–8 ГГц, элементы связи резонаторов можно выполнять в виде почти замкнутых витков диаметром до 2 мм. В более коротковолновой части диапазона целесообразно использовать элементы связи в виде полувитков. Также весьма важно обеспечить очень малую длину отрезков межкаскадных проволочных линий. Используя сферические резонаторы диаметром 0,4–0,5 мм и полувитковые элементы связи, можно создать [25] широкодиапазонные четырехкаскадные фильтры, перестраиваемые в диапазоне 1–18 ГГц с максимальными потерями 6,5 и развязкой 80 дБ.

Увеличение числа резонаторов в каскадных фильтрах с целью увеличения их частотной избирательности неизбежно приводит к усложнению конструкции фильтра и его настройки. Поэтому представляет практический интерес создание фильтров, в которых повышение избирательности достигается

не только увеличением числа резонаторов. Для создания таких фильтров целесообразно использовать дополнительные реактивные связи между линиями передачи [26, 27]. При этом работа фильтра основана на передаче электромагнитной энергии из входной линии в выходную как за счет резонансной связи через феррит, так и за счет реактивной связи. Это обуславливает специфический вид амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра: на частотах выше и ниже частоты ферромагнитного резонанса характеристика фильтра имеет полюсы с повышенным затуханием, что позволяет увеличить и крутизну АЧХ. В двухкаскадном фильтре с различным характером реактивной связи в отдельных каскадах [26] можно получить коэффициент прямоугольности АЧХ*, приближающийся к таковому у трехкаскадного фильтра без дополнительных реактивных связей. Аналогичный эффект увеличения частотной избирательности достигается в конструкции фильтра (рис. 6), в котором дополнительная реактивная связь введена непосредственно между входной и выходной линиями передачи [27].

Для сравнительной оценки различных конструкций фильтров на монокристаллах, а также для оценки технических возможностей тех или иных фильтров в условиях применения представляет интерес использование единой системы параметров фильтров. В табл. 2 приведена такая система, в которой все параметры электрически перестраиваемых ферритовых фильтров классифицированы по нескольким группам. Рассмотрим более подробно ряд параметров, представляющих наибольший практический интерес.

Диапазон частот перестраиваемых фильтров на монокристаллах зависит от ряда факторов. Поскольку рабочая частота фильтра прямо пропорциональна напряженности поля подмагничивания, то верхняя граница диапазона частот ограничивается возможностями магнитной системы. Вместе с этим геометрические размеры резонаторов должны быть, по крайней мере, на порядок меньше рабочей длины волны. Нижняя

* Частотную избирательность фильтра можно оценить коэффициентом прямоугольности, представляющим собой отношение полосы пропускания на уровне 3 дБ и некотором другом уровне, например, 20 дБ.

Система параметров СВЧ фильтров на монокристаллах

Номер группы параметров	Название группы параметров	Номер параметра	Название параметров фильтров
1	2	3	4
I	Параметры амплитудно-частотной характеристики (АЧХ)	1.1	Диапазон рабочих частот, в котором возможна перестройка АЧХ фильтра
		1.2	Минимальные потери в полосе пропускания в прямом и в обратном (для невзаимных фильтров) направлениях
		1.3	КСВН на частоте, где вносимые потери минимальны
		1.4	Полоса пропускания на уровне 3 дБ
		1.5	Частотная избирательность (коэффициент прямоугольности)
		1.6	Развязка
		1.7	Неравномерность АЧХ в полосе пропускания (пульсации)
		1.8	Уровень паразитных резонансов вне полосы пропускания
		1.9	Расположение частоты повышенного затухания на АЧХ
		1.10	Затухание на частотах повышенного затухания
		1.11	Развязка между каналами (для двухканальных фильтров)
		1.12	Частотная расстройка между каналами (для двухканальных фильтров)
II	Параметры цепей управления	2.1	Активное сопротивление
		2.2	Индуктивность
		2.3	Постоянная времени
		2.4	Крутизна перестройки
		2.5	Нелинейность перестройки
		2.6	Гистерезис
		2.7	Характеристики нагревателя
III	Параметры в условиях применения	3.1	Интервал допустимых температур
		3.2	Интервал рабочих температур
		3.3	Нестабильность частоты в рабочем интервале температур
		3.4	Изменение минимальных потерь в рабочем интервале температур
		3.5	Изменение полосы пропускания в рабочем интервале температур
		3.6	Допустимая импульсная мощность
		3.7	Допустимая средняя мощность
		3.8	Допустимые механические воздействия в рабочем и нерабочем состоянии фильтра
		3.9	Допустимые климатические воздействия (влажность и т. п.) в рабочем и нерабочем состоянии фильтра
		3.10	Магнитная экранировка фильтра

1	2	3	4
IV	Конструктивные параметры	4.1 4.2 4.3 4.4 4.5	Сечение входной и выходной линий передачи Тип разъема Волновое сопротивление линий передачи Габаритные размеры Масса
V	Дополнительные параметры	5.1 5.2	Срок службы Гарантийное время безотказной работы и т. д.

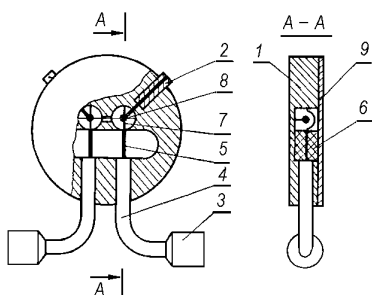


Рис. 6. Двухкаскадный фильтр с повышенной частотной избирательностью: 1 — корпус; 2 — держатель ФР; 5 — СВЧ разъем; 4 — коаксиальная линия передачи; 5 — отрезок связанных линий передачи; 6 — диэлектрик; 7 — виток связи с коаксиальной линией; 5 — ферритовый резонатор; 9 — крышка.

граница определяется в основном намагниченностью насыщения используемого монокристалла, которую можно уменьшить выбором состава кристалла или его подогревом. Наряду с этим существенных результатов можно достичь использованием эффекта анизотропии формы. Так, применение резонатора в форме нормально намагниченного диска позволяет снизить граничную частоту почти в 10 раз по сравнению со сферическим резонатором из того же кристалла. С учетом отмеченных факторов можно считать, что в настоящее время реально создание

перестраиваемых фильтров на монокристаллах в диапазоне от 0,1 до 50 ГГц. При этом в широкодиапазонных фильтрах для диапазона от 0,1 до 18–20 ГГц целесообразно использовать витковую (полувитковую) связь с ФР, а в более коротковолновом диапазоне — связь ФР с волноводами. Волноводные конструкции представляют интерес и на частотах ниже 18 ГГц, если необходимо реализовать невзаимные свойства ферритов с целью создания многофункциональных фильтров, а также при конструировании измерительных устройств с ФР [18].

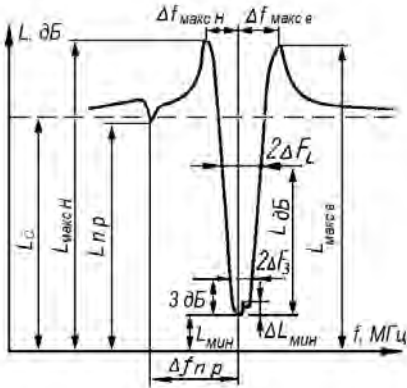


Рис. 7. АЧХ полосно-пропускающих фильтров

Рассмотрим основные достижимые параметры АЧХ фильтра (рис. 7). Минимальные вносимые потери в полосе пропускания $\Delta L_{\min}$ в основном определяются степенью связи резонаторов с линиями передачи СВЧ. В зависимости от числа резонаторов в фильтре и диапазона перестройки потери составляют от 0,5 дБ для однорезонаторных до 6–8 дБ для многорезонаторных широкодиапазонных фильтров.

Для уменьшения вносимых потерь целесообразно использовать витковые элементы связи или линии передачи замедленных электромагнитных волн, например, заполненные диэлектриком волноводы и коаксиальные линии.

Полоса пропускания на уровне 3 дБ ($2\Delta f_3$) зависит от величины собственной добротности резонаторов, степени их связи с линиями передачи и лежит в пределах 10–70 МГц в зависимости от числа резонаторов и диапазона частот фильтра. С увеличением числа резонаторов полоса пропускания фильтра на связанных резонаторах расширяется.

Наряду с коэффициентом прямоугольности АЧХ частотная избирательность фильтра в ряде случаев оценивается изменением вносимого затухания при заданной расстройке, например, при отстройке на ширину полосы пропускания фильтра. При этом для каскадных фильтров с витковыми элементами связи получают следующие значения избирательности: однокаскадные — 6, двухкаскадные — 12, трехкаскадные — 18, четырехкаскадные — 24 дБ при отстройке на ширину полосы пропускания.

Развязка фильтра (L_c) представляет собой степень затухания потока электромагнитной энергии через фильтр при отсутствии поля подмагничивания. Она существенно зависит от конструкции фильтра, числа используемых резонаторов,

диапазона частот и обычно лежит в пределах от 30 для одно-резонаторных до 80–90 дБ для четырехрезонаторных фильтров.

Уровень паразитных резонансов вне полосы пропускания ($L_{п.р.}$) зависит от степени связи линий передачи через магнитостатические высшие виды колебаний. В трех- и четырехрезонаторных фильтрах удастся снизить этот уровень до 50–70 дБ. В ряде случаев магнитостатические виды колебаний могут ухудшать характеристики фильтра и в полосе пропускания в виде высокодобротных пиков поглощения, увеличивая вносимые потери дополнительно на $\Delta L_{мин} = 1–2$ дБ и перемещаясь по полосе пропускания при изменении частоты настройки фильтра. Неравномерность АЧХ в полосе пропускания может быть также обусловлена взаимной расстройкой резонаторов в отдельных каскадах, а также сильной взаимной связью ФР в многорезонаторных фильтрах.

В условиях применения необходимо учитывать возможные изменения параметров фильтров и особенно температурные неустойчивости. Влияние температуры проявляется прежде всего в изменении резонансной частоты фильтра. Соответствующей ориентацией сферических резонаторов удастся уменьшить частотный уход до $6 \div 8$ МГц в диапазоне температур $+20 \div +60$ °С. При изменении температуры возможно также изменение вносимых потерь, полосы пропускания и уровня паразитных резонансов как в полосе пропускания, так и за ее пределами.

Допустимые рабочие уровни мощности фильтров ограничены нелинейными эффектами при ферромагнитном резонансе. Выше порогового уровня увеличиваются вносимые потери и уменьшается добротность резонаторов. Пороговая мощность фильтров на монокристаллах зависит от параметров материала, рабочей частоты, формы резонатора, степени его связи с линиями передачи и лежит в пределах $10^{-5} \div 10^{-1}$ Вт. Выше пороговых уровней мощности ферритовые фильтры на монокристаллах работают как частотно-избирательные ограничители мощности [13].

Характеристики перестройки фильтров близки к линейным. Отклонение от линейности зависит от качества магнит-

ной системы фильтра и прежде всего гистерезиса. Достижима линейность порядка $\pm 0,1\%$. Крутизна перестройки характеризуется смещением резонансной частоты при изменении управляющего тока магнитной системы и обычно составляет величину порядка 10–20 МГц/мА.

Все более широкому применению СВЧ фильтров на монокристаллах ферритов способствует то, что в настоящее время решена проблема воспроизводимости характеристик ряда фильтров в условиях массового производства [28]. Ферритовые фильтры серийно выпускаются в США с 1965 г., а несколько позже и в других странах. Отечественные разработки фильтров на монокристаллах ферритов использованы в серийно выпускаемых радиоизмерительных приборах Ч2-45, Ч2-55 [21].

Использование ферритовых фильтров вносит существенный вклад в решение проблемы миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры, поскольку эти фильтры в ряде случаев в несколько десятков раз меньше существующих механически перестраиваемых фильтров. Основными областями применения фильтров на монокристаллах в настоящее время являются измерительная техника и радиоприемные устройства СВЧ.

ЛИТЕРАТУРА

1. De Grasse R. W. Low-loss gyromagnetic coupling through single crystal garnets. — J. Appl. Phys., Suppl., 1959, 30, № 4, 155.
2. Ильченко М. Е., Кудинов Е. В. Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ. К., КГУ, 1973, стр. 175.
3. Кисляковский А. В. Ферритовые резонаторы. — «Изв. вузов СССР — Радиоэлектроника», 1974, 17, № 3, стр. 3.
4. Kotzebue K. L. Broodband electronically tuned microwave filters. — IRE Wescon Conv. Rer., 1960, 4, 1, p. 21.
5. Carter P. S. Magnetically tunable microwave filters using single crystall ittrium-iron-garnet resonator. — IRE Trans. MTT, 1961, 9, № 3, p. 252.
6. Patel C. N. Magnetically tunable nonreciprocal band-pass filters using ferromagnetic resonators. — IRE Trans. MTT, 1962, 10, № 3, p. 152.
7. Микаэлян А. Л., Коблова М. М. Передача энергии в скрещенных волноводах при помощи намагниченного феррита. — «Радиотехника и электроника», 1962, 7, № 10, стр. 1835.
8. Бокринська О. Я., Вунтесмері В. С., Кисляковский А. В. Ферромагнітний резонанс в техніці сантиметрових хвиль. К., «Техніка», 1966, стр. 106.

9. Гудков И. Г., Киреев В. С. Двухконтурный ферритовый фильтр. — «Вопросы радиоэлектроники», Серия РТ, 1968, Вып. 1, стр. 59.
10. Афанасьев Г. М., Нелепец В. В., Сафантиевский А. П. Экспериментальное исследование полосовых перестраиваемых ферритовых фильтров СВЧ. — «Электронная техника», Серия ФТ, 1969, № 5, стр. 70.
11. Боголюбов В. Н., Ескин А. В., Карбовский С. Б. Управляемые ферритовые устройства СВЧ. М., «Советское радио», 1972, стр. 72.
12. Богданов Г. Б. Частотно-избирательные системы на ферритах и их применение в технике СВЧ. М., «Советское радио», 1973, стр. 352.
13. Kotzebue K. L. Frequency selective limiting in YIC filters. — IRE Trans, MTT, 1962, 10, № 6, p. 516.
14. Tokheim R., Hoover J. The four-port YIG filters. — Microwave J., 1970, 13, № 9, p. 68.
15. Богданов Г. Б., Бокринская А. А. Ферритовые термисторы. К., «Техніка», 1965, стр. 191.
16. Михайловский Л. К. Способ абсолютного и селективного измерения напряженности магнитного поля СВЧ колебаний и мощностей в импульсе. Авт. свид. № 163226, Бюллетень изобретений, 1964, № 12.
17. Thiess G. H. A magnetically tunable microwave frequency meter. — PIRE, 1961, 49, № 9, p. 1439.
18. Кисляковский А. В., Кабаков Л. Т. Методы и устройства для исследования побочных колебаний электровакуумных приборов СВЧ. — «Изв. вузов СССР — Радиоэлектроника», 1973, 16, № 10, стр. 122.
19. Тиесс Г., Ренн Д., Дрефке О. Использование ферромагнитного резонанса для перестройки СВЧ генератора. — ТИИЭР, 1963, 51, № 5, стр. 882.
20. Лебедь Б. М., Николаева К. С., Смольков В. И. Перестраиваемые фильтры на сосредоточенных реактивных элементах. — Труды конференции по электронной технике. «Ферритовые СВЧ приборы и материалы». М., «Электроника», 1970, вып. 1 (17), стр. 314.
21. Радиоизмерительные приборы. Каталог-проспект. М., НИИ экономики и информации по радиоэлектронике, 1971.
22. Бровко А. В., Ильченко М. Е. Фильтр, СВЧ. Авт. свид. № 367494, Бюллетень изобретений, 1973, № 8.
23. Кисляковский А. В. Волноводный универсальный функциональный узел. — «Изв. вузов СССР — Радиоэлектроника», 1971, 14, № 10, стр. 1130.
24. Ильченко М. Е., Мирских Г. А., Кувика А. Г. К расчету ферритовых фильтров на основе запердельного волновода с диафрагмами. — Вестник Киевского политехнич. ин-та. Серия «Радиотехники и электроакустики», 1974, вып. 11, стр. 33.
25. YIG-Filter, linear durchstimmbar von 1 bis 18 GHz. — Nachrichtentechnische Zeitschrift-Kurier, 1972, H.2, k. 27.
26. Ильченко М. Е., Мирских Г. А. Принцип построения каскадного фильтра с повышенной частотной избирательностью. — «Изв. вузов СССР — Радиоэлектроника», 1974, 17, № 2, стр. 127.

27. R u s c h m a n n P. Compact YIG band-pass filter with finite-pole frequencies for application in microwave integrated circuits. — IEEE Trans. MTT, 1973, 21, № 1, p. 52.

28. F l e t c h e r L. B., Peter R. W. YIG devices, their latest advances, their advantages and disadvantages in the design of sophisticated systems. — “Wescon Techn. Papers”, 1966, № 1, p. 19.

Поступила в редакцию 13 XII 1974 г.,

после доработки 5 VI 1975 г.

М. Е. Ильченко, Г. А. Мирских

ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ СВЧ РЕЗОНАТОРЫ В СИСТЕМЕ ПЕТЛЕВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СВЯЗИ

Исследованы характеристики твердотельных ферритовых и диэлектрических резонаторов, связанных с цепями СВЧ путем петлевых элементов. Получена обобщенная матрица полных сопротивлений для петлевого многополюсника, содержащего твердотельный резонатор. Для ряда частных случаев приведены волновые матрицы рассеяния цепей с резонаторами. Основные выводы теории проверены экспериментально.

Для миниатюризации резонансных цепей СВЧ широко используются твердотельные резонаторы на монокристаллах ферритов и диэлектриках. Весьма часто связь таких резонаторов с линиями передачи осуществляется через петлевые элементы, что обуславливает проведение теоретических исследований подобных связанных систем. В работах [1–4] рассмотрены частные случаи связи сферического ферритового резонатора (ФР) с одним или двумя скрещенными петлевыми элементами в виде круглых витков проволоки, однако нет расчета связи ФР с числом витков больше двух, а также с витками, произвольным образом соединенными друг с другом и с подводящими линиями передачи; не приведен также расчет связи открытых диэлектрических резонаторов (ОДР) с петлевыми элементами, хотя известны работы [5–7] по практическому использованию подобных систем для построения малогабаритных устройств СВЧ.

В данной работе при некоторых упрощающих предположениях рассмотрено решение указанных задач, при этом исследован как общий, так и вытекающие из него некоторые частные случаи связи твердотельных ФР и ОДР с системой петлевых элементов.

Предметом теоретического исследования является система n скрещенных петлевых элементов связи, каждый из кото-

рых представляет собой отрезок линейного проводника, изогнутого по дуге окружности с радиусом R_k ($k = 1, 2, 3, \dots, n$) в плоскости, перпендикулярной плоскости xoy (на рис. 1 представлен случай $n = 3$). В общем геометрическом центре этих элементов связи расположен твердотельный ФР или ОДР, дипольный момент которого, приведенный к точечному в центре резонатора, обобщенно можно записать в виде

$$\vec{m}_p = \frac{m}{j - \xi} \vec{I} \vec{h}_{BK}, \quad (1)$$

где в случае сферического ФР $m = m_\phi = v\chi_p''$; v, χ_p'' — соответственно объем и магнитная восприимчивость ФР при резонансе; ξ — обобщенная расстройка резонатора; $\vec{I}$ — единичный тензор, который в случае приложения поля подмагничивания вдоль оси z имеет вид

$$\vec{I} = \begin{vmatrix} 1 & j & 0 \\ -j & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \quad (2)$$

В случае плоского изотропного ОДР с основным магнитным видом колебаний дипольный момент также определяется соотношением (1), однако при этом

$$m = m_y = \frac{1,29vD^2\varepsilon QF^2}{\lambda^2 G} \quad (3)$$

— для дискового ОДР с колебанием $H_{01\delta}$ и

$$m = m_n = \frac{2,62vA^2B^2\varepsilon QF^2}{\lambda^2(A^2 + B^2)G} \quad (4)$$

— для прямоугольного ОДР с колебанием $H_{11\delta}$; v — объем ОДР; D — диаметр дискового и A, B — поперечные размеры прямоугольного ОДР с диэлектрической проницаемостью ε и собственной добротностью Q . Множитель $F^2/G \approx 1$ [8] для обычно применяемых резонаторов с $\varepsilon \simeq 100$ и $L < D, A < L, B < L$,

где L — толщина резонатора. В случае плоского изотропного ОДР вместо тензора $\vec{I}$ в (1) записывается единичный вектор 1, направленный перпендикулярно плоскости поперечного сечения резонатора.

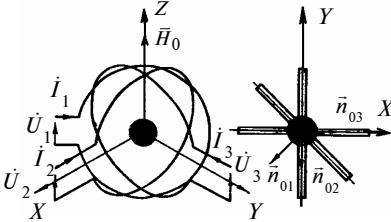


Рис. 1. Твердотельный СВЧ резонатор в системе петлевых элементов.

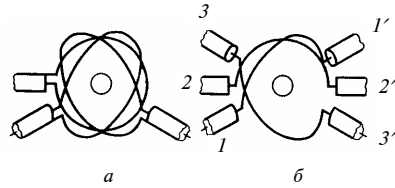


Рис. 2. Включение системы «твердотельный резонатор — петлевые элементы связи» в СВЧ цепь в соответствии с первым (а) и вторым (б) вариантами.

В формуле (1) $\vec{h}_{\text{вк}}$ обозначает СВЧ магнитные поля, которые обусловлены токами i_k , протекающими в витках, и, вообще говоря, являются неоднородными. Однако, ограничившись рассмотрением резонаторов, линейные размеры которых в 1,8–2 раза меньше диаметра витка, можно считать [1] эти поля однородными и практически равными полю в центре витка. Усреднение поля при использовании резонаторов больших размеров можно выполнить, пользуясь методикой [1]. Поле $\vec{h}_{\text{вк}}$ нетрудно вычислить, если использовать закон Био—Савара и не учитывать распределение тока i_k по сечению витка. Выделяя элемент $\vec{dS}_k$ длины проводника, направленный вдоль выбранного направления тока, имеем

$$\vec{h}_{\text{вк}} = \frac{i_k}{4\pi} \int_{S_k} \frac{\vec{dS}_k \vec{r}_0}{|\vec{r}|^2}, \quad (5)$$

где $\vec{r}_0$ — орт радиус-вектора $\vec{r}$ и интеграл распространяется на всю длину k -го элемента связи. В результате интегрирования

$$h_{\text{вк}} = \frac{\varphi_k i_k}{4\pi R_k} \vec{n}_{\text{ок}}, \quad (6)$$

где φ_k — центральный угол, соответствующий длине k -го элемента связи (угол «охвата» резонатора k -м элементом связи); $\vec{n}_{ок}$ — орт нормали к плоскости k -го элемента связи, направленный таким образом, что из его конца протекание тока видно происходящим против часовой стрелки (рис. 1).

Пренебрегая активным сопротивлением витков и рассматривая в дальнейшем только гармонический режим СВЧ сигналов, последующее решение задачи в линейном приближении начнем с определения полных магнитных потоков $\Phi_{\Sigma k}$, сцепленных с каждым элементом связи. Эти потоки складываются из потоков $\Phi_{вк}$, обусловленных токами i_k , и потоков $\Phi_{рк}$, обусловленных полями излучения твердотельного резонатора. При вычислении этих полей используем квазистатическое приближение и формулу [9] для поля точечного диполя

$$\vec{h} = \frac{3\vec{r}_0(\vec{m}\vec{r}_0) - \vec{m}}{4\pi r^3}. \quad (7)$$

Опуская промежуточные вычисления, запишем следующее соотношение для искомого магнитного потока, обусловленного твердотельным резонатором:

$$[\Phi_p] = \frac{\mu_0 m}{(4\pi)^2(j - \xi)} [H] \bar{I} [H]' [i], \quad (8)$$

где матрица $[H]$ равна

$$[H] = \begin{bmatrix} \frac{\varphi_1}{R_1} & (\vec{x}_0 \vec{n}_{01}) & \frac{\varphi_1}{R_1} & (\vec{y}_0 \vec{n}_{01}) \\ \frac{\varphi_2}{R_2} & (\vec{x}_0 \vec{n}_{02}) & \frac{\varphi_2}{R_2} & (\vec{y}_0 \vec{n}_{02}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\varphi_n}{R_n} & (\vec{x}_0 \vec{n}_{0n}) & \frac{\varphi_n}{R_n} & (\vec{y}_0 \vec{n}_{0n}) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$\vec{x}_0, \vec{y}_0$ — орты координатных осей, $[i] = [i_1, i_2, \dots, i_n]'$ — вектор-столбцы; знаком «'» обозначена операция транспонирования.

При вычислении потоков, наведенных токами i_k , учтем, что поток $\Phi_{вк}$, связанный с k -м элементом связи, обусловлен потоками самоиндукции и взаимной индукции между элементами связи. В результате

$$[\Phi_{в}] = [M][i], \quad (10)$$

где $[\Phi_{в}] = [\Phi_{в1}, \Phi_{в2}, \dots, \Phi_{вn}]'$ — вектор-столбец, $[M]$ — симметричная матрица размером $n \times n$, диагональные элементы которой равны собственным индуктивностям k -го элемента связи, а не диагональные — взаимным индуктивностям между соответствующими элементами, т. е. $M_{км} = L_k$ при $k = m$ или $M_{км} = M_{км}$ при $k \neq m$, причем $k = 1, 2, 3, \dots, n$; $m = 1, 2, 3, \dots, n$.

После вычисления полных магнитных потоков можно определить падения напряжений U_k на элементах связи и в результате рассчитать матрицу полных сопротивлений, устанавливающую связь между токами и напряжениями на зажимах исследуемого многополюсника. Эта обобщенная матрица имеет вид

$$[Z] = j\omega\mu_0 \left[\frac{m}{(4\pi)^2(j - \xi)} [H]\bar{I}[H]' + \frac{1}{\mu_0} [M] \right] \quad (11)$$

и лежит в основе всех последующих расчетов различных конкретных схем связи твердотельных резонаторов с витковыми элементами. Эти схемы можно условно классифицировать на два варианта. В первом варианте каждый петлевой элемент связи подключается к одной линии передачи, являясь ее оконечной нагрузкой (см., например, рис. 2, а, где представлен случай $n=3$). При этом система представляет собой $2n$ -полюсник. В терминах матрицы $[Z]$ такие схемы описываются соотношениями (11). Волновую матрицу рассеяния $[S]$ этих схем можно получить с учетом [10] непосредственно из (11)

$$[S]_l = ([Z_l]^{-1/2} [Z] [Z_l]^{-1/2} - [I]) ([I] + [Z_l]^{-1/2} [Z] [Z_l]^{-1/2})^{-1}, \quad (12)$$

где $[I]$ — единичная матрица размером $n \times n$, $[Z_l]$ — диагональная матрица порядка n , элементами которой являются

волновые сопротивления линий передачи, подключенных к соответствующим зажимам схемы.

Во втором варианте схем к каждому петлевому элементу связи подключаются две линии передачи (см., например, рис. 2, б, где представлен случай $n=3$). При этом система представляет собой $4n$ -полюсник. Основные соотношения для этих схем можно получить также, воспользовавшись матрицей (11). Для этого разобьем всю совокупность зажимов на две группы I и II, причем к группе I отнесем зажимы, помеченные индексами 1, 2, ..., n , а к группе II – помеченные индексами 1', 2', ..., n' (рис. 2, б). Меняя на обратное направления токов и напряжений, соответствующих зажимам группы II, запишем систему уравнений, устанавливающую связь между напряжениями на зажимах петлевых элементов с протекающими по ним токами. Эта система уравнений описывает рассматриваемый многополюсник в терминах матрицы проводимостей

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_I \\ \dot{I}_{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{II} & \bar{Y}_{I2} \\ \bar{Y}_{21} & \bar{Y}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_I \\ \dot{U}_{II} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где $\bar{Y}_{II}, \bar{Y}_{I2}, \bar{Y}_{21}, \bar{Y}_{22}$ – матрицы-клетки размером $n \times n$; $\dot{U}_I, \dot{I}_I, \dot{U}_{II}, \dot{I}_{II}$ – вектор-столбцы длиной n , причем индексом «I» обозначены величины, характеризующие режим на зажимах I группы, индексом «II» – на зажимах II группы. Рассматривая поочередно режим короткого замыкания на зажимах группы II и группы I, нетрудно представить матрицы-клетки $\bar{Y}_{II}, \bar{Y}_{I2}, \bar{Y}_{21}, \bar{Y}_{22}$ через матрицы сопротивлений (11). В результате матрицу проводимостей рассматриваемого многополюсного узла можно записать в виде

$$[Y]_{II} = \begin{bmatrix} [Z]^{-1} & -[Z]^{-1} \\ -[Z]^{-1} & [Z]^{-1} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Используя эту матрицу с учетом [10], волновую матрицу рассеяния второго варианта схем запишем в виде

$$[S]_{II} = ([I] - [Z_n]^{1/2}[Y][Z_n]^{1/2})([I] + [Z_n]^{1/2}[Y][Z_n]^{1/2})^{-1}, \quad (15)$$

где $[I]$, $[Z_{\text{л}}]$ — соответственно единичная и диагональная матрицы того же порядка, что и матрица $[Y]$, причем элементами матрицы $[Z_{\text{л}}]$ являются волновые сопротивления линий передачи, подключенных к соответствующим зажимам схемы.

Используя приведенные общие соотношения, нетрудно получить выражения для элементов волновых матриц рассеяния различных частных случаев резонаторов с петлевыми элементами. В табл. 1 в качестве примера приведены такие выражения для наиболее часто применяемых схем включения ФР. Величины, через которые представлены элементы этих матриц, определяются в виде

$$\hat{x}_i = \frac{\omega L_i}{Z_{\text{л}}}, \quad \hat{K}_i = \frac{15\nu\chi_p''\varphi_{\text{к}}^2}{R_i^2\lambda Z_{\text{л}}}, \quad (16)$$

причем для схем 1 и 2 индекс « i » можно опустить, а для схем 3, 4 индекс $i=1$ обозначает величины, характеризующие связь ФР с первичным, а $i=2$ — со вторичным (по отношению к источнику СВЧ сигналов) петлевым элементом.

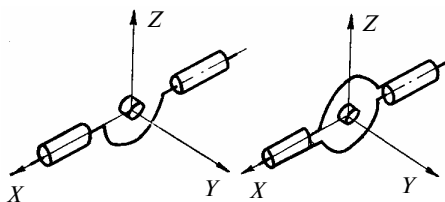


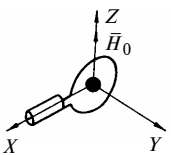
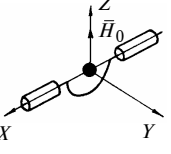
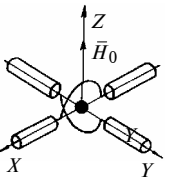
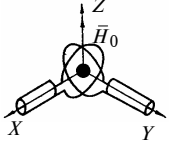
Рис. 3. Полоснозаграждающий (а) и полоснопропускающий (б) петлевые фильтры с дисковыми ОДР.

При связи дисковых ОДР с полувитковыми элементами, как это показано на рис. 3, элементы волновых матриц рассеяния определяются также формулами, приведенными в табл. 1. При этом рис. 3, а соответствует выражениям схемы 2, а рис. 3, б — схемы 4

табл. 1 (в этом последнем случае элементы S_{12} и S_{21} не будут содержать множителя j , характеризующего ортогональное расположение элементов связи). Коэффициенты $\hat{K}$, для дисковых ОДР определяются формулой

$$K_i = \frac{19,3\nu D^2\varepsilon Q F^2\varphi_{\text{к}}^2}{R_i^2 Z_{\text{л}} \lambda^3 G}. \quad (17)$$

Таблица 1

№ п/п	Схема	Элементы матрицы рассеяния
1		$S_{11} = -\frac{1 - \bar{K} + \xi \bar{x} + j(\xi - \bar{x})}{1 + \bar{K} - \xi \bar{x} + j(\xi + \bar{x})};$
2		$S_{11} = S_{22} = \frac{\bar{K} - \xi \bar{x} + j\bar{x}}{2 + \bar{K} - \xi \bar{x} + j(\bar{x} + 2\xi)};$ $S_{21} = S_{12} = \frac{2(1 + j\xi)}{2 + \bar{K} - \xi \bar{x} + j(\bar{x} + 2\xi)};$
3		$S_{21} = S_{14} = S_{43} = S_{32} = -S_{12} = -S_{41} =$ $-S_{34} = -S_{23} = j \frac{2\sqrt{\bar{K}_1 \bar{K}_2}(1 + j\xi)}{C};$ $S_{11} = S_{33} = \frac{a^2(\bar{K}_1 - \xi \bar{x}_1) - b_2 \bar{x}_1 - \bar{K}_1 \bar{K}_2 + j[a_1 \bar{x}_1 + b_2(\bar{K}_1 - \xi \bar{K}_1)]}{C};$ $S_{22} = S_{44} = \frac{a_1(\bar{K}_2 - \xi \bar{x}_2) - b_1 \bar{x}_2 - \bar{K}_1 \bar{K}_2 + j[a_1 \bar{x}_2 + b_1(\bar{K}_2 - \xi \bar{K}_2)]}{C};$ $S_{31} = S_{31} = \frac{2(a_2 + jb_2)(1 + j\xi)}{C}; \quad S_{24} = S_{42} = \frac{2(a_1 + jb_1)(1 + j\xi)}{C};$ $a_1 = 2 + \bar{K}_1 - \xi \bar{x}_1; \quad b_1 = \bar{x}_1 + 2\xi;$ $a_2 = 2 + \bar{K}_2 - \xi \bar{x}_2; \quad b_2 = \bar{x}_2 + 2\xi;$ $C = a_1 a_2 - b_1 b_2 - \bar{K}_1 \bar{K}_2 + j(a_2 b_1 + b_2 a_1);$
4		$S_{11} = \frac{1 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 + \bar{K}_2 - \bar{K}_1 + \xi(\bar{K}_1 - \bar{x}_2) + j(\xi + \bar{x}_2 - \bar{x}_1 - \bar{K}_2 \bar{x}_1 - \bar{K}_1 \bar{x}_2 + \xi \bar{x}_1 \bar{x}_2)}{q};$ $S_{12} = -S_{21} = j \frac{2\sqrt{\bar{K}_1 \bar{K}_2}}{q};$ $S_{22} = \frac{1 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 + \bar{K}_1 - \bar{K}_2 + \xi(\bar{x}_2 - \bar{x}_1) + j(\xi + \bar{x}_1 - \bar{x}_2 - \bar{K}_1 \bar{x}_2 - \bar{K}_2 \bar{x}_1 + \xi \bar{x}_1 \bar{x}_2)}{q};$ $q = \xi(\bar{x}_1 + \bar{x}_2) + x_1 x_2 - K_1 - K_2 - 1 + j \times$ $\times (\xi \bar{x}_1 \bar{x}_2 - \xi - \bar{K}_1 \bar{x}_2 - \bar{K}_2 \bar{x}_1 - \bar{x}_1 - \bar{x}_2).$

Частота f_p , на которой модуль коэффициента отражения двухполюсника по схеме 1 достигает экстремального значения, в первом приближении определяется формулой

$$f_p = f_0 + f \frac{\xi_p}{2Q}, \quad (18)$$

где Q — добротность резонатора на частоте f_0 , а ξ_p — корень уравнения $d|\Gamma|d\xi = 0$, приближенно равный

$$\xi_p = \frac{\hat{K}\hat{x}}{1 + \hat{x}^2}. \quad (19)$$

Вводя обозначение

$$K_{\varepsilon 0} = \frac{\hat{K}}{1 + \hat{x}_0^2}, \quad (20)$$

где $\hat{x}_0 = \frac{\omega_0 L}{Z_n}$, получим следующее соотношение для модуля коэффициента отражения на частоте f_p :

$$|\Gamma_p| = \left| \frac{1 - K_{\varepsilon 0}}{1 + K_{\varepsilon 0}} \right|. \quad (21)$$

Эта формула совпадает с соотношением для коэффициента отражения короткозамкнутой линии передачи с твердотельным резонатором [8], причем $K_{\varepsilon 0}$ имеет смысл коэффициента связи резонатора с цепью СВЧ.

Используя для анализа характеристик двухполюсника вблизи резонансной частоты зависимость

$$K_{\varepsilon} = \frac{K_{\varepsilon 0}}{1 + j(\xi - \xi_0)}, \quad (22)$$

где $\xi_0 = K_{\varepsilon 0} \hat{x}_0$, получим следующее выражение для коэффициента отражения:

$$\Gamma = - \frac{1 - K_{\varepsilon 0} + j(\xi - \xi_0)}{1 + K_{\varepsilon 0} + j(\xi - \xi_0)}. \quad (23)$$

Аналогичное соотношение можно получить, если использовать для анализа рассматриваемого двухполюсника метод самосогласованного поля или метод эквивалентных схем [1, 11]. Как показывают численные расчеты, для используемых на практике двухполюсников значения $|\Gamma_p|$, рассчитанные по формулам табл. 1 и (21), почти не отличаются между собой в широком диапазоне частот. Проведенные исследования также показывают, что, используя соотношение (20) совместно с результатами [8] анализа различных схем включения твердотельных резонаторов, можно получить выражения для элементов матриц рассеяния устройств, построенных по схемам, приведенным в табл. 1. Такие выражения менее громоздки по сравнению с приведенными в табл. 1, однако не отражают в явном виде сдвига частоты резонанса за счет влияния индуктивности элементов связи.

Экспериментально исследована схема 3 включения сферического ФР между двумя ортогональными согласованными полувитковыми элементами и связь дисковых ОДР с полувитковыми элементами в схемах, показанных на рис. 3. На основе схемы 3 можно реализовать полосно-заграждающий фильтр, резонансный делитель мощности и другие устройства.

На рис. 4, а представлены типичные частотные зависимости минимального значения коэффициента передачи в плечо

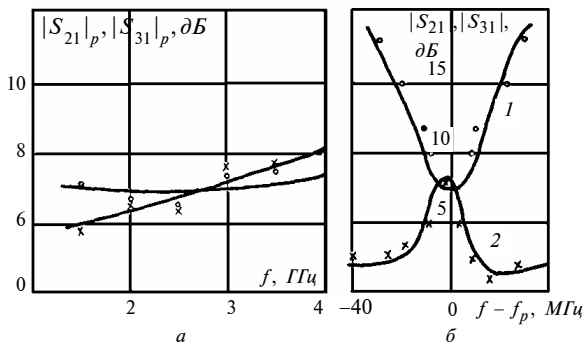


Рис. 4. Характеристики четырехплечевого петлевого ферритового фильтра: а – частотные зависимости минимального значения $|S_{21}|$ – (1) и максимального значения $|S_{31}|$ – (2); б – амплитудно-частотные характеристики ($f_{pl} = 3$ ГГц) элементов S_{21} – (1) и S_{31} – (2). Параметры системы: ФР – $v = 0,56$ мм³, $\chi_p = 750$; петлевые элементы – $R = 1$ мм, $\varphi = 3$ рад, $L = 5,2$ нГн.

2 и максимального значения коэффициента передачи в плечо 3 при подключении генератора к плечу 1. Отметим, что частоты f_{p1} и f_{p2} , на которых элементы $|S_{21}|$ и $|S_{31}|$ волновой матрицы рассеяния принимают соответственно наибольшее и наименьшее значения, различны. Это положение иллюстрируется рис. 4, б, на котором представлены амплитудно-частотные характеристики коэффициентов передачи из плеча 1 в плечи 2 и 3.

Зависимости коэффициента передачи петлевых схем с дисковыми ОДР представлены на рис. 5, где условно принято: $f_p = f_{p1} = f_{p2}$, где f_{p1} , f_{p2} — резонансные частоты схем, представленных на рис. 3, а и 3, б соответственно. Значение этих частот можно приближенно определить по формулам:

$$f_{p1} = f_0 + \frac{f_0}{2Q} \frac{\hat{K} + 4 - \sqrt{(\hat{K} + 4)^2 + 4\hat{x}^2}}{2\hat{x}}, \quad (24)$$

$$f_{p2} = f_0 + \frac{f_0}{2Q} \left(\frac{\hat{K}_1 \hat{x}_1}{1 + \hat{x}_1^2} + \frac{\hat{K}_2 \hat{x}_2}{1 + \hat{x}_2^2} \right).$$

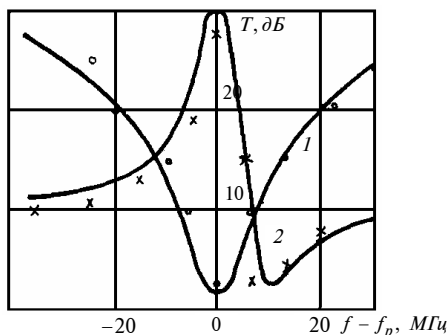


Рис. 5. Амплитудно-частотные характеристики полоснопропускающего (1) и полоснозаграждающего (2) петлевых фильтров с дисковыми ОДР. Параметры систем: ОДР — $D = 7$ мм, $L = 2$ мм, $\epsilon = 250$, $Q = 2500$; петлевые элементы — $R = 7$ мм, $\phi = 3$ рад.

При выбранных параметрах схем расчетное значение $f_{p2} - f_{p1}$ составляет 14 МГц и удовлетворительно подтверждается данными эксперимента (12 МГц).

На рис. 4 и рис. 5 наряду со сплошными расчетными линиями точками отмечены результаты эксперимента, который удовлетворительно подтверждает выводы теории.

В заключение отметим, что с помощью полученной выше обобщенной матрицы (11) можно рассчитать ряд других кон-

кретных схем связи ферритовых и диэлектрических резонаторов с петлевыми элементами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедь Б. М., Николаева К. С. Ферритовый резонатор в витке с током. — «Электронная техника», Серия «Ферритовая техника», 1969, № 5.
2. Лебедь Б. М., Николаева К. С. Ферритовый резонатор в скрещенных витках. — «Электронная техника», Серия «Ферритовая техника», 1969, № 5.
3. Лебедь Б. М., Николаева К. С. Режекторные фильтры на сосредоточенных реактивных элементах. — «Электронная техника», Серия «Ферритовая техника», 1971, № 1.
4. Лебедь Б. М., Николаева К. С. Многоплечие перестраиваемые циркуляторы. — «Электронная техника», Серия «Ферритовая техника», 1971, № 4.
5. Longley S. B. Multioktave tunable 3-port circulator a YIG sphere. — *Elect. Lett.*, 1970, **6**, № 13.
6. Tokheim R., Hoover J. The four-port YIG filter. — *Microwave J.*, 1970, **13**, № 9.
7. Harrison W. A miniature high-Q bandpass filter employing dielectric resonators. — *IEEE Trans.*, 1968, **MTT-16**, № 4.
8. Ильченко М. Е., Кудинов Е. В. Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ. К., Изд. КГУ, 1973.
9. Джексон Дж. Классическая электродинамика. М., «Мир», 1965.
10. Силаев М. А., Брянцев С. Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств. М., «Советское радио», 1970.
11. Шевлягин К. В. К расчету перестраиваемых петлевых ферритовых фильтров диапазона СВЧ. — Труды учебных институтов связи. М., 1974, № 66.

Поступила в редакцию 12 II 1976 г.

М. Е. Ильченко

ПРИМЕНЕНИЕ РЕЗОНАТОРОВ И ФИЛЬТРОВ НА МОНОКРИСТАЛЛАХ ФЕРРИТОВ

Описаны применения, основанные на использовании различных случаев связи резонаторов с линиями передачи и со свободным пространством, а также устройства, создаваемые при сочетании монокристаллических ферритовых резонаторов с полупроводниковыми элементами СВЧ.

В обзоре [1] описаны свойства и характеристики ферритовых резонаторов, определяющих возможности их применения в технике СВЧ для создания малогабаритных устройств. В последующем обзоре [2] рассмотрены принципы построения и параметры полосно-пропускающих СВЧ фильтров на монокристаллах ферритов. Большой практический интерес к этим резонаторам и фильтрам обусловлен различными, все возрастающими техническими применениями, которые рассмотрены в настоящей работе.

К числу объективных предпосылок, способствующих успешному использованию монокристаллических ферритовых резонаторов (ФР) в современной технике СВЧ, следует отнести прежде всего уникальную возможность электронной перестройки частоты в широком диапазоне длин волн, обычно превышающем декаду. При этом мощность управления, потребляемая электромагнитом системы перестройки, не превышает нескольких ватт. Современные ферритовые материалы (железо-иттериевый гранат в чистом виде и с различными добавками редкоземельных элементов, кальций-висмут-ванадиевый гранат и др.) позволяют реализовать СВЧ резонансные устройства для диапазона частот от нескольких сотен мегагерц до нескольких десятков гигагерц. Увеличение собственной добротности ФР с ростом частоты СВЧ колебаний обеспечивает практически приемлемое постоянство ширины

полосы пропускания, которая в фильтрующих цепях составляет обычно величину порядка нескольких десятков мегагерц в диапазоне от дециметровых до сантиметровых волн. Возможность эффективной связи ФР с миниатюрными линиями передачи СВЧ и обусловленные этим небольшие габариты магнитных систем устройств позволяет внести вклад в решение проблемы миниатюризации аппаратуры СВЧ. При этом техническая реализация объективных предпосылок уменьшения размеров устройств на основе ФР тесно связана с направлениями общей комплексной миниатюризации цепей СВЧ. Одним из таких направлений в настоящее время является использование микрополосковой, щелевой и компланарной линий передачи в сочетании с полупроводниковыми, ферритовыми и диэлектрическими элементами. Успехи в создании таких передающих линий вызывают повышенный интерес к ФР как к элементам гибридных интегральных схем [3]. Этот интерес в значительной степени связан с трудностями построения высокочастотных колебательных систем непосредственно из отрезков упомянутых линий передачи.

Проведем классификацию СВЧ резонансных устройств на основе ФР по двум критериям: а) вид связи ФР с цепями СВЧ и б) вид сочетания ФР с полупроводниковыми элементами.

В табл. 1 приведен перечень наиболее типичных устройств первой группы. Рассмотрим некоторые особенности построения и типичные характеристики этих устройств. Использование зависимости действительной и мнимой части магнитной восприимчивости ФР от поля подмагничивания дает возможность электрического управления не только частотой фильтров, но также и такими параметрами электромагнитных волн и сигналов, как амплитуда, фаза и плоскость поляризации [4]. Практическая реализация невзаимной связи ФР с цепями СВЧ служит основой создания многофункциональных устройств, выполняющих одновременно функции частотной селекции и развязки, т. е. фильтров-вентилей, фильтров-циркуляторов. Причем эти устройства могут быть построены при использовании связи ФР как с волноводами [5], так и с витковыми элементами [6, 7]. Трехплечий фильтр-циркулятор на сферическом ФР из монокристалла железо-

иттриевого граната (ЖИГ) с витковыми элементами связи показан на рис. 1. В этом устройстве реализован [6] диапазон перестройки 2,05–11 ГГц. При напряженности поля подмагничивания 3200 А/см циркулятор имел развязку между плечами больше 18 дБ, полосу частот циркуляции сигнала 8 МГц, вносимые потери меньше 1 дБ в диапазоне 2,05–6,4 ГГц и меньше 1,8 дБ в диапазоне 6,4–11 ГГц.

Таблица 1

№№ пп	Вид связи ФР с цепью СВЧ	Линейные устройства СВЧ
1	Связь ФР с одноволновой линией передачи или с цепью из сосредоточенных реактивных элементов. а) взаимная связь; б) невзаимная связь	полосно-заграждающие частотные фильтры; фильтры вентили; фильтры-фазовращатели
2	Связь двух линий передачи при помощи ФР: а) взаимная связь; б) невзаимная связь	полосно-пропускающие частотные фильтры; фильтры-циркуляторы
3	Связь нескольких цепей СВЧ при помощи ФР	фильтры-разделители каналов; фильтры-балансные устройства; фильтры-частотные дискриминаторы; фильтры-трансформаторы сопротивлений
4	Связь ФР с линией передачи по нескольким типам волн	резонансные преобразователи типов волн; фильтры-частотные и типов волн;
5	Связь ФР с цепью СВЧ и с открытым пространством	резонансные вращатели и плоскости поляризации; частотные дискриминаторы и вентили; фильтры-антенные элементы

На основе ФР создаются устройства, сочетающие функции частотного фильтра и преобразователя типов волн или частотного фильтра и фильтра типов волн в многоволновых волноводах [8, 9]. Резонансный СВЧ преобразователь волны типа H_{10} и волну H_{20} , например, представляет собой [8] отрезок прямоугольного волновода с увеличенными попереч-

ными размерами, в котором могут распространяться волны обоих типов. Внутри волновода в плоскости круговой поляризации СВЧ магнитного поля волны H_{20} расположен ФР, возбуждающий в волноводе волну H_{20} . Для подавления нежелательных отражений используются дополнительные согласующие элементы. Связь ФР с многоволновым волноводом позволяет реализовать также частотные дискриминаторы и резонансные вентили высших типов волн. Использование ФР в волноводных фильтрах типов волн основано на раздельной связи резонатора с отдельными волнами.

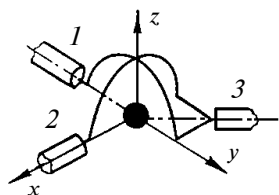


Рис. 1.

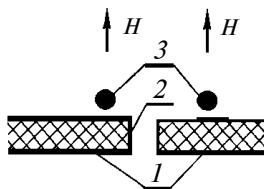


Рис. 2.

Возможность использования ФР в качестве эффективных излучателей [10] реализована в конструкции [11] ферритового антенного элемента на основе полосковой линии передачи, вблизи плоскости короткого замыкания которой полностью в свободном пространстве расположен сферический ФР, намагниченный перпендикулярно заземленной пластине полосковой линии (рис. 2). Антенный элемент характеризуется однонаправленными свойствами: максимум излучения направлен в сторону движения волны от полосковой линии. Диаграмма направленности и согласование зависят от параметров системы. Для оценки энергетических параметров подобных антенн удобно характеризовать связь ФР с линией передачи и свободным пространством коэффициентами связи, представляющими собой отношение собственной добротности ФР к соответствующей величине его внешних добротностей. Исследования показывают, что хорошее согласование антенного элемента можно получить в случае, когда коэффициенты связи ФР с цепью СВЧ — $K_{\text{ц}}$ и со свободным пространством — K_0 удовлетворяют условию $1 + K_0 = K_{\text{ц}}$. В этом же случае ко-

эффицент полезного действия антенного элемента при резонансе равен $\eta = K_0/K_{\text{ц}}$; эффективность резонансной связи цепи СВЧ с открытым пространством увеличивается с ростом этих коэффициентов. Антенный элемент с КСВН $\sim 1,1$ практически может иметь значение η , достигающее 80–90 %. Диаграмма направленности антенного элемента, показанного на рис. 2, качественно не отличается от диаграммы элементарного источника Гюйгенса. Излучение имеет частотно-избирательный характер максимумом на резонансной частоте системы, что позволяет обеспечить в одном и том же устройстве выполнение функций антенны и частотного фильтра. Подобные ферритовые антенны-фильтры целесообразно использовать как приемные антенны-преселекторы, перестраиваемые в диапазоне частот изменением напряженности поля подмагничивания. Представляет практический интерес соответствующая комбинация нескольких таких элементов, например, для повышения направленности излучения. СВЧ антенный элемент на основе ФР может быть также использован в более сложных конструкциях [12] радиопеленгаторных антенных систем.

Использование нелинейных и параметрических свойств ФР приводит к созданию ограничителей и усилителей уровня мощности [13, 14], умножителей частоты [15], датчиков-преобразователей частоты и уровня мощности [16, 17], а также других устройств.

Отдельный класс малогабаритных и многофункциональных СВЧ элементов и устройств реализуется путем комбинации ФР с различными полупроводниковыми элементами СВЧ, как это показано в табл. 2. Такие устройства представляют особый практический интерес и заслуживают более подробного рассмотрения.

Для большого числа применений требуются малогабаритные СВЧ генераторы с электронной перестройкой в широком диапазоне частот. Подобные генераторы создают на основе СВЧ транзисторов и полупроводниковых диодов, использующих различные эффекты: туннельный, лавиннопролетный, эффект Ганна и др. К числу наиболее действенных электронных способов частотной перестройки таких твердотельных ге-

нераторов относится перестройка при помощи варакторов и ферритов. Эти два способа не исключают один другого, а скорее удачно дополняют друг друга, поскольку перестройка с помощью монокристаллов ферритов осуществляется значительно более медленно, но зато более линейно, чем перестройка с помощью варакторов. Из-за большой постоянной времени цепи подмагничивания ФР скорость свипирования снижается и обычно перестройка в октавной полосе частот составляет величину порядка миллисекунды. Генератор с варактором можно перестроить в широком диапазоне частот за микросекунды. Рассмотрим некоторые особенности и схемы частотной перестройки твердотельных генераторов при помощи монокристаллов ферритов.

Таблица 2

№№ пп	Полупроводниковые СВЧ элементы, используемые в сочетании с ФР	Устройства СВЧ
1	Транзисторы и диоды, имеющие отрицательное сопротивление	Перестраиваемые усилители и генераторы
2	Умножительные диоды	генераторы гармоник
3	Смесительные диоды	фильтры-смесители
4	$p-i-n$ диоды	фильтры-амплитудные модуляторы; фильтры-преселекторы с управляемой амплитудной характеристикой
5	Варакторы	фильтры с регулируемой полосой пропускания
6	Детектирующие диоды	частотно-избирательные индикаторы. СВЧ сигналов
7	Транзисторы, диоды с отрицательным сопротивлением и смесительные диоды	гетеродинные фильтры и источники сигналов; модули приемных устройств с преобразованием частоты
8	Умножительные и смесительные диоды	модули преобразователей частоты; модули синтезаторов частоты

Впервые возможность использования ферромагнитного резонанса для перестройки СВЧ генератора была показана [18] на примере конструкции транзисторного СВЧ генератора, в цепи обратной связи которого включен полосно-пропускающий фильтр (рис. 3). В этой схеме энергия обратной свя-

зи через фильтр поступает от коллектора к базе. При конструировании такого генератора необходимо свести к минимуму индуктивности и емкости цепей подключения транзистора к фильтру и к источникам питания. Фильтр целесообразно конструировать на основе витковых элементов связи. На параметры генератора также существенное влияние оказывают такие характеристики фильтра как вносимые потери, пороговые уровни мощности и связи на высших магнитостатических видах колебаний. Практически возможно создание генераторов с перестройкой в диапазоне частот не менее октавы и выходной мощностью от единиц до нескольких десятков милливатт. Так, например, выпускаемый в США транзисторный генератор с перестройкой ФР типа WJ-5077 в диапазоне 0,5–1 ГГц имеет выходную мощность 20 мВт [19].

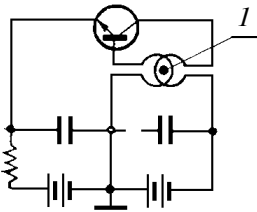


Рис. 3.

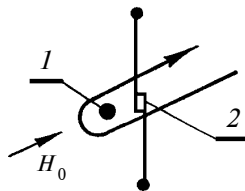


Рис. 4.

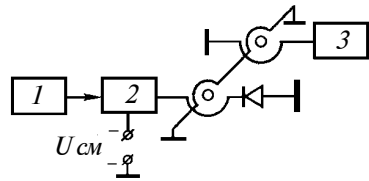


Рис. 5.

Рабочую частоту транзисторного генератора можно повысить использованием его второй гармоники. В [20] описан такой генератор, построенный по схеме с общим коллектором и ферритовым фильтром, включенным в цепь эмиттера. Выходная мощность гармоники, генерируемой за счет нелинейной емкости перехода коллектор–база, существенно увеличена путем: а) оптимального выбора коллекторного напряжения и тока; б) обеспечения малого эмиттерного импеданса на второй гармонике и в) настройки выходного емкостного элемента связи. Такая оптимизация позволила получить на выходе уровень мощности на второй гармонике на 3–9 дБ ниже уровня мощности на основной частоте.

Отдельный класс конструкций перестраиваемых СВЧ твердотельных генераторов составляют диодные генераторы. Создание в 1959 г. туннельного диода привело к разработке исключительно малогабаритных генераторов. Так как отрица-

тельное сопротивление диода не зависит от частоты в очень широком диапазоне, то использование резонаторов на монокристаллах ферритов в сочетании с туннельными диодами позволяет создать СВЧ генераторы, диапазон электронной перестройки которых в основном определяется параметрами связанных между собой соответствующим образом диода и ФР. Снизу диапазон определяется обычно граничной частотой резонатора, а сверху – резонансной индуктивностью связи с резонатором. Еще в первых исследованиях туннельных генераторов с ФР [21, 22] был реализован диапазон перестройки, определяемый отношением верхней и нижней рабочих частот, равным 1,6 и 4 при выходной мощности несколько десятков микроватт.

Одним из существенных недостатков генераторов на туннельных диодах является очень малый уровень генерируемой мощности. Поэтому, после открытия в 1963 г. Ганном эффекта отрицательной дифференциальной проводимости в объеме двухдолинного полупроводника при приложении к нему электрического поля определенной напряженности, а также после создания диодов, в которых этот эффект использован, исследования по разработке электрически перестраиваемых диодных генераторов получили дальнейшее интенсивное развитие. Механизм частотной перестройки генераторов на диоде Ганна основан на использовании того обстоятельства, что частота генерации в основном определяется резонансной частотой колебательной цепи, с которой связан диод. В зависимости от используемой конструкции цепи связи генераторы строят на основе коаксиальной, полосковой, волноводной линий передачи, а также с использованием витковой связи диода и резонатора. На рис. 4 показано относительное расположение ФР 1, диода Ганна 2, витка связи 3 и направления поля подмагничивания, как это предложено в [23]. Необходимая степень связи между диодом и ФР устанавливается путем регулирования расстояния между ними и изменением параметров витка связи и резонатора. Генерируемые диодом СВЧ колебания возбуждают резонатор, через который мощность передается во внешние цепи. Частота колебаний регулируется в широких пределах изменением напряженности поля подмагничивания. Так, например, выпускаемые серийно в США ганновские ге-

нераторы с перестройкой ФР [19] типа ОС 102 имеют диапазон перестройки 4–8 ГГц с выходной мощностью 0,5 мВт, WJ–5008–8–12,4 ГГц с выходной мощностью 10 мВт, WJ–5041–12,4–18 ГГц с выходной мощностью 7 мВт.

Использование схем умножителей частоты с последующим выделением сигналов нужной гармоникой при помощи ферритовых фильтров приводит к созданию генераторов гармоник. Для генерирования колебаний гармоник обычно используют нелинейные сопротивления диодов, нелинейные емкости варакторов. Наряду с ними применяются также умножительные диоды с накоплением заряда (ДНЗ), которые выгодно отличаются своими качественными характеристиками вследствие присущего им свойства резкого изменения емкости в зависимости от приложенного напряжения [24]. Диод может быть включен в схему умножителя последовательно или параллельно. Одна из возможных схем [25] умножителей частоты на ДНЗ с частотой селекцией выходного сигнала при помощи двухрезонаторного ферритового фильтра с витковыми элементами связи показана на рис. 5. Сигнал задающего перестраиваемого генератора 1 через согласующий трансформатор 2 поступает на ферритовый фильтр, последовательно с входным витком первого каскада которого включен диод. Постоянное смещение на диод, определяющее его режим работы, подведено через цепи согласующего трансформатора. Под действием входного гармонического сигнала и постоянного смещения через диод протекает ток в виде последовательности импульсов, спектр которых представляет собой ряд гармонических составляющих, отличающихся между собой по частотной шкале на значение частоты входного сигнала. Ферритовый фильтр настроен на определенную частотную составляющую и выделяет ее на выходной нагрузке 3 устройства. При периодическом изменении частоты входного сигнала и настройке фильтра последовательно на вторую, третью и последующие гармоники можно получить на выходе сигнал, частота которого изменяется в широком диапазоне. Так, например, при использовании сигналов 2–5 гармоник в [25] реализовано сплошное перекрытие в диапазоне 2–7 ГГц с выходной мощностью сигнала 70–10 мВт при входной мощности 0,5 Вт.

Сочетание ферритовых фильтров со смесительными диодами позволяет конструировать однотактные и балансные смесители. Одной из перспективных схем балансных смесителей является конструкция, построенная с использованием четырехплечевого фильтра, который (рис. 6) выполнен на основе сферического ФР, расположенного в центре между двумя ортогональными витками связи. СВЧ энергия от генератора, подключенного к плечу A , взаимодействует с резонатором и поступает в плечи C и D , причем амплитуды сигналов в этих плечах одинаковы, а относительный сдвиг фаз составляет 180° .

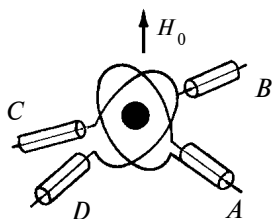


Рис. 6.

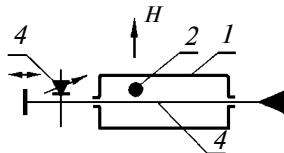


Рис. 7.

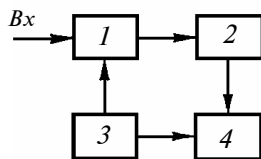


Рис. 8.

Амплитудно-частотные характеристики от плеча A к плечам C и D зависят от степени связи ФР с витками. Если же генератор подключен к плечу B , то подаваемая в фильтр СВЧ энергия непосредственно поступает к плечам C и D . При этом амплитуды и фазы сигналов в этих плечах одинаковы. Коэффициенты передачи от плеча B к плечу C и D остаются практически постоянными в рабочем диапазоне частот устройств. Этот четырехплечий фильтр сочетает функции частотной селекции и 180° -ного балансного соединения, благодаря чему может работать как балансный смеситель, фазовый дискриминатор и др. В режиме балансного смещения к плечам C и D подключают соответствующие смесительные диоды, на вход A подают исследуемый сигнал, а на вход B — сигнал гетеродина. Экспериментальное исследование такого смесителя показало [26], что при работе на первой гармонике гетеродина потери преобразования составляют 9–10 дБ. При работе на 2–7 гармониках в диапазоне частот сигнала 1–4 ГГц фильтр имеет вносимые потери 4–4,5 дБ с учетом деления мощности пополам от плеча A к выходным плечам C и D ; развязка между

плечами A и B составляет 20–28 дБ и потери преобразования 20–30 дБ.

Наряду с конструкциями резонансных ферритовых модуляторов, работающих на принципе регулирования поля подмагничивания [16], представляют интерес модуляторы, в которых частотно-избирательное управление амплитудой СВЧ колебаний осуществляется при помощи полупроводникового p - i - n -диода. Одна из возможных схем таких устройств представлена на рис. 7. Линией передачи управляемого СВЧ сигнала является прямоугольный волновод 1, внутри которого в области круговой поляризации СВЧ магнитного поля расположен ФР 2. Внутри волновода, параллельно его широким стенкам, расположен ленточный проводник 3, который с широкими стенками волновода образует экранированную полосковую линию передачи, подключенную к коаксиально-полосковым переходам, установленным в области узких стенок волновода. Полосковая линия с одной стороны согласована, а с противоположной стороны – короткозамкнута. В этой волноводно-полосковой системе ФР частично поглощает передаваемую по волноводу мощность СВЧ сигнала, в резонанс с частотой которого он построен, и частично переизлучает ее в полосковую линию. Анализ показывает, что коэффициент передачи СВЧ энергии по прямоугольному волноводу существенно зависит от степени связи ФР не только с волноводом, но и с полосковой линией. Электронное регулирование степени связи ФР с полосковой линией можно обеспечить включением между плоскостью короткого замыкания и ФР полупроводникового диода 4, который размещен, например, так, что при его включении в месте расположения ФР образуется пучность СВЧ магнитного поля полосковой линии; при включенном диоде амплитуда поля в месте расположения резонатора приближается к нулю. Таким образом, включение и выключение диода влечет за собой регулирование степени связи ФР с полосковой линией и обеспечивает электрическое управление резонансной передачей СВЧ энергии по прямоугольному волноводу с ферритовый резонатором.

Сочетание ферритового фильтра с варакторами [27] позволяет электронным способом регулировать полосу пропус-

кания преселектора, что представляет практический интерес при построении СВЧ приемников.

Перестраиваемые фильтры на монокристаллах ферритов нашли широкое применение в технике измерений и контроля различных параметров СВЧ излучений: уровня средней и пиковой мощности [3, 28, 29], частотных параметров радиоизлучений [29], исследовании побочных колебаний электровакуумных приборов СВЧ [30] и др. Одним из первых таких применений было создание измерителей частоты СВЧ сигналов [31]. Частоту определяют путем измерения напряженности поля подмагничивания, что в простейшем случае косвенно может быть сделано измерением тока электромагнита. Структурная схема такого волномера [32] на основе электрически перестраиваемого ферритового фильтра показана на рис. 8. Фильтр 1 перестраивается в широком диапазоне частот при помощи генератора пилообразного тока 3. При обнаружении СВЧ сигнала срабатывает включенная на выходе фильтра схема порогового детектора 2, с которого на генератор подается импульс остановки перестройки фильтра, а зафиксированная при этом величина тока преобразуется в пропорциональный значению измеряемой частоты выходной сигнал, который появляется на индикаторе 4.

Применение ферритовых фильтров позволяет создавать устройства, которые не только измеряют частоту, но и обеспечивают панорамную индикацию СВЧ сигналов на экране электронно-лучевой трубки. Так, например, серийно выпускаемый частотомер типа Ч2–55 [33] позволяет наблюдать и с погрешностью 0,5 % автоматически измерять одновременно все частоты непрерывных, кратковременных и импульсно-модулированных СВЧ сигналов в диапазоне 5,6–8,4 ГГц. Использование в этом приборе полосно-пропускающего ферритового фильтра позволило реализовать время перестройки по диапазону 0,03 с, разрешающую способность 8 МГц и динамический диапазон уровней мощности измеряемых сигналов 30 дБ при чувствительности 10^{-6} Вт.

В современной радиоизмерительной технике СВЧ нашли также широкое применение цифровые электронно-счетные частотомеры, в которых использован гетеродинный принцип. Согласно этому принципу входные СВЧ сигналы неизвестной

частоты преобразуются с понижением частоты, после чего производится непосредственное измерение частоты с помощью счетчика. Применение монокристаллических ферритовых фильтров в схемах таких устройств позволяет создать автоматические гетеродинные частотомеры, которые выгодно отличаются своей широкодиапазонностью и малыми габаритами. Простейшая структурная схема такого частотомера [34] показана на рис. 9. Прибор содержит опорный кварцевый генератор 1, выходной сигнал которого с частотой f_0 поступает в генератор гармоник 2, формирующий сетку частот $n f_0$. Выбор одной из составляющих $n_0 f_0$ сетки частот осуществляется при помощи ферритового фильтра 3, электрически перестраиваемого в диапазоне частот. Сигнал с частотой $n_0 f_0$ наряду с СВЧ сигналом, частоту f_x которого необходимо измерить, подается на смеситель 4. После смешения сигнал разностной частоты $f_c = f_x - n_0 f_0$ усиливается широкополосным видеоусилителем 5 и поступает на счетчик непосредственного отсчета частоты 6 и детектор 7, выход которого подключен к схеме электронного управления частотой ферритового фильтра. Фильтр работает в режиме свипирования, причем перестройка его по частоте всегда начинается с нижней границы частотного диапазона и прекращается в тот момент, когда появляется выходной сигнал с детектора 7 и частота сигнала f_c на входе счетчика 6 оказывается в пределах его рабочего диапазона. Измеряемую частоту определяют по выходному индикатору 9, куда поступает сигнал со счетчика 6 и сигнал с выхода схемы 8, несущей в себе информацию о номере n_0 используемой гармоники опорного сигнала и частотой f_0 . Измеряемая частота равна $f_x = f_c + n_0 f_0$. Применение ферритовых фильтров в этой схеме прибора привело к созданию [34] автоматических гетеродинных частотомеров, перекрывающих полосу частот от 10 Гц до 18 ГГц.

Известно, что входные цепи современных приемных СВЧ устройств вместе с антенно-фидерным трактом занимают 30–40 % общей массы, габаритов и энергопотребления радиосистем в целом [5]. Поэтому миниатюризация входных цепей и

элементов антенно-фидерного тракта является весьма актуальной задачей. Определенный вклад в решение этой задачи может внести использование твердотельных резонаторов и фильтров в сочетании с полупроводниковыми элементами СВЧ. В ряде случаев, например, представляет практический интерес применение двухканальных фильтров в сочетании с СВЧ усилителями, причем один канал фильтра включают до усилителя, а второй – после него. Первый канал фильтра работает при этом как преселектор и благодаря его узкой полосе пропускания уменьшает шум, поступающий на усилитель. Второй канал выполняет функции постселектора, дополнительно снижая уровень шумов. Подобное включение фильтров позволило [35] применить вместо мал шумящих ЛБВ лампы с большим усилением (до 40 дБ) и высоким уровнем шумов (до 20 дБ).

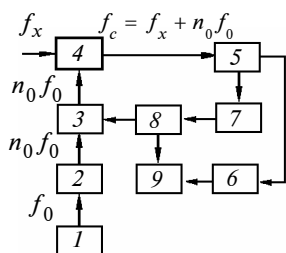


Рис. 9.

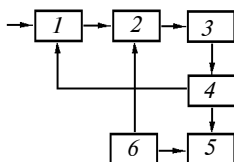


Рис. 10.

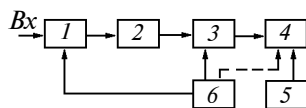


Рис. 11.

Фильтры на монокристаллах ферритов являются основными элементами панорамных приемников, позволяющих регистрировать СВЧ сигналы одновременно в широком диапазоне частот [32]. В подобных системах аналогично панорамному частотомеру [33] генератор перестройки фильтра в диапазоне частот синхронизирован с горизонтально разверткой электронно-лучевого индикатора, где наблюдаются отклики регистрируемых СВЧ сигналов. Для расширения динамического диапазона наблюдаемых сигналов перестраиваемый генератором 6 ферритовый фильтр 2 (рис. 10) может быть охвачен [36] цепью обратной связи, исполнительным элементом которой является электрически управляемый аттенуатор на полупроводниковых р-и-п-диодах 1. Затухание СВЧ энергии, вносимое этими диодами, зависит от управляющего тока, ве-

личина которого определяется амплитудой сигнала на выходе фильтра, где включен видеодетектор 3 и схема обработки сигналов 4. Зависимость затухания от управляющего тока нелинейна и обуславливает получение нелинейной амплитудной характеристики устройства в целом. В этой схеме обеспечивается регистрация СВЧ сигналов, уровень мощности которых может существенно превышать пороговое значение мощности феррита. При использовании линейных усилителей в канале обработки сигнала на экране электронно-лучевого индикатора 5 можно одновременно наблюдать отклики СВЧ сигналов, отличающихся по амплитуде на 50 дБ и более.

В схемах перестраиваемых супергетеродинных приемников (рис. 11) целесообразно использовать как фильтры, так и гетеродины с электрической перестройкой частоты при помощи монокристаллов ферритов [3]. При питании фильтра и гетеродина от единого источника 6 управляющего тока можно обеспечить необходимое сопряжение резонансных цепей преселектора 1, усилителя 2, постселектора 3, смесителя 4 и гетеродина 5, а также высокую скорость перестройки этих цепей в широком диапазоне частот.

Многообразие технических применений резонаторов и фильтров на монокристаллах ферритов стимулирует постановку и развитие целого ряда научных исследований. Перспективными направлениями таких исследований являются: исследования по повышению рабочих уровней мощности устройств на монокристаллах ферритов, совершенствование и развитие схмотехнических решений этих устройств, особенно в сочетании с полупроводниковыми элементами СВЧ, развитие методов инженерного расчета с использованием ЭЦВМ, исследование конструктивно-технологических вопросов построения в гибридно-интегральном исполнении твердотельных функциональных модулей СВЧ и др.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кисляковский А. В. Ферритовые резонаторы.— «Изв. вузов — Радиоэлектроника», 1974, **17**, № 3, стр. 3.
2. Ильченко М. Е., Мирских Г. А. Фильтры СВЧ на монокристаллах ферритов. — «Изв. вузов — Радиоэлектроника», 1976, **19**, № 2, стр. 5.

3. Руденко В. М., Халяпин Д. Б., Магнушевский В. Р. Магнущие входные цепи приемных устройств СВЧ. М., «Связь», 1971.
4. Ильченко М. Е., Кудинов Е. В. Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ. К., Изд-во КГУ, 1973.
5. Patel C. N. Magnetically tunable nonreciprocal band-pass filters using ferromagnetic resonators. — IRE Trans., 1962, МТТ-10, № 3, p. 152.
6. Longley S. R. Multioktave tunable 3-port circulator using a YJG sphere. — Electron. Lett., 1970, 6, № 13, p. 406.
7. Лебедь Б. М., Николаева К. С. Многоплечие перестраиваемые циркуляторы. — «Электронная техника», Серия 7 «Ферритовая техника», 1971, вып. 4, стр. 180.
8. Turner E. H. Microwave devices exhibiting mode conversion using a resonant biased gyromagnetic material, Pat. USA, № 3247472, p. 19. 04. 1966.
9. Куш С. Н., Кабаков Л. Г. Разделение ТЕ-видов колебаний в двухвидовом волноводе. — Вестник Киевск. политехнич. ин-та, Серия «Радиотехника и электроакустика», К., Изд-во КГУ, 1972, № 9, стр. 56.
10. Микаэлян А. Л., Анто́ньянц В. Я. Явления взаимной связи в системе ферритовых образцов. — «Радиотехника и электроника», 1962, 7, № 4, стр. 623.
11. Бровко А. В., Ильченко М. Е. СВЧ резонансный ферритовый антенный элемент. — «Радиотехника и электроника», 1975, 20, № 6.
12. Carter P.S. Direction finding antenna system, Pat. USA, № 3371347, p. 27.02.1968.
13. Kotzebue K. L. Frequency selective limiting in YJG filters. — IRE Trans., 1962, МТТ-10, № 6, p. 516.
14. Мелков Г. А., Артюх Н. Н. Ферритовый усилитель с диэлектрическим резонатором. — Изв. вузов — Радиоэлектроника», 1973, 16, № 1, стр. 127.
15. Мелков Г. А., Луценко И. Л. Удвоение частоты при помощи ферритов. — «Радиотехника и электроника», 1973, 18, № 2, стр. 350.
16. Богданов Г. Б. Основы теории и применения ферритов в технике измерений и контроля. М., «Советское радио», 1967.
17. Михайловский Л. К. Способ абсолютного и селективного измерения напряженности магнитного поля СВЧ колебаний и мощностей в импульсе, Авт. свид. № 163226, Бюллетень изобретений, 1964, № 12.
18. Тиесс Г., Ренн Д., Дрефке О. Использование ферромагнитного резонанса для перестройки СВЧ генератора, — ТИИЭР, 1963, 51, № 5, стр. 882.
19. Колосов М. В., Перегонов С. А. СВЧ генераторы и усилители на полупроводниковых приборах. М., «Советское радио», 1974.
20. Даукшер В., Гамильтон Дж. Транзисторные гетеродины с перестройкой железо-инттриевым гранатом, работающие на частотах до 8 ГГц. — ТИИЭР, 1965, 53, № 10, стр. 1861.
21. Коцебу К. Широкополосный СВЧ генератор с электронной перестройкой на туннельном диоде. — ТИИЭР, 1963, 51, 3, стр. 520.
22. Райт М. Генератор на туннельном диоде, перестраиваемый гранатом в широком диапазоне частот. — ТИИЭР, 1969, 52, № 5, стр. 675.

23. Чанг Н., Хаумицу Т., Мацуо Дж. Генератор на эффекте Ганна, перестраиваемый с помощью железо-интриевого граната. — ТИИЭР, 1967, **55**, № 9, стр. 91.

24. Кракауэр С. Применение диодов со ступенчатым восстановлением для генерации гармоник, выпрямления и оценки времени жизни. — ТИРИ, 1962, **50**, № 7, стр. 1706.

25. Шитов А. М., Киреев В. С. Умножитель для широкодиапазонного СВЧ генератора с электронной перестройкой частоты. — «Вопросы радиоэлектроники», Серия «Радиоизмерительная техника», 1974, вып. 2, стр. 53.

26. Tokheim R. Hoover J. The four-port YJG filters. — Microwave J., 1970, **13**, № 9, p. 68.

27. Cohen M. Electronically tunable YJG filter using on electronically variable band with, Pat. USA, № 3435385, p. 25. 03. 1969.

28. Бокринська О. Я., Вунтесмері В. С, Кисляковський А. В. Феромагнітний резонанс в техніці сантиметрових хвиль. К., «Техніка», 1965.

29. Богданов Г. Б. Частотно-избирательные системы на ферритовых и их применение в технике СВЧ. М., «Советское радио», 1973.

30. Кисляковский А. В., Кабаков Л. Т. Методы и устройства для исследования побочных колебаний электровакуумных приборов СВЧ. — «Изд. вузов — Радиоэлектроника», 1973, **16**, № 10, стр. 122.

31. Thiess G. H. A magnetically tunable microwave frequency meter. — PIRE, 1961, **49**, № 9, p. 1439.

32. Гундлах Р. Ферриты в современной технике СВЧ. — «Электроника», 1968, **41**, № 21, стр. 3.

33. Радиоизмерительные приборы, каталог-проспект. М., НИИ экономики и информации по радиоэлектронике, 1971.

34. Шиаво Т., Вейц Б. Частотомеры СВЧ диапазона: принцип действия и основные параметры. — «Электроника», 1974, **47**, № 2, стр. 42.

35. Боголюбов В. Н., Ескина А. В., Карбовский С. Б. Управляемые ферритовые устройства СВЧ. М., «Советское радио», 1972.

36. Ильченко М. Е., Огарь Л. Д., Осипов В. Г. Панорамный индикатор СВЧ сигналов. — Вестник Киевск. политехнич. ин-та. Серия «Радиотехника и электроакустика». К., Изд-во КГУ, 1975, № 12, стр. 19.

Поступила в редакцию

7 VII 1975 г.,

после переработки

23 XII 1976 г.

М. Е. Ильченко, Г. А. Мелков

СВЧ ФИЛЬТРЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАГНИТОДИНАМИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ В ФЕРРИТОВОЙ СФЕРЕ

Фильтры на основе твердотельных резонаторов из монокристаллов ферритов стали неотъемлемой составной частью многих современных СВЧ приборов и устройств [1]. Использование в этих фильтрах однородной прецессии намагниченности позволяет изменять их резонансную частоту в широком частотном диапазоне (несколько октав) с помощью регулирования напряженности поля подмагничивания. Однако динамический диапазон рабочих уровней мощности в них ограничен сверху уровнями, выше которых появляются спинволновые неустойчивости, резко ухудшающие фильтрующие свойства резонаторов. Поиск путей расширения динамического диапазона рабочих уровней мощности перестраиваемых фильтров приводит к исследованию возможности использования магнитодинамических колебаний в ферритовом резонаторе. Термин магнитодинамические колебания (МДК) был впервые применен в [2] к ферритовым цилиндрам и отражает взаимную связь магнитостатических колебаний и объемных колебаний в самом ферритовом образце. Позже этот термин неоднократно использовался другими авторами при исследовании свойств ферритовых образцов иных форм [3, 4]. Ниже рассмотрены особенности использования в фильтрах магнитодинамических колебаний, обусловленных взаимной связью колебаний однородной прецессии намагниченности и объемных колебаний в сферическом ферритовом резонаторе.

Исследование колебаний намагниченности в сферическом ферритовом резонаторе, размеры которого сравнимы с длиной электромагнитной волны, с учетом связи колебаний

однородной прецессии с низшими электродинамическими колебаниями ферритовой сферы [5] позволило записать приближенное соотношение между напряженностью поля подмагничивания H_0 и частотой ω связанных колебаний

$$H_0 = \frac{\omega}{\gamma} + \frac{4}{\pi^2} \frac{4\pi M_0 \omega^2}{\omega_D^2 - \omega^2}, \quad (1)$$

где $\omega_D = c\pi/a\sqrt{\epsilon}$ — частота трижды вырожденного низшего вида магнитных колебаний TE_{101} поликристаллической ферритовой сферы радиусом a и с диэлектрической проницаемостью ϵ ; c — скорость света в вакууме; $4\pi M_0$ — намагниченность насыщения феррита; γ — гиромагнитное отношение.

Максимально допустимый рабочий уровень мощности фильтра с использованием МДК существенно зависит от соотношения между рабочей частотой и напряженностью поля подмагничивания. Можно различить несколько характерных областей, которые отличаются видом возможных спин-волновых нестабильностей. Для нахождения условий, определяющих их границы, необходимо решить совместно уравнение (1) и соотношение

$$H_0 = \frac{\omega}{A\gamma} + \frac{\omega_M}{3\gamma}, \quad \omega_M = \gamma 4\pi M_0, \quad (2)$$

устанавливающее связь между полем подмагничивания H_0 и частотой ω спиновых волн. В (2) в случае $A=1$ частота ω соответствует нижней граничной частоте $\omega_{\text{кн}}$ спектра спиновых волн; в случае $A=2$ она характеризует спиновую волну с частотой, равной половине рабочей частоты фильтра. Приравняв правые части уравнений (1) и (2), нетрудно получить

$$3(A-1)\omega^3 - A\omega_M \left(1 + \frac{12}{\pi^2}\right) \omega^2 - 3\omega_D^2(A-1)\omega + A\omega_M \omega_D^2 = 0. \quad (3)$$

Характерные области частот и полей подмагничивания, границы между которыми устанавливаются соотношением (3), показаны на рис. 1, где даны зависимости между напряженностью поля подмагничивания и частотами СВЧ колебаний

сферического ферритового резонатора с $\omega/2\pi = 10$ ГГц, $4\pi M_0 = 1750$ Гс: $\omega_{\pm}$ — частоты связанных колебаний; 1 — зависи-

мость $H_0 = \frac{\omega}{2\gamma} + \frac{\omega_M}{3\gamma}$; 2 — верхняя граница спин-волнового

спектра при $k \rightarrow 0$ $\frac{\omega}{\gamma} = \sqrt{\left(H_0 - \frac{\omega_M}{3\gamma}\right)\left(H_0 - \frac{\omega_M}{3\gamma} + \frac{\omega_M}{\gamma}\right)}$. 3 — нижняя

граница спин-волнового спектра при $k \rightarrow 0$ $H_0 = \frac{\omega}{2\gamma} + \frac{\omega_M}{3\gamma}$. В

области слабых магнитных полей возможен процесс спин-волновой неустойчивости первого порядка, при котором возбуждаются спиновые волны с частотой, равной половине рабочей частоты фильтра. Уравнение для определения нижних граничных частот, ниже которых для ветвей связанных колебаний $\omega_{\pm}$ возможен процесс спин-волновой неустойчивости первого порядка, получается из (3) при $A = 2$:

$$3\omega^3 - 2\omega_M \left(1 + \frac{12}{\pi^2}\right) \omega^2 - 3\omega_d^2 \omega + 2\omega_M \omega_d^2 = 0.$$

Для нижней и верхней ветвей связанных колебаний $\omega_{\pm}$ эти граничные частоты соответствуют точкам пересечения линий $\omega_{\pm}$ и прямой 1 . Причем для нижней ветви всегда имеет место вырождение с большим числом спиновых волн, имеющих различные волновые числа k ; для верхней ветви неустойчивость определяется в основном вырождением с коротковолновыми спиновыми волнами $k > 0$.

Область частот, где возможен процесс возбуждения спиновых волн с частотой $\omega = \omega_k$ для верхней ветви лежит выше частоты, соответствующей точке пересечения линии ω_{+} и прямой 1 . При этом неустойчивость могут определять спиновые волны с большими волновыми числами, а при больших полях подмагничивания в случае вхождения кривой колебания ω_{+} в спин-волновый спектр с $k \rightarrow 0$ и $\theta_k = \pi/2$ (линия 2) также и спиновые волны с малыми k .

Для нижней ветви область частот, где возможен процесс возбуждения спиновых волн с частотой $\omega = \omega_k$, ограничивает-

ся снизу точкой пересечения ветви ω_- и прямой 1, а сверху — точкой пересечения ветви ω_- и прямой 3. Аналитическое выражение для этой верхней граничной частоты можно получить из (3) при $A = 1$, откуда $\omega_r = \frac{\omega_d}{\sqrt{1 + \frac{12}{\pi^2}}}$. Выше этой частоты

в диапазоне $\Delta\omega = \omega_d - \omega_r$ рабочая частота фильтра оказывается меньше нижней граничной частоты спектра спиновых волн, и спин-волновые процессы низших порядков становятся невозможными, что служит основой для повышения рабочих уровней мощности фильтров. Этот диапазон частот равен

$$\Delta\omega = \omega_d \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{\pi^2}}} \right) \approx 0,33 \omega_d.$$

Исследование полосно-пропускающих фильтров с использованием связанных колебаний в сферическом ферритовом резонаторе, размеры которого сравнимы с длиной электромагнитной волны, проведено в конструкции рис. 2, где a — взаимное расположение элементов конструкции; b — направление поля подмагничивания H_0 относительно вектора $\vec{E}$ под углом 45° . В фильтре используется резонансный поворот плоскости поляризации электромагнитной волны типа

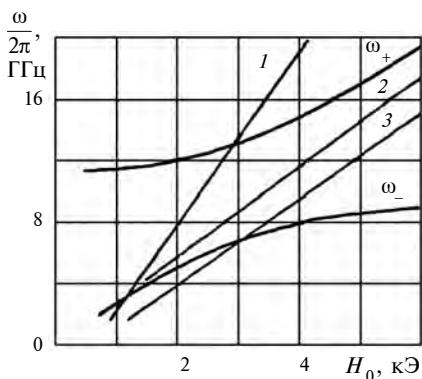


Рис. 1

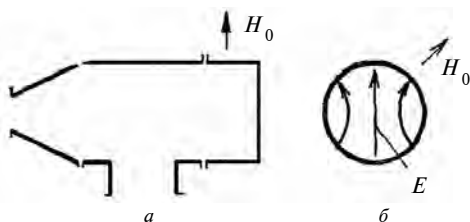


Рис. 2

H_{11} в круглом волноводе с резонатором [6]. Фильтр содержит поляризационный тройник и вращатель плоскости поляризации, который выполнен на основе короткозамкнутого отрезка круглого волновода с ферритовым резонатором, расположенным по его центру на некотором расстоянии от плоскости КЗ волновода. Поперечное поле подмагничивания приложено под углом 45° к электрическому вектору $\vec{E}$ падающей волны. В процессе работы фильтра резонатор возбуждается падающей волной H_{11} и переизлучает СВЧ энергию, переносимую по волноводу отраженной волной, плоскость поляризации которой вследствие связи резонатора с волноводом по двум ортогонально поляризованным волнам оказывается повернутой на некоторый угол. В результате часть мощности СВЧ сигнала, на частоту которого настроен фильтр, поступает на выход фильтра.

Был изготовлен и экспериментально исследован полоснопропускающий фильтр трехсантиметрового диапазона длин волн на основе круглого волновода диаметром 24 мм и сферического резонатора из иттриевого феррита — граната диаметром 7,6 мм. Вносимые потери на резонансной частоте были около 1 дБ. Полоса пропускания на уровне 3 дБ составляла 180 МГц. При $H_0 = 1,6$ кЭ порог спин-волновой неустойчивости для колебания ω_+ равнялся примерно 1 Вт. При $H_0 = 4$ кЭ и использовании колебания ω_- фильтр испытывался при уровнях пиковой мощности 1 кВт и работал в линейном режиме. Уровень средней мощности при этом равнялся 0,5 Вт.

Таким образом, проведенные исследования свидетельствуют о возможности создания перестраиваемых в небольшой полосе частот ферритовых фильтров, работающих при повышенных уровнях мощности. При их разработке можно воспользоваться рассмотренной конструкцией и полученными соотношениями.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Н. Боголюбов, А. В. Ескин, С.Б. Карбовский. Управляемые ферритовые устройства СВЧ. М., «Сов. радио», 1972.

2. W. H. Steier, P.D. Coleman. «Journ. Appl. Phys.», 1959, v. 30, № 9.
3. H. Brand. «Archiv. Elektr. Obertr.», 1964, B. 18, № 6.
4. H. D. R ü p k e. «Z. angew. Phys.», 1969, v. 26, № 1.
5. Г. А. М е л к о в. «Радиотехника и электроника», 1975, т. XX, № 4.
6. М. Е. Ильченко. «Радиотехника и электроника», 1968, т. XIII, № 11.

Статья поступила после доработки 19 ноября 1975 г.

М. Е. Ильченко

ИССЛЕДОВАНИЕ АНТЕННЫ С ОТКРЫТЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СВЧ РЕЗОНАТОРОМ

Рассмотрены предпосылки использования открытого диэлектрического резонатора как излучающего элемента миниатюрных антенн. Показана возможность обеспечения хорошего согласования антенного элемента при объединении функций излучения и частотной избирательности.

В работе [1] экспериментально изучены основные характеристики СВЧ антенного элемента (АЭ) на основе резонатора из монокристалла феррита, перестраиваемого в диапазоне частот изменением напряженности поля подмагничивания. Исследования по созданию твердотельных АЭ показывают, что в ряде случаев наряду с ферритовыми представляет интерес использование также и открытых диэлектрических резонаторов (ОДР). Так, например, в [2] отмечалось, что применение диэлектрических сфер в качестве излучателей позволяет значительно уменьшить размеры антенн по сравнению с обычными полуволновыми или четвертьволновыми АЭ. Аналогичный эффект уменьшения размеров антенн может быть достигнут применением ОДР других форм. Для практического использования миниатюрных твердотельных АЭ представляет интерес выяснение таких вопросов, как достижимые к. п. д. антенны и возможности согласования ее с цепью СВЧ. Эти вопросы исследуются в данной работе.

При использовании в АЭ резонатора в форме диэлектрического диска, в котором возбужден низший магнитный вид колебаний $H_{01\delta}$, и при диэлектрической проницаемости $\epsilon \gg 1$ линейные размеры АЭ являются значительно меньшими длины волны в свободном пространстве λ . При этом ОДР может быть представлен [3] в виде эквивалентного магнитного диполя (рис. 1), момент $\vec{m}$ которого ориентирован вдоль продоль-

ной оси диска, а поля излучения по структуре не отличаются в первом приближении от случая элементарного магнитного диполя [4]

$$E_{\varphi} = -\frac{k^2 |m|}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \left(\frac{1}{R} + \frac{j}{kR^2} \right) \sin \theta \exp j(\omega t - rR),$$

$$H_R = \frac{|m|}{2\pi} \left(\frac{1}{R^3} - \frac{jk}{R^2} \right) \cos \theta \exp j(\omega t - kR), \quad (1)$$

$$H_{\theta} = \frac{|m|}{4\pi} \left(\frac{1}{R^3} - \frac{jk}{R^2} - \frac{k^2}{R} \right) \sin \theta \exp j(\omega t - rR),$$

где $k = 2\pi/\lambda$; ϵ_0, μ_0 – соответственно электрическая и магнитная проницаемости.

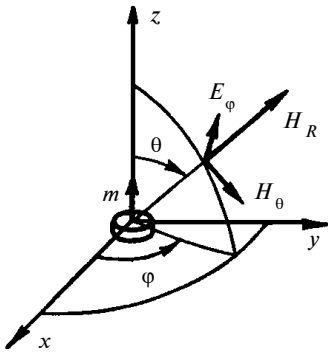


Рис. 1. Дискový ОДР в системе координат

Несмотря на то, что нормированные диаграммы направленности излучения элементарного диполя и ОДР в свободном пространстве в первом приближении не отличаются, коэффициент усиления АЭ на основе ОДР может быть увеличен за счет обеспечения достаточно высокого к. п. д. твердотельного излучателя. Это обусловлено значительной величиной дипольного момента диэлектрического резонатора, играющего в АЭ роль трансформатора

сопротивлений между возбуждающей его линией передачи СВЧ и окружающим пространством. При этом ОДР, имея большой ток смещения, и является в основном излучающим элементом антенны.

Для установления энергетических соотношений, подтверждающих этот тезис, целесообразно представить АЭ на основе ОДР и произвольной линии передачи как четырехполюсник, в котором в режиме вынужденных колебаний электромагнитная энергия СВЧ, подводимая через линию передачи к резонатору, частично поглощается им и частично переизлуча-

ется в окружающее пространство согласно (1). Пользуясь при этом методом [3] аналогично случаю связи двух линий передачи посредством твердотельного резонатора, можно получить следующие соотношения для коэффициентов отражения Γ , поглощения χ и полезного действия η на резонансной частоте АЭ:

$$\begin{aligned}\Gamma &= \frac{1 - K_{\text{л}} + K_{\text{п}}}{1 + K_{\text{л}} + K_{\text{п}}}, \\ \chi &= \frac{4K_{\text{л}}}{(1 + K_{\text{л}} + K_{\text{п}})^2}, \\ \eta &= \frac{4K_{\text{л}}K_{\text{п}}}{(1 + K_{\text{л}} + K_{\text{п}})^2},\end{aligned}\tag{2}$$

где $K_{\text{л}}, K_{\text{п}}$ — соответственно коэффициенты связи ОДР с возбуждающей резонатор линией передачи и с окружающим пространством. Типичные зависимости Γ, χ, η от степени связи при величине в качестве параметра показаны на рис. 2. Из приведенных результатов следует, что согласование АЭ можно получить при выполнении условия:

$$1 + K_{\text{п}} = K_{\text{л}},\tag{3}$$

при этом

$$\eta = K_{\text{п}}/(1 + K_{\text{п}}),\tag{4}$$

т. е. эффективность резонансной передачи электромагнитной энергии в окружающее пространство увеличивается с ростом $K_{\text{п}}$. Коэффициент связи $K_{\text{п}}$ равный отношению мощности, излучаемой ОДР в окружающее пространство, к мощности, поглощаемой им при резонансе, приближенно рассчитывается по формуле:

$$K_{\text{п}} = \frac{16,8\nu D^2 \varepsilon Q F^2}{\lambda^5 G},\tag{5}$$

где ν, D, Q соответственно объем, диаметр и собственная добротность ОДР, $F = \frac{2}{\pi\delta} \sin \frac{\pi\delta}{2}$; $G = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sin \pi\delta}{\pi\delta} \right)$; δ — вариация поля вдоль продольной оси диска. Отметим, что для приме-

няемых обычно ОДР с $\varepsilon \simeq 100$ и толщиной $L < D$ множитель $F^2/G \simeq 1$.

В соответствии с (5) практически достижимы значения K_{Π} порядка 10. Однако, как видно из (4), даже при $K_{\Pi} = 3$ коэффициент полезного действия $\eta = 0,75$.

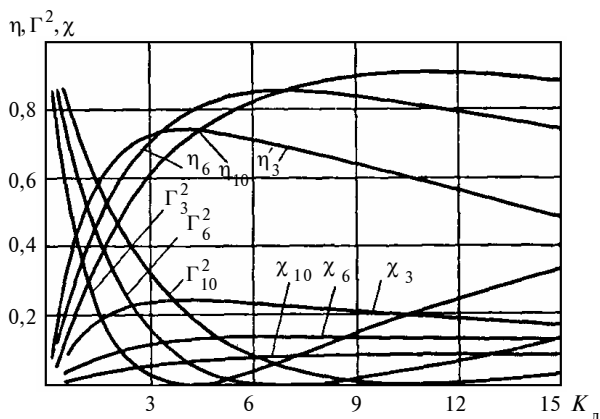


Рис. 2. Зависимости к.п.д. η , отражения Γ^2 и поглощения χ при резонансе от степени связи резонатора с цепью СВЧ при коэффициенте связи резонатора с окружающим пространством K_{Π} в качестве параметра. Величина K_{Π} отмечена индексом при η , Γ^2 , χ .

Описанные особенности и представляющие практический интерес предпосылки использования ОДР в качестве излучающих элементов миниатюрных антенн и, в частности, возможности их согласования проверены экспериментально в конструкции (рис. 3), в которой в качестве возбуждающей ОДР линии передачи использован прямоугольный волновод сечением 23×10 мм, закороченный перегородкой толщиной 0,05 мм с отверстием.

В этом отверстии дисковый ОДР из рутила расположен так, что его ось совпадает с направлением поперечной составляющей СВЧ магнитного поля волновода. В конструкции АЭ предусмотрена возможность перемещения резонатора вместе с отверстием вдоль поперечного сечения волновода, а также возможность регулирования глубины погружения диска в волновод. В процессе эксперимента измерялся КСВН, коэффициент усиления АЭ и его частотные характеристики.

Излучение АЭ имеет частотно-избирательный характер с максимумом на резонансной частоте исследуемой системы. Ширина резонансной кривой определяется собственной доб-

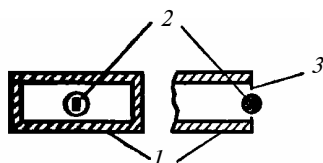


Рис. 3. Волноводно-диэлектрический АЭ: 1 — прямоугольный волновод; 2 — резонатор; 3 — металлическая закоротка с отверстием

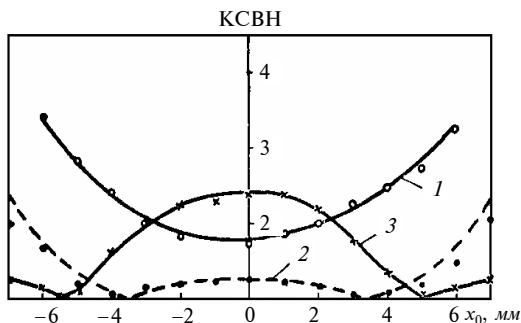


Рис. 4. Зависимости КСВН волноводно-диэлектрического АЭ от координат расположения отверстия связи с резонатором.

ротностью резонатора, степенью его связи с волноводом и окружающим пространством и составляет величину порядка сотни мегагерц. Зависимости КСВН антенного элемента от перемещения отверстия с резонатором вдоль поперечного сечения волновода (в направлении оси x) представлены на рис. 4, где линией 1 отмечена зависимость, полученная в случае, когда расстояние между геометрическим центром резонатора и плоскостью короткого замыкания волновода равно $z_0 = -0,3$ мм (резонатор смещен в сторону открытого пространства), линией 2 отмечена зависимость при $z_0 = 0$, линией 3 — зависимость при $z_0 = -0,3$ мм (резонатор смещен вглубь волновода). Приведенные зависимости объясняются следующим образом. В случае $z_0 = 0,3$ мм степень связи $K_{\text{л}}$ всегда меньше $1 + K_{\text{п}}$, причем в координате $x_0 = 0$ связь $K_{\text{п}}$ максимальна, что и соответствует минимуму КСВН. При погружении резонатора в волновод коэффициент связи $K_{\text{л}}$ увеличивается, причем в случае $z_0 = 0$ и при $x_0 = 0$ выполняется неравенство $1 + K_{\text{п}} < K_{\text{л}}$, при котором антенный элемент не согласован. Однако при смещении резонатора вдоль оси x коэффициент связи $K_{\text{л}}$ уменьшается, а $K_{\text{п}}$ остается неизменным и поэтому в опреде-

ленной координате (в данном случае $x_0 = 3,5$ мм) обеспечивается выполнение условия (3) и минимум КСВН антенного элемента. Дальнейшее смещение резонатора приводит к выполнению неравенства $1 + K_n > K_{л}$, что влечет за собой ухудшение согласования АЭ. Аналогичная ситуация имеет место и в случае перемещения резонатора вдоль оси x при $z_0 = -0,3$ мм.

Штриховой линией 2 на рис. 4 отмечены значения КСВН, рассчитанные по формуле (2), причем коэффициент связи K_n определен из (5) с учетом того, что излучение в исследуемой конструкции АЭ осуществляется в полупространство, а коэффициент связи с волноводом определен из [3] с учетом экранирующего влияния закоротки волновода с отверстием связи.

Эксперимент показал, что коэффициент усиления исследуемого АЭ максимален в точках, где достигнуто согласование антенного элемента, и составляет величину порядка 7 дБ. Диаграмма направленности АЭ качественно не отличается от направленности излучения одиночной щелевой волноводной антенны.

В отличие от конструкций широкополосных стержневых диэлектрических излучателей геометрические размеры антенных элементов на основе ОДР являются гораздо меньшими длины электромагнитной волны в свободном пространстве, что служит объективной предпосылкой миниатюризации СВЧ антенн. Подобные диэлектрические АЭ можно рассматривать как сосредоточенные элементарные излучатели, которые в зависимости от используемого вида колебаний ОДР выполняют функции магнитного (при H -колебаниях) или электрического (при E -колебаниях ОДР) диполя. Резонансный характер излучения позволяет совместить в одном устройстве функции антенного элемента и частотного фильтра.

Рассмотренный в работе энергетический подход позволяет выявить условия согласования и максимальной передачи СВЧ энергии антенных элементов на основе ОДР. Полученные энергетические соотношения имеют общий характер, так как они представлены через коэффициенты связи, расчет ко-

торых может быть выполнен в конкретных случаях использования той или иной фидерной линии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бровко А. В., Ильченко М. Е. СВЧ-резонансный ферритовый антенный элемент.— «Радиотехника и электроника», 1975, **20**, № 6, стр. 1182.
2. Загер О., Тиси Ф. О собственных и вынужденных резонансных модах диэлектрической сферы.— ТИИЭР, 1968, **56**, № 9, стр. 203.
3. Ильченко М. Е., Кудинов Е. В. Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ. К., Изд-во КГУ, 1973.
4. Стрэттон Дж. Теория электромагнетизма. М., Гостехиздат СССР, 1948.

*Поступила в редакцию 5 III 1975 г.,
после переработки 24 V 1977 г.*

Б. С. Черний, М. Е. Ильченко

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РЕЗОНАТОР НАД МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ПЛОСКОСТЬЮ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СЛОЕМ

Исследовано влияние металлической плоскости с диэлектрическим слоем на колебательные свойства открытого диэлектрического резонатора. Получено характеристическое уравнение, определяющее частоты собственных колебаний магнитного типа, и определена добротность резонатора для основного типа колебаний. Приведены результаты эксперимента и численных расчетов зависимостей резонансной частоты и добротности для H_{118} -типа колебаний от параметров металлической плоскости, диэлектрического слоя, резонатора и расстояния между ними.

1. ВВЕДЕНИЕ

В работах [1–4] установлено, что резонансные частоты и добротность диэлектрического резонатора (ДР) могут существенно изменяться под влиянием металла и диэлектрика, расположенных вблизи ДР. Это необходимо учитывать при расчете и конструировании СВЧ-устройств с ДР.

Настоящая работа посвящена более полному исследованию свойств прямоугольного ДР, размещенного на произвольном расстоянии от диэлектрического слоя с металлическим экраном. При этом, аналогично [3], используется модель ДР с «магнитной» стенкой, ограничивающей его боковую поверхность.

2. РАСЧЕТ РЕЗОНАНСНЫХ ЧАСТОТ СОБСТВЕННЫХ КОЛЕБАНИЙ ДР

Пусть однородный диэлектрический слой толщиной t лежит на проводящей металлической плоскости. Диэлектрическая и магнитная проницаемости слоя составляют $\epsilon_n =$

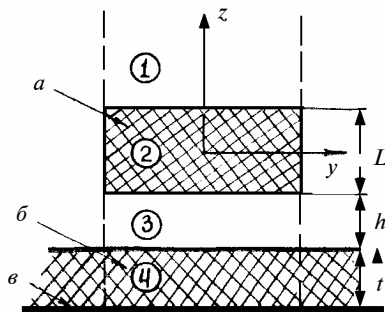


Рис. 1. Расчетная модель ДР, размещенного над металлической плоскостью с диэлектрическим слоем: a – диэлектрический резонатор, b – диэлектрический слой, σ – металлическая плоскость. Цифрами в кружках обозначены расчетные области.

$= \epsilon_0(\epsilon'_n - j\epsilon''_n)$, $\mu_n = \mu_0$. Вне слоя находится однородная среда, для которой проницаемости равны ϵ_0 и μ_0 . Прямоугольный ДР с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_p = \epsilon_0(\epsilon'_p - j\epsilon''_p)$ и геометрическими размерами $a \times b \times L$ находится на расстоянии h от диэлектрического слоя (рис. 1).

Определим составляющие векторов $\vec{E}$ и $\vec{H}$ поля ДР, пренебрегая величинами $\epsilon''_n(\epsilon''_n \ll \epsilon'_n)$, $\epsilon''_p(\epsilon''_p \ll \epsilon'_p)$ и полагая, что боковая поверхность резонатора ограничена «магнитной» стенкой, а металлическая плоскость является идеально проводящей. Конечные значения величин ϵ''_p , ϵ'_n и проводимости металла σ будут учтены при расчете добротности системы.

Составляющие поля резонатора получим с помощью магнитного вектора Герца $\vec{P}^{(M)}$ [5]. Для рассматриваемой электродинамической системы отличными от нуля являются продольные составляющие вектора Герца, которые в различных областях, обозначенных цифрами 1, 2, 3, 4 на рис. 1, равны (временной множитель $e^{i\omega t}$ опускаем):

$$\begin{aligned} P_{1z}^{(M)} &= P_1 \Phi(x, y) e^{\beta_{1z}(L/2-z)}, & P_{2z}^{(M)} &= P_2 \Phi(x, y) (\cos \beta_{2z} z + G \sin \beta_{2z} z); \\ P_{3z}^{(M)} &= P_3 \Phi(x, y) (e^{\beta_{3z}(L/2+z)} + Q e^{-\beta_{3z}(L/2+z)}); \\ P_{4z}^{(M)} &= P_4 \Phi(x, y) e^{-\beta_{4z} l} \text{sh} \beta_{4z} (l + z), \end{aligned} \quad (1)$$

где $\beta_{1z} = (\beta^2 - \omega_p^2 \epsilon_0 \mu_0)^{1/2}$, $\beta_{2z} = (\omega_p^2 \epsilon_0 \mu_0 \epsilon'_p - \beta^2)^{1/2}$, $\beta_{3z} = (\beta^2 - \omega_p^2 \epsilon_0 \mu_0)^{1/2}$, $\beta_{4z} = (\beta^2 - \omega_p^2 \epsilon_0 \mu_0 \epsilon_n)^{1/2}$ – продольные волновые числа; $\beta =$

$= (\beta_x^2 + \beta_y^2)^{1/2}$ — поперечное волновое число; ω_p — круговая частота колебания; $\Phi(x, y) = \cos \beta_x x \cos \beta_y y$ — мембранная функция, удовлетворяющая уравнению Гельмгольца;

$$l = \frac{L}{2} + h + t.$$

Используя выражения $\Pi_{iz}^{(M)}$, запишем поперечные составляющие электрического поля ДР в каждой из выделенных областей:

$$\begin{aligned} E_{1x} &= -j\omega_p \mu_0 P_1 \Phi'_y(x, y) e^{\beta_{1z}(L/2-z)}, \\ E_{1y} &= j\omega_p \mu_0 P_1 \Phi'_x(x, y) e^{\beta_{1z}(L/2-z)}, \\ E_{2x} &= -j\omega_p \mu_0 P_2 \Phi'_y(x, y) (\cos \beta_{2z} z + G \sin \beta_{2z} z), \\ E_{2y} &= j\omega_p \mu_0 P_2 \Phi'_x(x, y) (\cos \beta_{2z} z + G \sin \beta_{2z} z), \\ E_{3x} &= -j\omega_p \mu_0 P_3 \Phi'_y(x, y) [e^{\beta_{3z}(L/2+z)} + Q e^{-\beta_{3z}(L/2+z)}], \\ E_{3y} &= j\omega_p \mu_0 P_3 \Phi'_x(x, y) [e^{\beta_{3z}(L/2+z)} + Q e^{-\beta_{3z}(L/2+z)}], \\ E_{4x} &= -j\omega_p \mu_0 P_4 \Phi'_y(x, y) e^{-\beta_{4z} l} \text{sh} \beta_{4z} (l + z), \\ E_{4y} &= j\omega_p \mu_0 P_4 \Phi'_x(x, y) e^{-\beta_{4z} l} \text{sh} \beta_{4z} (l + z). \end{aligned} \quad (2)$$

где P_i ($i=1, 2, \dots, 4$) — амплитудные коэффициенты;

$\Phi'_x(x, y)$ и $\Phi'_y(x, y)$ — частные производные мембранной функции по координатам x и y .

Коэффициенты G и Q , зависящие от параметров резонатора, диэлектрического слоя и расстояния h , совместно с соответствующими функциями $f(z)$ определяют распределение электромагнитного поля вдоль оси системы.

Из условия согласования полей на границах раздела областей с различными диэлектрическими проницаемостями получим систему алгебраических уравнений относительно неизвестных амплитудных коэффициентов P_i , G и Q . Так, например, находим:

$$G = \frac{-\beta_{1z} + \beta_{2z} \operatorname{tg} \varphi}{\beta_{2z} + \beta_{1z} \operatorname{tg} \varphi}; \quad Q = \frac{\beta_{3z} \operatorname{th} \psi - \beta_{4z}}{\beta_{3z} \operatorname{th} \psi + \beta_{4z}} e^{-2\Theta}, \quad (3)$$

где

$$\varphi = \beta_{2z} \frac{L}{2}, \quad \Theta = \beta_{3z} h, \quad \psi = \beta_{4z} t.$$

Отличие коэффициента G от нуля показывает, что изменение граничных условий по сравнению со свободным ДР, приводит к смещению косинусоиды, характеризующей распределение поля по высоте резонатора, откуда следует невозможность разделения на четный и нечетный виды колебаний. Исключением является частный случай, для которого $G = 0$, так как выполняется равенство $\beta_{1z} = \beta_{2z} \operatorname{tg} \varphi$ при некоторых значениях h и t .

Из граничных условий для тангенциальных составляющих электрического и магнитного полей на граничных поверхностях, перпендикулярных оси системы, находим характеристическое уравнение для определения резонансных частот собственных колебаний возмущенного резонатора:

$$\frac{\beta_{2z}}{\beta_{3z}} = \frac{-\beta_{1z} + \beta_{2z} \operatorname{tg} 2\varphi}{\beta_{2z} + \beta_{1z} \operatorname{tg} 2\varphi} - \frac{\beta_{3z} \operatorname{th} \psi \operatorname{th} \Theta + \beta_{4z}}{\beta_{3z} \operatorname{th} \psi + \beta_{4z} \operatorname{th} \Theta} = 0, \quad (4)$$

которое устанавливает функциональную зависимость этих частот от расстояния h между резонатором и диэлектрическим слоем, от соотношения геометрических размеров резонатора L/a ($b = a$), толщины слоя и его диэлектрической проницаемости.

Ограничимся рассмотрением основного типа колебаний прямоугольного резонатора. Вследствие затухающего характера внешнего поля резонатора при $h \gtrsim d$ (d зависит от соотношения L/a) возмущением поля резонатора можно пренебречь. В этом случае частота ω_p равна резонансной частоте ω_p^0 четных колебаний H_{118} -типа свободного ДР.

При размещении ДР непосредственно на диэлектрическом слое резонансная частота $\omega_p = \omega'_p$ определяется уравнением:

$$\beta_{2z}(-\beta_{1z} + \beta_{2z} \operatorname{tg} 2\varphi) \operatorname{th} \psi - \beta_{4z}(\beta_{2z} + \beta_{1z} \operatorname{tg} 2\varphi) = 0. \quad (5)$$

При изменении расстояния h в интервале $0 \leq h \leq d$ резонансная частота изменяется от ω_p^0 до ω_p^0 .

Численный анализ уравнения (5) показывает, что возмущение поля ДР металлической плоскостью приводит к увеличению, а возмущение, обусловленное диэлектрическим слоем, — к уменьшению резонансной частоты ДР по сравнению с частотой ω_p^0 . Преобладающее воздействие металлической плоскости или диэлектрического слоя зависит от величин ϵ'_n , t и отношения геометрических размеров резонатора L/a , так что при уменьшении расстояния h возможно как увеличение, так и уменьшение ω_p .

На рис. 2,а представлены результаты численных расчетов зависимости резонансной частоты ДР от расстояния h при различных значениях t и ϵ'_n диэлектрического слоя. При уменьшении h резонансная частота увеличивается, причем граничное значение ω_p^0 снижается с ростом t и ϵ'_n .

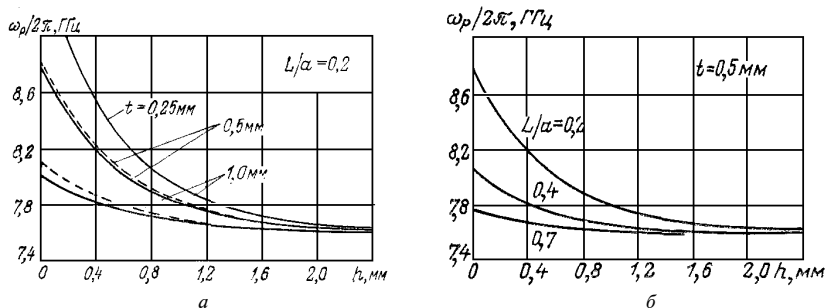


Рис. 2. Расчетные зависимости резонансной частоты $\omega_p/2\pi$ H_{118} -типа колебаний прямоугольного ДР от расстояния h при различных значениях t (а) и L/a (б): $\omega_p^0/2\pi = 7,6$ ГГц; $\epsilon'_p = 80$; $\epsilon'_n = 1$ (---); $\epsilon'_n = 9,9$ (—).

Аналогичные зависимости приведены на рис. 2,б, где в качестве параметра взято отношение L/a . Поскольку для ДР наиболее приемлемо соотношение геометрических размеров $0,2 \leq L/a \leq 0,7$, то рассмотрено три случая: $L/a = 0,2$; $L/a = 0,4$; $L/a = 0,7$. Из рисунка следует, что при $h = \text{const}$ ($h < d$) резо-

нансная частота ДР возрастает с уменьшением величины L/a . Следовательно, с увеличением значения L/a возрастает затухание поля вне резонатора и уменьшается влияние металла и диэлектрического слоя на резонансную частоту ДР.

3. РАСЧЕТ ДОБРОТНОСТИ СИСТЕМЫ ДЛЯ H_{118} -ТИПА КОЛЕБАНИЙ

Полагая, что в ДР возбуждаются стационарные колебания H_{118} -типа, и учитывая потери в материале резонатора, диэлектрическом слое и в металле с конечной проводимостью σ , получим следующее выражение для добротности:

$$Q_c = \frac{Q_0}{1 + Q_0(\alpha_M + \alpha_n \operatorname{tg} \delta_{\text{ен}})}, \quad (6)$$

где α_M и $(\alpha_n \operatorname{tg} \delta_{\text{ен}})$ — величины, обратные вносимым добротностям, обусловленным потерями в металле и диэлектрическом слое; $\alpha_n = W_n/W$, где W и W_n — полная энергия, запасенная в системе, и энергия, запасенная в диэлектрическом слое; $\operatorname{tg} \delta_{\text{ен}}$ — тангенс угла потерь диэлектрического слоя.

Величина Q_0 в выражении (6) характеризует добротность системы без учета потерь в металле и диэлектрике слоя. Численный расчет показывает, что в модели ДР с «магнитной» стенкой величина Q_0 в первом приближении не зависит от h и равна собственной добротности свободного резонатора.

Для дальнейшего анализа определим в явном виде зависимости W , W_n и мощности потерь в металле от параметров системы. Запасенную в системе энергию представим в виде $W = \sum W_i$, где W_i — энергия, запасенная в i -й области ($i = 1, 2, 3, 4$) (см. рис. 1). Расчет величин W_i дает следующие выражения:

$$W_1 = cS_p \frac{(\cos \varphi + G \sin \varphi)^2}{2\beta_{2z}},$$

$$W_2 = cS_p \epsilon'_p \left[\frac{L}{2} + \frac{\sin 2\varphi}{2\beta_{2z}} + G \left(\frac{L}{2} - \frac{\sin 2\varphi}{2\beta_{2z}} \right) \right],$$

$$W_3 = cS_p \left[(1 - e^{-2\Theta}) + 4Q\Theta - Q^2(1 - e^{2\Theta}) \right] \frac{(\cos \varphi - G \sin \varphi)^2}{2\beta_{3z}(1 + Q)^2},$$

$$W_4 = cS_p \epsilon'_n \left[\frac{(\cos \varphi - G \sin \varphi)(e^{-\Theta} + Qe^{\Theta})}{2(1 + Q) \operatorname{sh} \psi} \right]^2 \frac{\operatorname{sh} 2\psi - 2\psi}{\beta_{4z}},$$

где $c = 1 / 8\epsilon_0(\mu_0\omega_p\beta H_0)^2$; H_0 — амплитудное значение поля в объеме ДР, S_p — площадь поперечного сечения резонатора.

Мощность потерь в металле P_M , обусловленную наведенными высокочастотным полем ДР токами проводимости, определим, используя выражения тангенциальных к поверхности металла составляющих магнитного поля резонатора и граничные условия Леонтовича [5]:

$$P_M = \frac{1}{8} \sqrt{\frac{\mu_M \omega_p}{2\sigma}} S_p H_0^2 \left[\beta_{2z} \frac{(\sin \varphi + G \cos \varphi)(e^{-\Theta} - Qe^{\Theta})}{(1 - Q) \operatorname{ch} \varphi} \right]^2. \quad (7)$$

Если 1 и 3-я области представляют собой диэлектрические слои с относительными диэлектрическими проницаемостями $\epsilon'_1 \neq \epsilon'_3$ и отличными от нуля значениями $\operatorname{tg} \delta_{\epsilon 1}$, $\operatorname{tg} \delta_{\epsilon 3}$, то соответствующие потери нетрудно учесть в выражении (7).

Для практики конструирования устройств ДР важно знать функциональную связь между величиной Q_c и расстоянием h

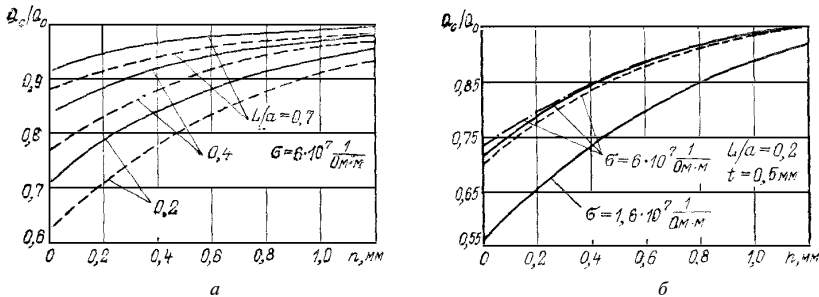


Рис. 3. Расчетные зависимости отношения добротностей Q_c / Q_0 от расстояния h при различных значениях L/a , $t = 0,5$ (—), $t = 0,25$ (---) (а); различных значениях σ и $\operatorname{tg} \delta_{\epsilon n} = 2 \cdot 10^{-4}$ (—), $2 \cdot 10^{-3}$ (---), 0 (- · -) (б): $(\omega_p^0 / 2\pi = 7,6$ ГГц; $\epsilon'_p = 80$; $\epsilon'_n = 9,9$).

(рис. 3). В расчетах полагается, что при изменении L/a резонансная частота ω_p^0 свободного резонатора сохраняется постоянной. Из рис. 3,а следует, что при $h \leq 0,8$ мм ($\sigma = \text{const}$, $\text{tg } \delta_{\text{еп}} = \text{const}$) добротность системы существенно зависит от отношения геометрических размеров резонатора и толщины диэлектрического слоя t . По мере увеличения L/a и толщины слоя добротность системы возрастает, так как уменьшается плотность токов проводимости в металле. Однако увеличение отношения L/a ограничено приближенным условием $(L/a) \leq 0,7$. Если это условие не выполняется, то H_{118} -тип колебаний не является низшим [4].

На рис. 3,б приведены зависимости Q_c/Q_0 от расстояния h для различных значений $\text{tg } \delta_{\text{еп}}$ и σ , из которых видно, что при заданной величине h уменьшение добротности тем больше, чем больше величина $\text{tg } \delta_{\text{еп}}$ и меньше электропроводимость металлической пластины.

Таким образом, при практически реализуемых значениях $\text{tg } \delta_{\text{еп}}$, σ , h , t и L/a добротность системы может существенно уменьшиться по сравнению с собственной добротностью сво-

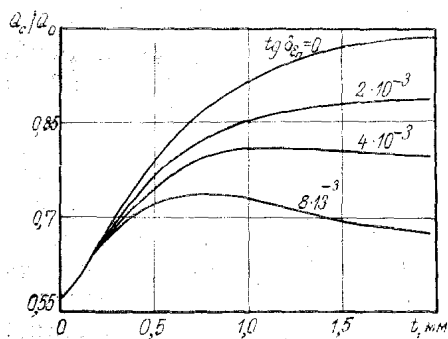


Рис. 4. Расчетные зависимости Q_c/Q_0 от толщины диэлектрического слоя t при различных значениях $\text{tg } \delta_{\text{еп}}$:

$$(\omega_p^2 = 9,33 \text{ ГГц}; a \times b = 4,42 \text{ мм}^2; \epsilon'_p = 80; \\ \sigma = 6 \cdot 10^7 \text{ 1/Ом}\cdot\text{м}; \epsilon'_n = 7; h = 0).$$

бодного резонатора, что необходимо учитывать при расчетах СВЧ-устройств с ДР на основе несимметричной полосковой линии. Минимальные значения Q_c соответствуют размещению резонатора на поверхности диэлектрического слоя. При этом, чем меньше величины L/a , σ и t ($\text{tg } \delta_{\text{еп}} = \text{const}$), тем меньше добротность системы.

Представляет интерес зависимость Q_c от

толщины диэлектрического слоя при $h = 0$ и различных значениях $\operatorname{tg} \delta_{\text{еп}}$. Из соотношения (5) следует, что вклад потерь диэлектрического слоя и металла в общие потери зависит от величин $\operatorname{tg} \delta_{\text{еп}}$, σ и t . При увеличении толщины диэлектрического слоя потери в металле уменьшаются, а потери в диэлектрическом слое возрастают. На рис. 4 показан характер зависимости нормированной добротности системы Q_c/Q_0 от толщины слоя t . При заданном значении σ существует такое значение $\operatorname{tg} \delta_{\text{еп}}$, при котором у функции $\frac{Q_c}{Q_0}(t)$; появляется максимум. При увеличении $\operatorname{tg} \delta_{\text{еп}}$ максимум сдвигается в сторону меньших значений t .

4. ЭКСПЕРИМЕНТ

Для проверки результатов расчета использовался прямоугольный ДР с размерами $4,93 \times 5,08 \times 1,55$ мм, изготовленный из поликристаллического рутила ($\epsilon'_p \simeq 92$). Резонансная частота H_{118} - типа колебаний составляла 7,282 ГГц, а собственная добротность $Q_0 = 1330$. Резонансная частота и добротность, а также их зависимость от расстояния h определялись по измеренному коэффициенту прохождения в микрополосковой линии с ДР при резонансе и при расстройке [6]. ДР возбуждался микрополосковой линией с параметрами: $Z = 50$ Ом; $\epsilon'_n = 9,9$; $\operatorname{tg} \delta_{\text{еп}} \simeq 0,5 \cdot 10^{-4}$; $t = 0,5$ мм; $\sigma \simeq 1,5 \cdot 10^7$ 1/Ом·м. Измерения параметров ω_p^0 и Q_0 проводились при малых коэффициентах связи ДР с линией и $h \geq d$, для которых не наблюдались изменения частоты и добротности, обусловленные полосковым проводником линии, металлическим экраном и подложкой. Погрешность измерений частоты составляла около 0,5 %, добротности — около 7 %.

На рис. 5 приведены экспериментальные и расчетные зависимости ω_p/ω_p^0 и Q_c/Q_0 от h . Сравнение показывает, что при использовании определяемого экспериментальным путем значения ω_p^0 имеется хорошее соответствие между расчетной

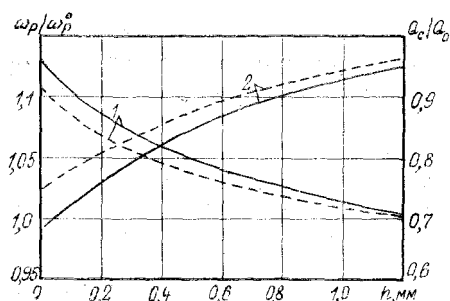


Рис. 5. Расчетные (—) и экспериментальные (---) зависимости ω_p / ω_p^0 (1) и Q_c / Q_0 (2) от расстояния h .

и экспериментальными зависимостями. Некоторые расхождения при малых значениях h обусловлены, очевидно, влиянием тех областей металлической пластины, которые лежат вне «магнитных» стенок, и возможным отклонением электропроводности σ от величины, принятой в расчете.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе получены приближенные аналитические выражения для резонансных частот собственных колебаний магнитного типа ДР вблизи диэлектрического слоя с металлической плоскостью.

Возмущение внешнего поля резонатора диэлектрическим слоем и металлической плоскостью, а также потери в них, могут привести к существенному изменению резонансной частоты и добротности основного типа колебаний свободного ДР. Эти изменения зависят от соотношения геометрических размеров резонатора, параметров диэлектрического слоя, металлической плоскости и конфигурации системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Fiedziuszko S., Jlenski A. The Influence of Conducting Walls on Resonant Frequencies of the Dielectric Microwave Resonator. IEEE Trans., 1971, MTT-19, pp. 778–779.
2. Алексейчик Л.В., Геворкян В.М., Казанцев Ю.А. Влияние металлических стенок на резонансную частоту диэлектрического резонатора. Труды МЭИ, 1975, вып. 251, с. 81–84.

3. I v e l a n d T. D. Dielectric Resonator Filters for Application in Micro-wave Integrated Circuits. IEEE Trans., 1971, MTT-19, pp. 643–652.
4. D a y W a l t e r R. Dielectric Resonators as Microstrip–Circuit Elements. IEEE Trans., 1970, MTT-18, pp. 1175–1176.
5. Ф е д о р о в Н. Н. Основы электродинамики. М., «Высшая школа», 1965.
6. Т и ш е р Ф. Техника измерений на сверхвысоких частотах. М., Физматгиз, 1963.

*Поступила в редакцию 4 января 1977 г.,
после переработки — 29 апреля 1977 г.*

М. Е. Ильченко, И. А. Иванченко, Н. И. Коваленко, А. Г. Кувика

РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ГЕНЕРАТОРА НА ДИОДЕ ГАННА С ФЕРРИТОВЫМ РЕЗОНАТОРОМ

Получены выражения для расчета параметров генератора на диоде Ганна с ферритовым резонатором в скрещенных витках. Приведены результаты расчета и экспериментального исследования генератора, а также рекомендации по оптимизации схемы для получения заданных значений рабочего диапазона, выходной мощности, линейности характеристики перестройки частоты.

Генераторы на диодах Ганна (ГДГ) с перестройкой частоты гиромагнитными ферритовыми резонаторами (ГФР) исследовались в работах [1–4]. Главными их достоинствами являются широкий диапазон перестройки и высокая линейность управляющей характеристики. Наиболее подробно рассматривались ГДГ с непосредственным включением нагрузки в виток связи диода с ГФР [1, 2]. При исследовании схемы с раздельными витками связи диода и нагрузки в работе [3] было показано, что такой генератор представляет собой систему связанных резонансных контуров моды однородной прецессии и диодной цепи. Для проектирования подобных систем необходимо иметь соотношения для характеристик ГДГ в функции от параметров элементов, входящих в систему.

Для вывода необходимых соотношений рассмотрим генератор СВЧ на диоде Ганна со сферическим ГФР и двумя скрещенными витками связи.

Элемент связи диода с резонатором (рис. 1,а) представляет собой проводник, изогнутый по дуге окружности радиусом R_1 , а элемент связи нагрузки с резонатором — проводник, изогнутый по дуге окружности радиусом R_2 . Плоскости витков в цепях диода и нагрузки перпендикулярны. В общем геометрическом центре этих элементов связи расположен сферичес-

кий ГФР. Диод подключается к полюсу 1, а нагрузка — к полюсу 2.

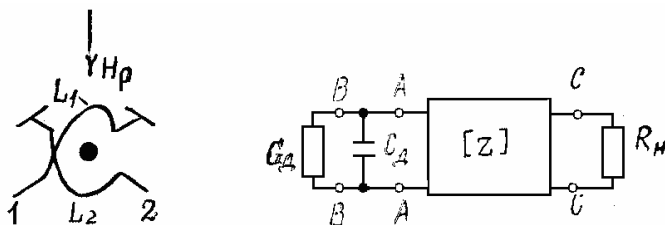


Рис. 1. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схема ГФР:

L_1 , L_2 — индуктивности витков связи; AA — выводы диода Ганна; BB — выводы активного сопротивления диода Ганна; CC — выводы нагрузки.

Эквивалентная схема такого генератора может быть представлена в виде цепи (рис. 1, б), в которой четырехполюсник $[Z]$ соответствует фильтру, показанному на рис. 1, а [5]. Анализ исследуемой системы проводится с учетом только однородной прецессии переменной намагниченности феррита и при условии гармонического режима сигналов. В этом случае ферритовый резонатор описывается следующей матрицей полных сопротивлений, которая нормирована к сопротивлению нагрузки R_H :

$$[Z] = \begin{bmatrix} jx_1 + \frac{k_1}{1 + j\xi} & j\frac{\sqrt{k_1 k_2}}{1 + j\xi} \\ -j\frac{\sqrt{k_1 k_2}}{1 + j\xi} & jx_2 + \frac{k_2}{1 + j\xi} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где k_1 , k_2 — коэффициенты связи входного и выходного витков с ГФР [6]; x_1 , x_2 — индуктивное сопротивление входного и выходного витков, которое может быть рассчитано по известной методике [7]; ξ — обобщенная расстройка рабочей частоты относительно частоты ферромагнитного резонанса (ФМР). При этом учитывается частотная зависимость собственной добротности от частоты [8]. Используя матрицу (1), найдем входную проводимость резонансной системы в точках подключения диода AA :

$$y_{AA} = \frac{k_2 + 1 - \xi x_2 + j(x_2 + \xi)}{k_1 - x_1 x_2 - \xi x_1 + j[x_1(k_2 + 1) + k_1 x_2 - \xi x_1 x_2]}. \quad (2)$$

Диод Ганна представляется отрицательной проводимостью $G_d < 0$, зависящей от амплитуды СВЧ-напряжения U на диоде, и параллельно включенной линейной емкостью C_d . Для нахождения расстройки частоты генерации относительно частоты ФМР и уровня выходной мощности составим уравнения генерации:

$$\omega C_d R_H + \text{Im } y_{AA}(\xi) = 0, \quad (3a)$$

$$|G_d(U)| = \text{Re } y_{AA}(\xi). \quad (3б)$$

Для небольших расстроек уравнение (3a) может быть представлено в виде квадратного уравнения относительно ξ . Его решение имеет вид

$$\xi = \frac{k_1}{2x_1(bx_1 - 1)} + \frac{k_1}{x_1} + \frac{k_2 x_2}{1 + x_2^2} + \sqrt{\left[\frac{k_1}{2x_1(bx_1 - 1)} \right]^2 - \left[\frac{k_2}{1 + x_2^2} + 1 \right]^2}, \quad (4)$$

где $b = \omega C_d R_H$.

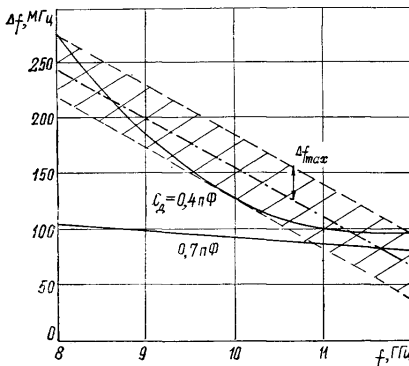


Рис. 2. Абсолютная расстройка в функции от частоты ФМР. $\Delta f_{\max}$ — максимальное отклонение от линейного закона по диапазону.

На рис. 2 приведены значения резонансной абсолютной расстройки Δf в зависимости от частоты ФМР при различных значениях емкости диода C_d , рассчитанные по формуле (4). В расчетах элемент связи диода Ганна с резонатором имел радиус $R_1 = 0,55$ мм, угол охвата [4] $\phi_1 = 3\pi$ рад и индуктивность $L_1 = 1,3$ нГн, а элемент связи нагрузки с ГФР — радиус $R_2 = 1,0$ мм, угол охвата

$\varphi_2 = \pi$ рад и индуктивность $L_2 = 2,0$ нГн. Подставляя значение расстройки в правую часть уравнения (3б), получим величину активной проводимости, приведенной к диоду Ганна.

Для определения мощности, отдаваемой диодом, воспользуемся результатами работы [9], в которой приведены теоретические и экспериментальные исследования отрицательной проводимости диода Ганна при различных видах объемного заряда. Аппроксимируем зависимость $|G_d|$ от U линейным законом

$$|G_d|/G_0 + U/U_0 = 1. \quad (5)$$

Ввиду малости величины активной проводимости резонансной системы ГДГ может генерировать только вблизи параллельного резонанса.

Определив из уравнения (5) амплитуду СВЧ-сигнала, находим мощность, отдаваемую диодом:

$$P_d = |G_d(U)|U^2/2.$$

Проведенный анализ показывает, что эта мощность максимальна при $|G_d|/G_0 = 1/3$ и в рассматриваемом случае ее максимальное значение равно 37 мВт.

Выходная мощность генератора определяется выражением

$$P_{CC} = \frac{P_d}{|G_d|} \left(\frac{U_{CC}}{U_{AA}} \right)^2, \quad (6)$$

где U_{CC}/U_{AA} — коэффициент передачи по напряжению четырехполюсника $[Z]$, определяемый в зависимости от величины расстройки ξ . Подставляя в уравнение (4) выражения для

всех параметров и пренебрегая членом $\frac{2x_1(bx_1 - 1)}{k_1} \frac{x_2^2}{1 + x_2^2}$, окончательно получаем

$$P_{CC} = \frac{U_0^2 G_d (G_0 - C_d)}{2G_0 \left(1 + \frac{1 + x_2^2}{k_2} \right)}, \quad (7)$$

где

$$G_d = \frac{(bx_1 - 1) \left(\frac{k_2}{1 + x_2^2 + 1} \right)}{R_n x_1 \left\{ \frac{k_1}{2x_1 (bx_1 - 1)} + \sqrt{\left[\frac{k_1}{2x_1 (bx_1 - 1)} \right]^2 \left[\frac{k_2}{1 + x_2^2 + 1} \right]^2} \right\}}. \quad (7)$$

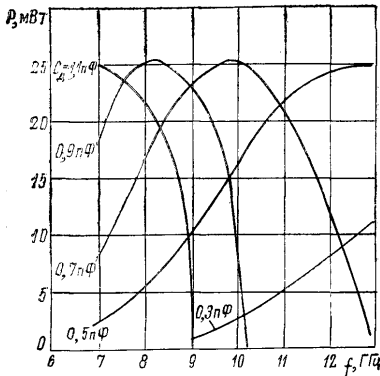


Рис. 3. Выходная мощность генератора при различных емкостях диодов G_d .

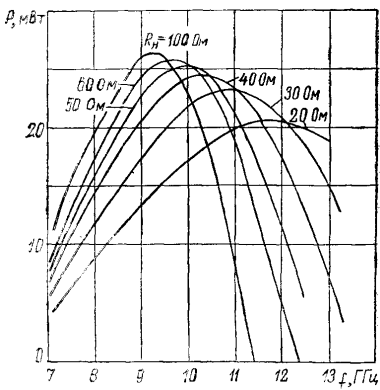


Рис. 4. Влияние сопротивления нагрузки на уровень выходной мощности генератора.

На рис. 3 и 4 показано распределение мощности по частотному диапазону при варьировании различных параметров схемы. В расчетах принято $G_0 = 0,02$ См, $U_0 = 5$ В, а остальные параметры те же, что и для рис. 2.

На основе проведенных исследований был сконструирован ГДГ, совмещенный с делителем мощности. Вариант конструктивного исполнения такого генератора приведен на рис. 5. Диод Ганна типа 3А703Б через блокировочный конденсатор типа К10-9 или К10-17 подключен к одному из витков фильтра на ГФР. Второй виток подсоединен к делителю мощности на связанных микрополосковых линиях. Основой конструкции и теплоотводом диода Ганна служит латунная пластина с отверстием, в центре которого с помощью держателя закреплена ферритовая сфера. Конструкция помещена в зазор электромагнита таким образом, чтобы ГФР находился в центральной области зазора. Резонатор радиусом

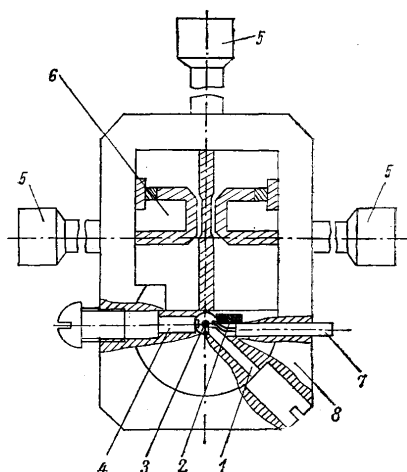


Рис. 5. Конструкция генератора-делителя каналов на микрополосковых линиях: 1 — держатель ГФР; 2 — конденсатор типа К10_1и; 3 — ГФР; 4 — держатель с диодом Ганна; 5 — СВЧ-разъем; 6 — делитель мощности; 7 — ввод питания диода; 8 — корпус генератора.

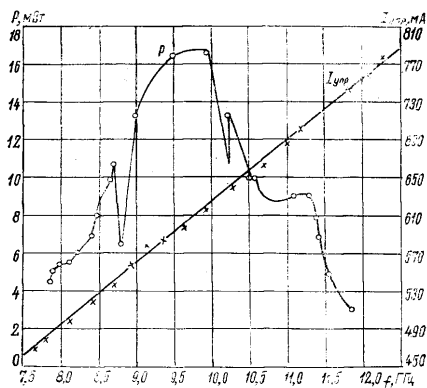


Рис. 6. Экспериментальные зависимости уровня выходной мощности P и тока управления магнитным полем ГФР $I_{упр}$ от частоты генерации.

$R_{\Phi} = 0,3$ мм изготовлен из железоиттриевого граната с намагниченностью насыщения $M_0 = 1400$ А/см и шириной резонансной кривой $2\Delta H = 0,67$ А/см. Нагрузка — коаксиальная линия с волновым сопротивлением $R_n = 50$ Ом.

Экспериментальная зависимость уровня выходной мощности одного из разработанных ГДГ от частоты приведена на рис. 6. Мощность в основном канале достигала максимума 17 мВт на частоте 10 ГГц. Максимальный уровень мощности в основном канале в других образцах изменялся от 20 до 32 мВт.

Из полученных выражений следует, что максимум выходной мощности генератора определяется наибольшей активной проводимостью диода. Диапазон генерации определяется рядом факторов: областью существования отрицательной проводимости, которая для диода типа 3А703Б исчезает при частотах несколько ниже 8 ГГц; величиной потерь в системе, кото-

рые возрастают с частотой и, таким образом, ограничивают частотный диапазон сверху. Второй из указанных факторов, в свою очередь, связан с величиной емкости диода, коэффициентами связи диода и нагрузки с ГФР, диаметром ГФР и сопротивлением нагрузки.

Для обеспечения высокой линейности перестройки по заданному диапазону необходимо резонансную частоту диодного контура отстроить возможно дальше от частоты ФМР. Это достигается увеличением индуктивности входного витка связи или увеличением емкости диода. Однако в этом случае уменьшается уровень выходной мощности и сужается диапазон генерации. Так, например, обозначив через $\Delta f_{\max}$ максимальное отклонение от линейного закона по диапазону генерации, а через $\Delta f_{\min}$ — нижнюю границу диапазона, из формулы (4) получаем для $C_d = 0,4 \text{ пФ}$ $\Delta f_{\max} / \Delta f_{\min} \approx 0,35 \%$, а для $C_d = 0,7 \text{ пФ}$ — менее $0,025 \%$.

В расчетной модели емкость диода предполагалась независимой от амплитуды приложенного к диоду напряжения. Изменение этой емкости, как было показано выше, вызовет изменение уровня мощности и ширины диапазона генерации. Для повышения точности расчета следует принять во внимание нелинейность емкости. Это позволит рассмотреть эффекты, связанные с перескоками частоты и мощности.

Для уменьшения влияния нагрузки на уровень выходной мощности и сдвиг частоты генерации радиус выходного элемента связи необходимо выбирать максимально возможным. При этом уровень выходной мощности незначительно уменьшится. Настройка генератора производится подбором радиуса и угла охвата входного элемента связи.

Эксперименты показали, что максимальное значение мощности и ее равномерность по диапазону существенно зависят от характеристики передачи делителя мощности и степени согласования тракта.

Полученные выражения для расчета электрических характеристик ГДГ с резонатором в виде ГФР в скрещенных витках (расстройки в функции от частоты ФМР, мощности, отдаваемой генератором в рабочем диапазоне) позволяют обос-

нованно подходить к выбору параметров конструкции генератора с магнитной перестройкой с учетом требований по диапазону перестройки, неравномерности выходной мощности и влияния нагрузки. Зная параметры диода Ганна, можно выполнить инженерный расчет генератора согласно полученным соотношениям.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гусев А. В., Зайончковский А. Я. Экспериментальное исследование генераторов на диодах Ганна, перестраиваемых по частоте с помощью сфер ЖИГ. В кн.: Генерация СВЧ колебаний с использованием эффекта Ганна. — Новосибирск, 1974, с. 99–108.
2. Анализ условий работы диода Ганна в генераторах, использующих сосредоточенные активные элементы связи со сферой ЖИГ / О. Г. Вендик, А. А. Барыбин, А. В. Гусев, А. Я. Зайончковский. В кн.: Генерация СВЧ колебаний с использованием эффекта Ганна. — Новосибирск, 1974, с. 109–118.
3. Omori M. The YIG-Tuned Gunn-Oscillator, its Potentials and Problems. G-MITT International Microwaves Sympos., Dallas, Texas, 1969, Digest—Techn. Papers. — N.Y., 1969, pp. 176–181.
4. Зубович Н. А., Лукомский В. П., Цвирко Ю. А. Диапазон перестройки частоты генератора на диоде Ганна ферритовым резонатором. — Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1975, вып. 7, с. 7–13.
5. Лебедь Б. М., Николаева К. С. Ферритовый резонатор в скрещенных витках. — Электронная техника. Сер. Ферритовая техника, 1969, № 5(22), с. 17–27.
6. Ильченко М. Е., Мелков Г. А., Мирских Г. А. Твердотельные СВЧ фильтры. — Киев.: Техніка, 1977.
7. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. — М.: Энергия, 1970.
8. Гуревич А. Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнитах. — М.: Наука, 1973.
9. Dhali A. K., Lomash S. K., Mathur P. C. Temperature and Bias Voltage Dependence of Large-Signal Negative Conductance of Gunn Devices. — J. Phys. D. Appl. Phys., 1977, vol. 10, No 8, pp. 1125–1130.

*Статья поступила 20 марта 1980 г.,
после переработки — 17 августа 1980 г.*

М. Е. Ильченко

ХАРАКТЕРИСТИКИ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ МНОГОРЕЗОНАТОРНЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Получен алгоритм нахождения закономерностей, описывающих изменение характеристик передачи и отражения многорезонаторных систем на основе квазисосредоточенных твердотельных резонаторов. Применительно к полосовым фильтрам с числом резонаторов 2–6 получены соотношения для характеристик фильтров в обобщенных терминах коэффициентов связи. Исследованы изменения формы частотных характеристик, вносимых потерь, неравномерности затухания фильтров при вариации значений коэффициентов связи. Найдены условия, при которых исследуемые фильтры на центральной частоте полосы пропускания согласованы по входу.

1. ВВЕДЕНИЕ

Практическое использование гиромангнитных резонаторов из монокристаллов ферритов и диэлектрических резонаторов из материалов с высокой диэлектрической проницаемостью позволяет в ряде случаев по-новому решать проблему миниатюризации СВЧ-устройств различного назначения [1–3]. Одним из основных применений таких твердотельных резонаторов (ТТР) в режиме возбуждения низших типов колебаний является их применение в фильтрующих устройствах. Практическая реализация частотно-избирательных структур на основе ТТР и развитие методов их инженерного расчета должны основываться на результатах математического моделирования закономерностей электромагнитных явлений в цепях СВЧ с ТТР. Знание этих закономерностей позволяет с достаточной для инженерных расчетов точностью описать изменение характеристик передачи, отражения и поглощения энергии резонаторами в реальных устройствах при вариации параметров ТТР и цепей СВЧ. Нахождение закономерностей электромагнитных явлений в цепях СВЧ с ТТР в принципе возможно

либо на основе решения соответствующей граничной задачи известными методами, либо путем использования аналогичного [4, 5] представления ТТР как квазисосредоточенной колебательной системы, находящейся в самосогласованном поле СВЧ. Реализация первого подхода обычно сопряжена с громоздкими расчетами, требующими применения ЭВМ, а также с трудностью обобщения получаемых результатов для конкретных структур и резонаторов применительно к иным их конструкциям и видам. Второй подход позволяет найти аналитические соотношения для характеристик исследуемых структур в обобщенных терминах коэффициентов связи и благодаря этому существенно упростить инженерный расчет устройств, включая решение проблемы их оптимального параметрического синтеза. Нахождение этих соотношений и их анализ является целью данной работы.

2. ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ МНОГОРЕЗОНАТОРНОЙ СТРУКТУРЫ И АЛГОРИТМ ЕЕ АНАЛИЗА

Особенность гиромагнитных и диэлектрических резонаторов, изготовленных из материалов с высокой диэлектрической проницаемостью, — их малые размеры по сравнению с размерами линий передачи и длинами электромагнитных волн в них. Для низших типов колебаний такие резонаторы обычно описывают как квазисосредоточенные неоднородности, представляемые в виде совокупностей магнитных и электрических диполей, адекватных им магнитных и электрических поляризационных токов или неоднородностей, характеризующихся через распределение электромагнитных полей на их поверхностях [1, 3, 6, 7]. В режиме слабых СВЧ-сигналов и при соблюдении стационарных температурных режимов резонаторов возможна линеаризация зависимостей их параметров от уровня сигнала и температуры. При этих допущениях принцип получения искомых зависимостей может быть проиллюстрирован на примере обобщенной модели СВЧ-структуры с произвольным числом ТТР (рис. 1). Эта модель содержит N резонаторов как квазисосредоточенных неоднородностей в одном из указанных выше трех представлений. Связь резонаторов осуществляется посредством групп каналов 1,

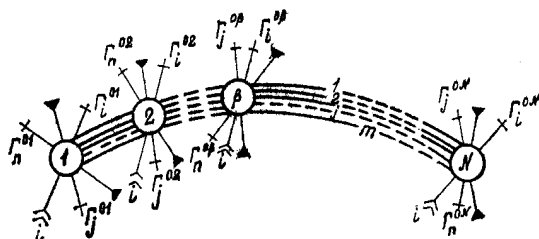


Рис. 1. Обобщенная модель многорезонаторной структуры: $1, 2, \dots, \beta \dots N$ — квазисосредоточенные резонаторы, i, j, m, n — каналы связи, $\Gamma_i^{0\beta}$ — комплексная нагрузка i -го канала, связанного с β -ым резонатором.

$2, \dots, j, \dots, m; 1, 2, \dots, i, \dots, n$, каждый из которых адекватен отдельному типу волны в невозмущенной резонаторами электродинамической системе. Одна часть каналов m связывает ТТР между собой, а другие группы из n каналов обеспечивают трансформацию энергии между каждым резонатором и подключенными к структуре внешними цепями СВЧ. Каналы, соответствующие распространяющимся типам волн, осуществляют передачу энергии, а каналы, соответствующие нераспространяющимся типам волн, образуют область нерегулярного режима вблизи ТТР. В общем случае один из входов каждого канала, соответствующего распространяющейся волне, согласован, а противоположный ему вход подключен к нагрузке с коэффициентом отражения Γ_j . Полагаем, что источник сигнала может быть подключен к любому резонатору только через один канал i , соответствующий распространяющейся волне.

Алгоритм анализа рассматриваемой обобщенной модели или ее частных вариантов состоит в следующем:

1. Параметр, характеризующий ТТР как неоднородность, записывается в виде функции всех СВЧ-полей, действующих на него, включая поля падающих волн и поля, рассеиваемые всеми остальными резонаторами. Если упомянутым параметром является магнитный дипольный момент, то применительно к β -му резонатору

$$\bar{m}_\beta = M_{0\beta} \left(\bar{h}_{\text{пад},i}^{0\beta} + \sum_{i=1}^n \bar{h}_{\text{изл},i}^{\beta\beta} + \sum_{\substack{\alpha=1 \\ \alpha \neq \beta}}^{N-1} \sum_{j=1}^m \bar{h}_{\text{изл},j}^{\alpha\beta} \right), \quad (1)$$

где $M_{0\beta}$ — амплитудный коэффициент, определяемый известными параметрами β -го резонатора; первое слагаемое соответствует невозмущенному полю подводимой к рассматриваемому резонатору волны от источника сигнала по одному i -му каналу, второе слагаемое представляет собой совокупность полей электромагнитных волн, излучаемых данным резонатором и соответствующих групп каналов n , третье — совокупность полей электромагнитных волн, излучаемых по m каналам всеми остальными $N - 1$ резонаторами, кроме рассматриваемого β -го, причем эти поля пересчитываются к плоскости, где расположен β -й резонатор.

2. Учитывая, что поле излучения (рассеяния) каждого резонатора является в свою очередь функцией соответствующего дипольного момента ТТР, т. е.

$$\vec{h}_{\text{изл}}^{0\beta} = \varphi(\vec{m}_{\beta}), \quad (2)$$

формируется система уравнений, связывающая дипольные моменты каждого резонатора с возбуждающими его полями с учетом влияния резонаторов друг на друга и влияния на них связей с цепями, подключенными к внешним нагрузкам. Установлено, что эта система уравнений для рассматриваемой обобщенной модели может быть представлена в матричной форме:

$$[G][m] = [M_0 h_{\text{пад}}], \quad (3)$$

где $[m]$ — матрица-столбец дипольных моментов резонаторов; $[M_0 h_{\text{пад}}]$ — матрица-столбец произведений амплитудных коэффициентов M_0 соответствующих резонаторов и невозмущенных возбуждающих их полей $h_{\text{пад}}$ в месте расположения ТТР; $[G]$ — матрица, диагональные элементы которой описывают связь каждого резонатора с внешними цепями, а внедиагональные — взаимную связь резонаторов. Количественно эти связи оцениваются соответственно комплексными коэффициентами связи каждого из резонаторов с линиями передачи $\dot{K}_i = Q_0 / Q_{\text{св},i}$ и совокупностью коэффициентов взаимной связи резонаторов $\dot{K}_{\alpha\beta} = Q_0 / Q_{\text{св},\alpha\beta}$, где Q_0 — собственная доброт-

ность резонатора, $Q_{св.}$ – добротность связи (внешняя добротность), обусловленная переизлучением энергии в i -й канал, связывающий резонатор с внешней цепью, или обменом переизлучаемыми энергиями между α - и β -резонатором.

3. В результате решения матричного уравнения (3) вычисляются дипольные моменты каждого резонатора в виде функции падающих невозмущенных полей и коэффициентов связи. При желании аналогично могут быть вычислены соответствующие резонаторам магнитные или электрические поляризационные токи также в виде функций падающих невозмущенных полей и коэффициентов связи.

4. С использованием найденных таким образом дипольных моментов или токов известными методами решается задача возбуждения ими СВЧ-полей, знание комплексных амплитуд которых позволяет найти аналитические выражения для искомых характеристик в виде элементов волновых матриц рассеяния, представленных в обобщенных терминах коэффициентов связи. Реализуемая таким образом возможность описания характеристик в этих терминах лежит в основе отыскания и систематизации общих закономерностей электромагнитных явлений в цепях СВЧ с ТТР без конкретизации на данном этапе исследований вида используемых линий передачи и параметров ТТР.

5. Практическое применение результатов расчетов в обобщенных терминах коэффициентов связи применительно к используемому виду резонатора, конкретной электродинамической системе требует расчета [7, 8] либо экспериментального нахождения числовых значений коэффициентов связи для заданного взаимного расположения резонаторов, конкретных параметров ТТР и применяемых линий передачи.

На основе изложенного алгоритма было выполнено математическое моделирование закономерностей отражений и передачи энергии применительно к большому числу конкретных фильтрующих структур с ТТР. В данной работе приведены полученные таким образом результаты для одного класса частотно-избирательных устройств, решающих задачу выделения сигналов в заданной полосе частот.

3. ФУНКЦИИ ОТРАЖЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ МНОГОРЕЗОНАТОРНЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Общий принцип построения полосовых фильтров на основе ТТР состоит в использовании входной и выходной линий передачи, электромагнитная связь между которыми обеспечивается вследствие переизлучения энергии цепочкой резонаторов, расположенных, например, вдоль отрезка заперделного волновода. Вид подводящих линий передачи и вид электродинамической структуры, в которой расположены резонаторы, могут быть различными. Однако общие закономерности передачи и отражения энергии, описываемые в терминах коэффициентов связи, в первом приближении едины. Аналитические соотношения, описывающие их, нетрудно получить при следующих упрощающих предположениях: учитывается только резонансная связь ТТР по магнитному полю, взаимная связь не рядом расположенных резонаторов пренебрежимо мала, собственные добротности ТТР равны, связи крайних резонаторов с подводящими линиями передачи, которые согласованы со стороны генератора и нагрузки, одинаковы. При этих допущениях исследуемая структура описывается в терминах коэффициентов связи резонаторов с подводящими линиями передачи $\dot{K}$ и коэффициентов взаимной связи рядом расположенных резонаторов $\dot{K}_{\beta, \beta+1} = \dot{K}_c$ (рис. 2). Коэффициент $\dot{K}$ учитывает количественно степень связи любого крайнего резонатора с внешней цепью по распространяющейся волне основного типа, а коэффициенты $\dot{K}_{\beta, \beta+1}$ отражают взаимную связь рядом расположенных резонаторов по совокупности нераспространяющихся высших типов волн, возбуждаемых резонаторами в отрезке линии передачи между ними.

Пользуясь алгоритмом анализа обобщенной модели рис. 1, находим следующие соотношения для коэффициентов

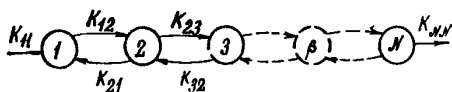


Рис. 2. Схема связей резонаторов в полосовом фильтре.

отражения Γ и прохождения T полосовых фильтров (рис. 2) при различном числе используемых резонаторов.

Для двухрезонаторного фильтра

$$\Gamma = 1 - 2\dot{K}(1 + \dot{K})\Delta^{-1}, \quad (4)$$

$$T = 2\dot{K}\dot{K}_{12}\Delta^{-1},$$

где $\Delta = (1 + \dot{K})^2 - \dot{K}_{12}\dot{K}_{21}$;

для трехрезонаторного фильтра

$$\Gamma = 1 - 2\dot{K}(1 + \dot{K} - \dot{K}_{23}\dot{K}_{32})\Delta^{-1}, \quad (5)$$

$$T = -2\dot{K}\dot{K}_{12}\dot{K}_{23}\Delta^{-1},$$

где $\Delta = (1 + \dot{K})^2 - (1 + \dot{K})(\dot{K}_{12}\dot{K}_{21} + \dot{K}_{23}\dot{K}_{32})$;

для четырехрезонаторного фильтра

$$\Gamma = 1 - 2\dot{K}[(1 + \dot{K})(1 - \dot{K}_{23}\dot{K}_{32}) - \dot{K}_{34}\dot{K}_{43}]\Delta^{-1}, \quad (6)$$

$$T = 2\dot{K}\dot{K}_{12}\dot{K}_{23}\dot{K}_{34}\Delta^{-1},$$

где

$\Delta = (1 + \dot{K})^2(1 - \dot{K}_{23}\dot{K}_{32}) - (1 + \dot{K})(\dot{K}_{12}\dot{K}_{21} + \dot{K}_{34}\dot{K}_{43}) + \dot{K}_{12}\dot{K}_{21}\dot{K}_{34}\dot{K}_{43}$;

для пятирезонаторного фильтра

$$\Gamma = 1 - 2\dot{K}[(1 + \dot{K})(1 - \dot{K}_{23}\dot{K}_{32} - \dot{K}_{34}\dot{K}_{43}) - \dot{K}_{45}\dot{K}_{54}(1 - \dot{K}_{23}\dot{K}_{32})]\Delta^{-1}, \quad (7)$$

$$T = -2\dot{K}\dot{K}_{12}\dot{K}_{23}\dot{K}_{34}\dot{K}_{45}\Delta^{-1},$$

где $\Delta = (1 + \dot{K})^2(1 - \dot{K}_{23}\dot{K}_{32} - \dot{K}_{34}\dot{K}_{43}) - (1 + \dot{K})[\dot{K}_{12}\dot{K}_{21}(1 - \dot{K}_{34}\dot{K}_{43}) + \dot{K}_{45}\dot{K}_{54}(1 - \dot{K}_{23}\dot{K}_{32})] + \dot{K}_{12}\dot{K}_{21}\dot{K}_{45}\dot{K}_{54}$;

для шестирезонаторного фильтра

$$\Gamma = 1 - 2\dot{K}[(1 + \dot{K})\mathbf{A} - \mathbf{B}]\Delta^{-1}, \quad (8)$$

$$T = 2\dot{K}\dot{K}_{12}\dot{K}_{23}\dot{K}_{34}\dot{K}_{45}\dot{K}_{56}\Delta^{-1},$$

где $\Delta = (1 + \dot{K})^2\mathbf{A} - (1 + \dot{K})[\mathbf{B} + \dot{K}_{12}\dot{K}_{21}(1 - \dot{K}_{34}\dot{K}_{43} - \dot{K}_{45}\dot{K}_{54})] + \dot{K}_{12}\dot{K}_{21}\dot{K}_{56}\dot{K}_{65}(1 - \dot{K}_{34}\dot{K}_{43})$,

$$A = 1 - \dot{K}_{23}\dot{K}_{32}(1 - \dot{K}_{45}\dot{K}_{54}) - \dot{K}_{34}\dot{K}_{43} - \dot{K}_{45}\dot{K}_{54},$$

$$B = \dot{K}_{56}K_{65}(1 - \dot{K}_{23}\dot{K}_{32} - \dot{K}_{34}\dot{K}_{43}).$$

Частотная зависимость комплексных коэффициентов связи $\dot{K}$ и $\dot{K}_{\alpha\beta}$ определяется соотношениями

$$\dot{K} = \frac{K}{1 + j\xi}, \quad \dot{K}_{\alpha\beta} = -j \frac{\dot{K}_{\alpha\beta}}{1 + j\xi}, \quad (9)$$

где ξ — обобщенная расстройка резонатора.

Для практических расчетов удобно пользоваться соотношениями для амплитудно- и фазочастотных характеристик (АЧХ и ФЧХ) коэффициентов отражения и передачи фильтров в виде

$$\Gamma = \frac{a_\Gamma + jb_\Gamma}{c + jd} = |\Gamma|e^{j\varphi_\Gamma}, \quad (10)$$

$$\text{где } |\Gamma| = \sqrt{\frac{a_\Gamma^2 + b_\Gamma^2}{c^2 + d^2}}, \quad \varphi_\Gamma = \arctg \frac{b_\Gamma c - a_\Gamma d}{a_\Gamma c + b_\Gamma d} - \beta_z z;$$

$$T = \frac{a_T + jb_T}{c + jd} = |T|e^{j\varphi_T}, \quad L_{\text{дБ}} = 10 \lg \frac{1}{|T|^2}, \quad (11)$$

$$\text{где } |T| = \sqrt{\frac{a_T^2 + b_T^2}{c^2 + d^2}}, \quad \varphi_T = \arctg \frac{b_T c - a_T d}{a_T c + b_T d}.$$

Здесь a_Γ , b_Γ , a_T , b_T , c , d — параметры, являющиеся функциями коэффициентов связи; β_z — продольное волновое число входной линии передачи; z — расстояние от входного до рассматриваемого сечения входной линии. В таблице приведены соотношения для параметров a_Γ , b_Γ , a_T , b_T , c и d применительно к полосовым фильтрам от второго до пятого порядка.

Найденные соотношения позволяют рассчитать характеристики передачи и отражения многорезонаторных фильтров при произвольных взаимных связях между отдельными резонаторами. Закономерности, описываемые этими соотношениями, были численно исследованы для случая, когда взаим-

Таблица

Пара-метр	Двухрезонаторный фильтр	Трёхрезонаторный фильтр	Четырёхрезонаторный фильтр	Пятирезонаторный фильтр
a_{Γ}	$-\xi^2 + 1 - K^2 + K_{12}^2$	$-3\xi^2 + 1 - K^2 + K_{12}^2 + K_{23}^2 + K(K_{12}^2 - K_{23}^2)$	$\xi^4 - \xi^2(6 - K^2 + K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2) + 1 - K^2 + K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2 - K^2 K_{23}^2 + K(K_{12}^2 - K_{34}^2) + K_{12}^2 K_{34}^2$	$5\xi^4 - \xi^2[10 + K(K_{12}^2 - K_{45}^2 - 3K) + 3(K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2 + K_{45}^2)] + 1 + K(K_{12}^2 - K_{45}^2 + K_{23}^2 K_{34}^2 - K_{23}^2 K_{45}^2) - K^2(1 + K_{23}^2 + K_{34}^2) + K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2 + K_{45}^2 + K_{12}^2(K_{34}^2 + K_{45}^2) + K_{23}^2 K_{45}^2$
b_{Γ}	2ξ	$\xi(-\xi^2 + 3 - K^2 + K_{12}^2 + K_{23}^2)$	$-4\xi^3 + \xi[4 - 2K^2 + K(K_{12}^2 - K_{34}^2) + 2(K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2)]$	$\xi^5 - \xi^3(10 - K^2 + K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2 + K_{45}^2) + \xi[5 + K(2K_{12}^2 - 2K_{23}^2 - 3K) - K_{45}^2(K_{23}^2 + K_{34}^2) + 3(K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2) + K_{12}^2(K_{34}^2 + K_{45}^2) + K_{23}^2 K_{45}^2]$
a_T	0	$2KK_{12}K_{23}$	0	$-2KK_{12}K_{23}K_{34}K_{45}$
b_T	$-2KK_{12}$	0	$-2KK_{12}K_{23}K_{34}$	0
c	$-\xi^2 + (1 + K)^2 + K_{12}^2$	$-\xi^2(3 + 2K) + (1 + K)^2 + (1 + K)(K_{12}^2 + K_{23}^2) + K(K_{12}^2 + K_{23}^2)$	$\xi^4 + (1 + K)^2 - \xi^2(6 + 6K + K^2 + K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2) + (1 + K)^2 K_{23}^2 + (1 + K) \times (K_{12}^2 + K_{23}^2) + K_{12}^2 K_{34}^2$	$\xi^4(5 + 2K) - \xi^2[10 + K(12 + K_{12}^2 + 2K_{23}^2 + 2K_{34}^2 + K_{45}^2) + 3(K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2 + K_{45}^2)] + (1 + K)^2 + K(K_{12}^2 + 2K_{23}^2 + 2K_{34}^2 + K_{45}^2) + K_{12}^2 K_{34}^2 + K_{23}^2 K_{45}^2 + K_{12}^2(K_{34}^2 + K_{45}^2) + K_{23}^2 K_{45}^2$
d	$2\xi(1 + K)$	$\xi[-\xi^2 + (1 + K)^2 + 2(1 + K) + K_{12}^2 + K_{23}^2]$	$-2\xi^3(2 + K) + \xi[4 + K(6 + 2K + K_{12}^2 + 2K_{23}^2 + K_{34}^2) + 2(K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2)]$	$\xi^5 - \xi^3(10 + 8K + K^2 + K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2 + K_{45}^2) + \xi[5 + 2K(4 + K_{12}^2 + 2K_{23}^2 + 2K_{34}^2 + K_{45}^2) + K^2(3 + K_{23}^2 + K_{34}^2) + 3(K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2 + K_{45}^2) + K_{12}^2(K_{34}^2 + K_{45}^2) + K_{23}^2 K_{45}^2]$

ные связи между всеми резонаторами равны друг другу, т. е. при $K_{\alpha\beta} = K_c$. При вариации коэффициентов связи K и K_c происходит существенное изменение формы АЧХ в полосе пропускания и сильно меняется крутизна склонов характеристик (рис. 3). Общие закономерности при этом состоят в том, что для всех фильтров при фиксированном значении взаимной связи K_c крутизна склонов АЧХ увеличивается при уменьшении связи K крайних резонаторов с линиями передачи. Для фиксированных значений K увеличение степени взаимной связи сопровождается ростом ширины полосы пропускания фильтров и изменением формы АЧХ в полосе пропускания. При фиксированном значении K и увеличении степени связи K_c от минимально возможной до связи больше критического значения на АЧХ появляются экстремумы затухания, число которых при связи, превышающей максимальное критическое значение, равно числу резонаторов в фильтре. Использование здесь термина максимальной критической связи обусловлено тем, что в исследуемых структурах с $N > 3$ существует несколько значений критических коэффициентов связи. Так, например, для четырехрезонаторного фильтра первое (по мере роста K_c) критическое значение соответствует переходу от одnogорбой АЧХ к двухгорбой аналогично тому, как это имеет место в двухрезонаторном фильтре (рис. 3, а). При взаимной связи больше второго критического значения частотная характеристика имеет четыре минимума затухания. Для трехрезонаторного фильтра характерно одно значение критического коэффициента взаимной связи, для пятирезонаторного — два, шестирезонаторного — три. Важным является то обстоятельство, что абсолютные значения отдельно взятых K и K_c не определяют степень связи выше или ниже критического значения. Эта степень определяется только их соотношением в виде

$$\alpha = \frac{K_c}{1 + K}. \quad (12)$$

Численный анализ характеристик показал, что максимальные критические значения коэффициентов связи для

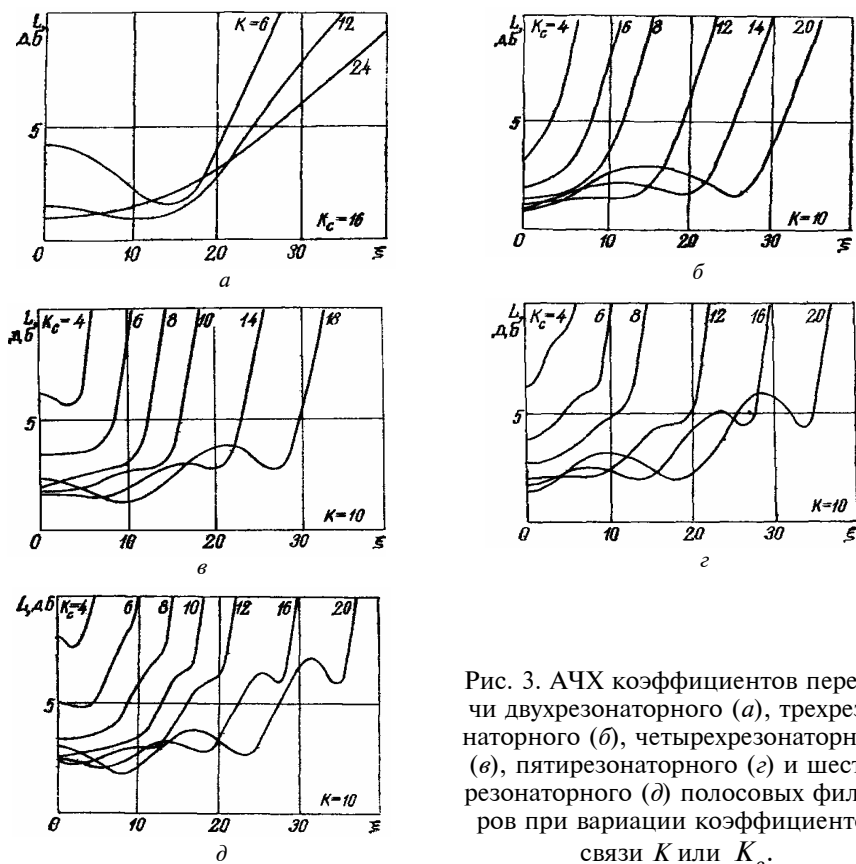


Рис. 3. АЧХ коэффициентов передачи двухрезонаторного (а), трехрезонаторного (б), четырехрезонаторного (в), пятирезонаторного (г) и шестирезонаторного (д) полосовых фильтров при вариации коэффициентов связи K или K_c .

всех исследованных фильтров с числом резонаторов от 2 до 6 при $K > 4$ примерно равны между собой и соответствуют $\alpha = 1$.

Исследование зависимостей вносимых фильтрами потерь на центральной частоте полосы пропускания (т. е. при $\varepsilon = 0$) от изменения коэффициентов связи K и K_c показывает, что условие минимума вносимых потерь определяется исключительно соотношением коэффициентов связи. Для фильтров с четным числом используемых резонаторов при исследованном фиксированном значении $K_c = 16$ и вариации K (рис. 4) условия почти совпадают между собой и соответствуют соот-

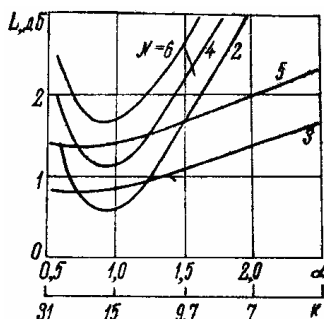


Рис. 4. Зависимость вносимых потерь L от изменения степени связи K и α (12) при $K_c = 16$ (N — число резонаторов в фильтре).

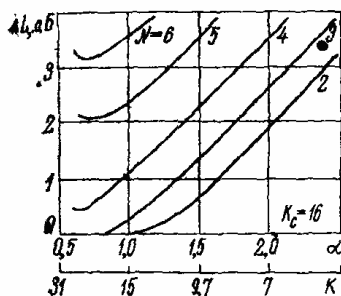


Рис. 5. Зависимость неравномерности затухания ΔL в полосе пропускания фильтров с N резонаторами от изменения степени связи K и α (12) при $K_c = 16$.

ношению $K = \sqrt{1 + K_c^2}$, которое строго применимо только к двухрезонаторному фильтру. Минимальные потери фильтров с нечетным числом резонаторов при вариации K также близки между собой и соответствуют $\alpha \approx 0,67$. При вариации K_c и фиксированном K условия минимальных потерь для фильтров с четным числом резонаторов также почти совпадают между собой, соответствуя требованию $K = K_c - 1$, т. е. $\alpha = 1$, найденному из анализа функции передачи двухрезонаторного фильтра. Для фильтров с нечетным числом резонаторов рост K_c при фиксированном K сопровождается уменьшением вносимых потерь.

Проведено численное исследование неравномерности вносимых потерь фильтров для случая $K_c = 16$ при вариации значений K . Из полученных результатов (рис. 5) видно, что для исследуемых фильтров с числом резонаторов от 4 до 6 существует минимально возможная неравномерность затухания, уровень которой определяется соотношением между коэффициентами K и K_c и растет при увеличении числа резонаторов. Так, например, если для четырехрезонаторного фильтра минимальная неравномерность составляет несколько десятых долей децибела при $\alpha = 0,67$, то для шестирезонатор-

ного фильтра она превышает 3 дБ. Уменьшение этой неравномерности в пяти- и шестирезонаторных фильтрах возможно путем увеличения значений K при снижении K_c и переходе к структурам с различными значениями взаимных связей между резонаторами.

Используя полученные соотношения для коэффициентов отражения, нетрудно найти соотношения между коэффициентами K и K_c , при которых коэффициент отражения в точке резонанса, т. е. при $\varepsilon = 0$, равен нулю. Для двухрезонаторного фильтра

$$K = \sqrt{1 + K_c^2}, \quad (13)$$

для трехрезонаторного фильтра

$$K = \sqrt{1 + 2K_c^2}, \quad (14)$$

для четырехрезонаторного фильтра

$$K = \sqrt{\frac{1 + 3K_c^2 + K_c^4}{1 + K_c^2}}, \quad (15)$$

для пятирезонаторного фильтра

$$K = \sqrt{\frac{1 + 4K_c^2 + 3K_c^4}{1 + 2K_c^2}}, \quad (16)$$

для шестирезонаторного фильтра

$$K = \sqrt{\frac{1 + 5K_c^2 + 6K_c^4 + K_c^6}{1 + 3K_c^2 + K_c^4}}. \quad (17)$$

Из графической интерпретации приведенных условий (рис. 6) следует, что для фильтров с четным числом резонаторов численные соотношения, соответствующие согласованию фильтров по входу, примерно равны между собой, отличаясь от соотношений для фильтров с нечетным числом резонаторов.

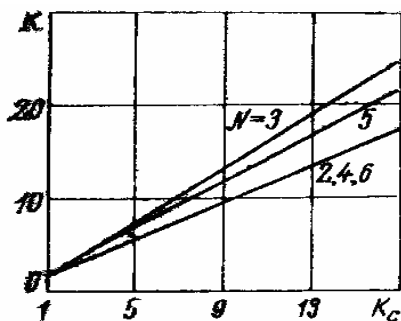


Рис. 6. Соотношения между коэффициентами связи K и K_c , при которых полосовые фильтры с N резонаторами согласованы по входу.

Таким образом, все основные закономерности передачи и отражения электромагнитной энергии в многорезонаторных фильтрах и характеристики фильтров в обобщенном виде наглядно представляются относительно параметров K , K_c и ξ , описывающих количественно степень связи резонаторов с цепями СВЧ, друг с другом и значения собственных добротностей используемых резонаторов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках описанного выше алгоритма математического моделирования закономерностей электромагнитных явлений в цепях СВЧ с ТТР автором были получены и практически проверены аналитические выражения для коэффициентов отражения и передачи ряда классов твердотельных частотно-избирательных структур: полосовых фильтров, частотно-разделительных устройств, режекторных фильтров, поляризационных фильтров и других устройств на основе ТТР. Экспериментальные исследования подтвердили все описываемые теоретически закономерности явлений в этих устройствах.

В данной работе впервые получены аналитические соотношения для основных характеристик многорезонаторных твердотельных фильтров в обобщенных терминах коэффициентов связи. Проведенное исследование позволило выявить основные закономерности изменения формы, вносимых потерь, неравномерности затухания фильтров при вариации коэффициентов связи. Установлено, что выбором соответствующих соотношений между коэффициентами связи можно обеспечить режим согласования фильтров с входной линией передачи.

Отличительной особенностью развитого подхода к моделированию явлений в цепях СВЧ с твердотельными резонаторами является представление функций передачи и отражения в обобщенных терминах коэффициентов связи. При этом установлено, что многие закономерности, описываемые в этих терминах, справедливы для цепей СВЧ не только с диэлектрическими или с гиромагнитными резонаторами, но также и с другими резонансными системами; в частности, найденные соотношения для двухрезонаторных фильтров аналогичны полученным недавно в работе [10] применительно к волноводно-диэлектрическим резонаторам. Практическое использование установленных закономерностей и полученных соотношений позволяет обоснованно подходить к выбору схемотехнических решений устройств и проводить инженерный расчет фильтрующих [11] и других частотно-избирательных структур.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ильченко М. Е., Кудинов Е. В. Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ. — Киев: Изд-во КГУ, 1973. — 175 с.
2. Обзор по электронной технике: Диэлектрические резонаторы в микроэлектронике СВЧ / Ю. М. Безбородов, Л. Г. Гассанов, А. А. Липатов, Т. Н. Нарытник. — М.: 1981, Вып. 4(786), Сер. Электроника СВЧ. — 82 с.
3. Обзор по электронной технике: Состояние и перспективы применения миниатюрных диэлектрических резонаторов в радиоэлектронике / Л. В. Алексейчик, И. И. Бродуленко, В. М. Геворкян и др. — М.: 1981, Вып. 13(832), Сер. Электроника СВЧ. — 97 с.
4. Ильченко М. Е. К расчету характеристик невзаимных гиромагнитных фильтров. — Труды V Международной конференции по гиромагнитной электронике и электродинамике. Вильнюс, 1980, т. I, с. 17.
5. Гуревич А. Г. Ферритовый эллипсоид в волноводе. — Радиотехника и электроника, 1963, № 5, с. 780–790.
6. Ильченко М. Е., Трубин А. А. О дипольном представлении диэлектрических резонаторов СВЧ. — Вестник Киевского политехнического института, Радиотехника, 1982, вып. 19, с. 26–29.
7. Ильченко М. Е., Трубин А. А. Рассеяние электромагнитных волн на диэлектрическом резонаторе в волноводе. — Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1981, т. 24, № 10, с. 91–93.
8. Petterson L. On the Coupling Between Finite Dielectric Resonators. — IEEE Trans. MTT, 1976, vol. 24, No 9, pp. 615–619.
9. Массе Д., Пьюсел Р. Термостабилизированный полосовой фильтр на основе диэлектрических резонаторов. — ТИИЭР, 1972, № 6, с. 94–96.

10. Афромеєв В. И. Анализ и синтез диэлектрических резонаторов в запределном волноводе. — Проектирование и применение радиоэлектронных устройств на диэлектрических волноводах и резонаторах. Саратов: Изд-во СГУ, 1983, с. 75.

11. Ильченко М. Е., Живков А. П. Проектирование трехрезонаторных полосно-пропускающих твердотельных фильтров СВЧ. — Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1983, вып. 9 (357), с. 18–21.

Статья поступила 29 ноября 1983 г.

М. Е. Ильченко, А. П. Живков, В. А. Диброва

РАСЧЕТ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРАХ ДЛЯ СИСТЕМ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

Предложена методика проектирования полосовых фильтров, позволяющая определять зависимости между электрическими параметрами фильтра (потерями в полосе пропускания, развязкой между каналами при заданной расстройке), параметрами используемых; диэлектрических резонаторов (собственной добротностью и резонансной частотой) и параметрами, описывающими связь резонаторов между собой и с подводящими линиями передачи СВЧ. Результаты расчетов приведены в виде графиков. Дан пример расчета полосового фильтра.

1. ВВЕДЕНИЕ

Появление термостабильных материалов и новых методов термокомпенсации позволяет создавать фильтры на диэлектрических резонаторах (ДР) с электрическими характеристиками, не уступающими характеристикам устройств на объемных резонаторах. При этом узлы, в которых используются ДР, имеют значительно меньшие габариты. В данной работе рассматривается методика расчета полосовых фильтров для систем с частотным разделением каналов (ЧРК), в качестве основного узла в которых используются фильтры на связанных диэлектрических резонаторах. Такие конструкции известны, обзор некоторых работ, посвященных им, дан в [1], однако методы расчета фильтров при этом не рассматриваются. Целью данной работы является разработка методики проектирования полосовых фильтров (ПФ) на основе связанных резонаторов, которая позволяет рассчитывать фильтры с заданным уровнем потерь в полосе пропускания и развязкой между каналами с учетом реальных значений собственной добротности используемых, диэлектрических резонаторов.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Фрагмент типичной АЧХ n -канального фильтра приведен на рис. 1, где вносимые потери L представлены в децибелах. Вместо абсолютной расстройки по частоте в дальнейшем будем использовать относительную обобщенную расстройку

$$\xi_p = \frac{2\Delta f_p}{f_0} Q_0, \quad (1)$$

где f_0 — центральная частота рассматриваемого канала; Q_0 — собственная добротность используемых ДР. Отметим, что параметр ξ_p можно назвать также относительной полосой пропускания, поскольку он представляет собой отношение $2\Delta f_p$ к полосе ненагруженного резонатора $2\Delta f_0 = f_0/Q_0$. В общем случае, когда значение обобщенной расстройки не связывается с конкретным значением полосы Δf_p по уровню ΔL_p , ξ_p переходит в текущую обобщенную расстройку ξ .

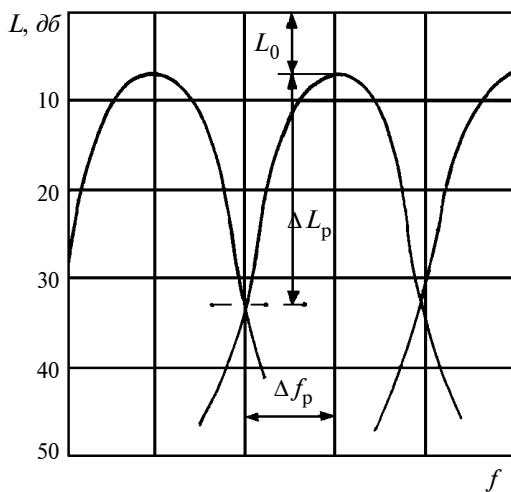


Рис. 1. Фрагмент АЧХ полосового фильтра систем с ЧРК: L_0 — потери на центральной частоте в каждом канале, ΔL_p — развязка между соседними каналами при абсолютной расстройке Δf_p относительно центральных каналов.

Задача, решаемая в данной работе, состоит в нахождении соотношений между параметрами, фильтров L_0 , ΔL_p , Δf_p , параметрами используемых резонаторов f_0 , Q_0 и параметрами, характеризующими степень связи резонаторов друг с дру-

гом и с подводящими линиями передачи. Поскольку, как правило, основные трудности, связанные с разделением каналов, возникают из-за необходимости обеспечения достаточно большого затухания полосовых фильтров при небольших отстройках от центральной частоты, используемые ПФ должны быть достаточно узкополосными. Известно [2], что расчет узкополосных фильтров на резонаторах с потерями при использовании методики НЧ-прототипов приводит к значительным отклонениями реальной характеристики ПФ от рассчитанной. Поэтому коэффициенты передачи и отражения полосовых фильтров будем рассматривать в виде функций коэффициентов связи [3, 4], что позволит учитывать реальное значение добротности применяемых ДР.

Как и в работах [3–6], будем использовать коэффициенты связи крайних резонаторов с подводящими линиями передачи $K = Q_0 / Q_{\text{вн}}$ и обобщенные коэффициенты взаимной связи резонаторов друг с другом $K_c = K_{\text{св}} \cdot K_0$, где $Q_{\text{вн}}$ — внешняя добротность резонаторов, $K_{\text{св}}$ — коэффициент взаимной связи резонаторов, используемый в традиционных методах [2] расчета фильтров. Переход от коэффициентов связи к параметрам конкретной конструкции полосового фильтра может быть осуществлен по экспериментальным зависимостям или с использованием соответствующих результатов [7, 8] и ряда других работ.

Ниже будем рассматривать полосовые фильтры с числом резонаторов от 1 до 4. Соответствующие исходные выражения для коэффициентов передачи и отражения этих фильтров приведены в [3, 9]. Связь резонаторов с линиями передачи и между собой считаем взаимной; полагаем также, что подводящие линии передачи СВЧ имеют одинаковые волновые сопротивления. Связью между несоседними резонаторами пренебрегаем. Характеристики фильтров на связанных ДР могут быть различными по форме в зависимости от соотношения между коэффициентами связи [9]. В данной работе, будем рассматривать только фильтры, которые согласованы по входу на центральной частоте канала ($K_{\text{св}U} = 1$) при минимально возможных потерях в полосе пропускания. Не следует, однако, под минимальными обязательно понимать ма-

лые потери, так как минимально возможные потери ПФ в системах с ЧРК не всегда оправданы. Как отмечается в работе [1], большие (около 10 дБ) потери в каждом из каналов позволяют добиваться хорошей развязки между каналами без использования дополнительных сложных конструктивных решений.

3. РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

При нахождении расчетных соотношений, позволяющих определять параметры фильтров для систем с ЧРК, воспользуемся аналогично [3–5] представлением параметров фильтров через обобщенные коэффициенты связи. В случае одно-резонаторного ПФ коэффициенты прохождения T и отражения Γ соответственно равны:

$$T = -\frac{2\sqrt{K_1 K_2}}{1 + K_1 + K_2 + j\xi}, \quad (2)$$

$$\Gamma = -\frac{1 - K_1 + K_2 + j\xi}{1 + K_1 + K_2 + j\xi}, \quad (3)$$

где K_1 — коэффициент связи ДР с подводящей линией передачи со стороны входа фильтра, K_2 — коэффициент связи ДР с подводящей линией передачи со стороны выхода фильтра. Для того чтобы при $\xi = 0$ коэффициент отражения был равен нулю, необходимо выполнение условия:

$$K_1 = K_2 + 1. \quad (4)$$

Выражение (2) при условии (4) преобразуется к виду:

$$T = -\frac{2\sqrt{K_2(K_2 + 1)}}{2(K_2 + 1) + j\xi}. \quad (5)$$

Отсюда могут быть найдены потери (в децибелах) на центральной частоте ($\xi = 0$) полосы пропускания фильтра:

$$L_0 = 10 \lg |T|^{-2} (\xi = 0) = 10 \lg \left(\frac{K_2 + 1}{K_2} \right). \quad (6)$$

Зависимость (6) изображена на рис. 2 (кривая $n = 1$), при этом под K подразумевается величина K_2 . Относительную по- лосу пропускания ξ_p по уровню ΔL_p находим из решения уравнения:

$$L - L_0 = \Delta L_0, \quad (7)$$

где

$$L = 20 \lg [1 / |T|]. \quad (8)$$

Из (7) с учетом (5), (6) получаем

$$\xi_p = 2(K_2 + 1)A, \quad (9)$$

где

$$A = \sqrt{10^{\Delta L_p / 10}} - 1. \quad (10)$$

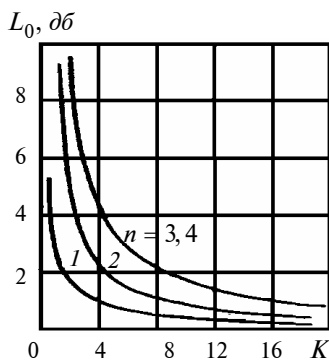


Рис. 2. Зависимость потерь согласо-
ванных фильтров L_0 от коэффициен-
та связи K .

На рис. 3 представлена за-
висимость ξ_p от значений ΔL_p
при K_2 в качестве параметра.
Пользуясь этой зависимостью
и рис. 2, нетрудно рассчиты-
вать искомую взаимосвязь па-
раметров ΔL_p , L_0 , Δf_p , Q_0 , K_2 .

Как правило, требуемые
соотношения между парамет-
рами фильтров при реальных
значениях Q_0 резонаторов реа-
лизуются в случае многорезо-
наторных полосовых фильтров.

Поэтому рассмотрим возможность нахождения аналогичных
рис. 3 зависимостей между параметрами применительно к
фильтрам с 2, 3 и 4 резонаторами.

В случае двухрезонаторного фильтра [9], в котором согла-
сование на центральной частоте достигается при выполнении
условия:

$$K_c^2 = K^2 - 1. \quad (11)$$

Соотношение для коэффициента прохождения при этом условии приводится к виду:

$$T = \frac{2K\sqrt{K^2 - 1}}{(1 + K + j\xi)^2 + K^2 - 1}. \quad (12)$$

Используя выражение (12), находим на центральной частоте полосы пропускания фильтра

$$L_0 = 10 \lg \left(\frac{K + 1}{K - 1} \right). \quad (13)$$

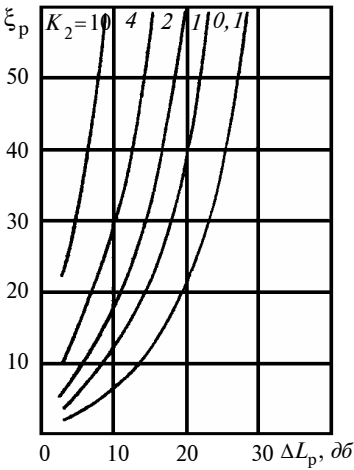


Рис. 3. Зависимость относительной полосы пропускания ξ_p от уровня развязки между каналами ΔL_p для однорезонаторного фильтра.

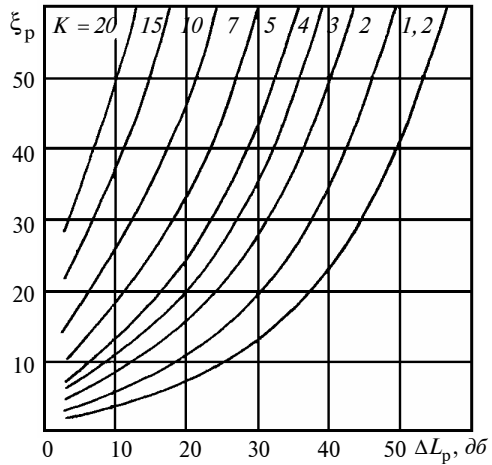


Рис. 4. Зависимость относительной полосы пропускания ξ_p от уровня развязки между каналами ΔL_p для двухрезонаторного фильтра.

Зависимость L_0 от K представлена кривой $n = 2$ на рис. 2. Решая уравнение (7) для коэффициента передачи, заданного соотношением (12), получим следующую зависимость искомой относительной расстройки от ΔL_p :

$$\xi_p = \sqrt{2(K + 1)(\sqrt{1 + K^2 A^2} - 1)}, \quad (14)$$

где параметр A , как и раньше, определяется соотношением (10). Для того чтобы выразить коэффициент связи K в виде функции ξ_p и ΔL_p , необходимо в общем случае решить уравнение четвертой степени относительно K . Так как обычно $K^2 \cdot A^2 \gg 1$, то можно записать:

$$K = [\sqrt{(A+1)^2 2\xi_p^2 A - A + 1}] / 2A. \quad (15)$$

Пользуясь этой формулой, можно рассчитать взаимосвязь между параметрами ξ_p , K , ΔL_p . В отличие от однорезонаторного фильтра (9) эта взаимосвязь представляется в виде семейства зависимостей ξ_p от ΔL_p при значениях K в качестве параметра (рис. 4). Пользуясь зависимостями, представленными на рис. 2 и 4, нетрудно рассчитать искомую взаимосвязь между параметрами двухрезонаторного ПФ для систем с ЧРК. Напомним, что согласованный по входу двухрезонаторный фильтр имеет один экстремум затухания в полосе пропускания, соответствующий центральной частоте фильтра.

В случае трехрезонаторного фильтра условие равенства нулю коэффициента отражения на центральной частоте имеет вид [9]:

$$2K_c^2 = K^2 - 1. \quad (16)$$

Соотношение для его коэффициента прохождения при этом условии приводится к виду:

$$T = - \frac{K(K^2 - 1)}{(1 + K + j\xi)[(1 + K + j\xi)(1 + j\xi) + K^2 - 1]}. \quad (16)$$

Известно [6, 9], что минимальные потери в полосе пропускания трехрезонаторного фильтра всегда достигаются на центральной частоте. Из (17) следует, что при $\xi = 0$ потери равны

$$L_0 = 20 \lg \left(\frac{K+1}{K-1} \right). \quad (18)$$

Сравнивая (18) с (13), видим, что минимальные потери трехрезонаторного согласованного фильтра равны удвоен-

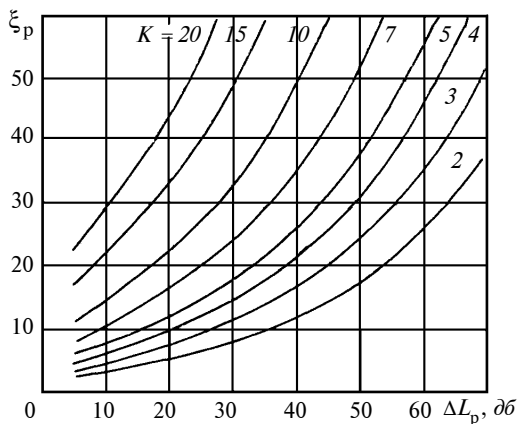


Рис. 5. Зависимость относительной полосы пропускания ξ_p от уровня развязки между каналами для трехрезонаторного фильтра ΔL_p

ным минимальным потерям двухрезонаторного согласованного фильтра при тех же значениях коэффициента связи K . Зависимости ξ_p от ΔL_p для трехрезонаторного фильтра, полученные из рассмотрения уравнения (7) для коэффициента передачи в виде (17), приведены на рис. 5. Зависимость (18) представлена кривой $n = 3$ на рис. 2.

В случае четырехрезонаторного фильтра, согласованного по входу, соотношение для коэф-

фициента прохождения имеет вид [5, 9]:

$$T = -\frac{2K^2(K^2 - 1)}{[(1 + K + j\xi)(1 + j\xi) + K^2 - 1]^2 + K^2(1 + K + j\xi)^2}. \quad (19)$$

Такой фильтр имеет минимальные потери на центральной частоте полосы пропускания, которые равны

$$L_0 = 20 \lg \left(\frac{K + 1}{K - 1} \right). \quad (20)$$

Таким образом, уровень минимальных потерь согласованного четырехрезонаторного фильтра такой же, как у согласованного трехрезонаторного фильтра при одинаковых значениях коэффициента связи K . Решая уравнение (7) для коэффициента передачи согласованного четырехрезонаторного фильтра с учетом (19) и (20), находим зависимости ξ_p от ΔL_p , приведенные на рис. 6. Представленные на рис. 2–6 кривые позволяют провести инженерный расчет фильтров для систем с ЧРК.

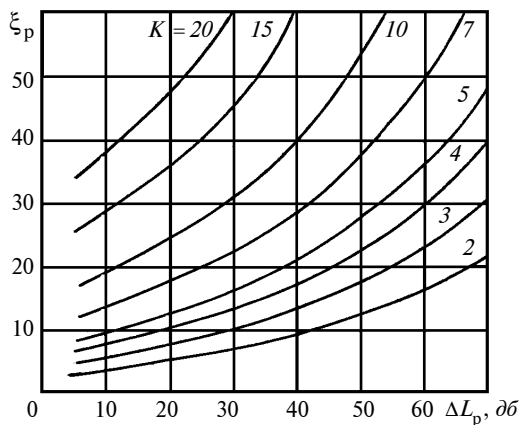


Рис. 6. Зависимость относительной полосы пропускания ξ_p от уровня развязки между каналами для четырехрезонаторного фильтра ΔL_p .

4. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРОВ

Важнейшими параметрами полосовых фильтров в системе с частотным разделением каналов являются уровень затухания ΔL_p и расстройка Δf_p . Эти параметры определяют необходимое число резонаторов и их собственную добротность. Поскольку на практике обычно применяются диэлектрические резонаторы с $Q_0 = 1000 \div 4000$, причем, как правило, у разработчиков имеются резонаторы с одним или несколькими дискретными значениями Q_0 , то добротность резонаторов должна являться заданной величиной. Проиллюстрируем сказанное на конкретном примере.

Пусть необходимо рассчитать полосовой согласованный фильтр, удовлетворяющий следующим требованиям: центральная частота $f_0 = 3$ ГГц, развязка $\Delta L_p = 40$ дБ при расстройке на $\Delta f_p = 15$ МГц, собственная добротность резонаторов $Q_0 = 2500$. Используя формулу (1), находим $\xi_p = 25$. Из формулы (9) следует, что

$$K_2 = (\xi_p / 2A) - 1.$$

Поскольку в данном примере для $\Delta L_p = 40$ дБ в соответствии с (10) $A = 100$, то получается, что $K_2 < 0$. Это означает,

что однорезонаторный фильтр с заданными параметрами не может быть реализован при $Q_0 = 2\,500$. Этот же вывод следует из рис. 3, так как точка пересечения прямых $\xi_p = 25$ и $\Delta L_p = 40$ дБ лежит правее кривой $K_2 \rightarrow 0$, соответствующей бесконечным потерям фильтра (кривая $K_2 \rightarrow 0$ практически совпадает с кривой $K_2 = 0,1$).

Пользуясь формулой (15) или рис. 4, находим, что требуемое значение K для двухрезонаторного фильтра равно 1,34; при этом минимальные потери фильтра $L_0 = 8,3$ дБ. По рис. 5 для $\xi_p = 25$ и $\Delta L_p = 40$ дБ находим для трехрезонаторного фильтра $K = 4,8$, определяем затем минимальные потери $L_0 = 3,7$ дБ. Используя рис. 6, аналогичным образом определяем для четырехрезонаторного фильтра $K = 6$ и $L_0 = 2,9$ дБ.

Таким образом, полосовой фильтр с параметрами, указанными выше, может быть двух-, трех- и четырехрезонаторным. Дополнительными соображениями по выбору числа резонаторов могут служить требования к уровню минимальных потерь, а также конструктивно достижимая развязка между входом и выходом полосового фильтра на частотах, далеких от резонанса.

При расчете полосовых фильтров с параметрами, указанными в примере, можно задаться уровнем минимальных потерь L_0 и определять требуемую добротность резонаторов Q_0 при различном их числе в фильтре. Пусть $L_0 = 3$ дБ. Следовательно, для однорезонаторного фильтра $K_2 = 1$. По рис. 3 для ряда значений ΔL_p находим на кривой $K_2 = 1$ соответствующие ξ_p , а затем по формуле (1) определяем требуемую собственную добротность резонаторов. Для однорезонаторного фильтра ($n = 3$) зависимость Q_0 от ΔL_p приведена на рис. 7.

Аналогичным образом построены приведенные на этом же рисунке зависимости для двух-, трех- и четырехрезонаторных фильтров.

Пользуясь рис. 7, можно определить требуемое число резонаторов полосового фильтра при заданных ΔL_p и Q_0 . Из

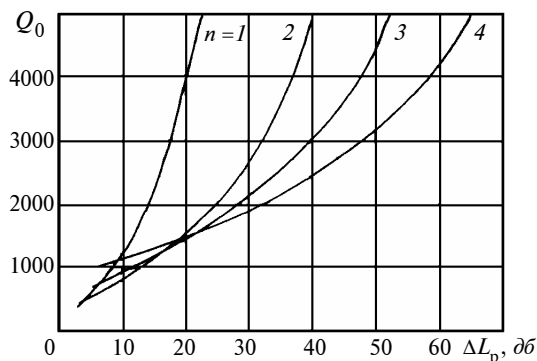


Рис. 7. Зависимость требуемой величины собственной добротности ДР Q_0 от уровня развязки между каналами ΔL_p ; $2\Delta f_p/f_0 = 0,01$; $L_0 = 3$ дБ

рис. 7 видно, что обеспечение развязки $\Delta L_p \approx 20$ дБ одинаковым образом реализуемо у фильтров с двумя, тремя и четырьмя резонаторами. Практически в этом случае целесообразно использовать двухрезонаторные фильтры. Отметим, что если выбранные диэлектрические резонаторы имеют собственную добротность выше требуемой, то

полосовой фильтр при заданных потерях будет обладать лучшей развязкой, либо при заданной развязке будет иметь меньшие потери в полосе пропускания.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренная в работе методика расчета полосовых фильтров позволяет определять требуемые параметры фильтров по заданному уровню затухания между каналами, потерям в полосе пропускания и собственной добротности резонаторов. Существенным является то, что предложенная методика позволяет проектировать ПФ с учетом реальных значений собственной добротности ДР; при этом достаточно строго может быть определено минимально возможное число резонаторов, необходимых для построения полосового фильтра. Отметим, что при незначительном числе каналов можно полагать при расчете коэффициентов связи и собственной добротности центральные частоты всех полосовых фильтров одинаковыми, а реально требуемое отличие центральных частот учитывать только при выборе размеров ДР для каждого из каналов и при настройке ПФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Stiglitz Martin R. Dielectric Resonators: Past, Present and Future. — Microwave Journal, July 1981, pp. 19–20, 22, 26, 28, 30, 32, 34, 36.
2. Справочник по элементам полосковой техники / Под ред. А. Л. Фельдштейна. — М.: Связь, 1979. — 336 с.
3. Ильченко М. Е., Кудин Е. В. Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ. — Киев: Изд-во Киев. ун-та, 1973. — 173 с.
4. Ильченко М. Е., Мелков Г. А., Мирских Г. А. Твердотельные СВЧ фильтры. — Киев: Техніка, 1977. — 120 с.
5. Ильченко М. Е., Живков А. П. Проектирование четырехрезонаторных полоснопропускающих фильтров на диэлектрических резонаторах. — В кн.: Проектирование и применение радиоэлектронных устройств на диэлектрических волноводах и резонаторах. — Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1983, с. 51–52.
6. Ильченко М. Е., Живков А. П. Проектирование трехрезонаторных полоснопропускающих твердотельных фильтров СВЧ. — Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1983, вып. 9, с. 18–21.
7. Petterson L. On the theory of coupling between finite dielectric resonators. — IEEE Trans. MTT, 1976, vol. MTT-24, No 9, pp. 615–619.
8. Cohn S. B. Microwave bandpass filters containing high Q dielectric resonators. — IEEE Trans. MTT, 1968, vol. MTT-16, No 4, pp. 210–217.
9. Ильченко М. Е. Характеристики твердотельных многорезонаторных полосовых фильтров. — Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1984, вып. 4, с. 20–26.

Статья поступила 20 декабря 1983 г.

М.Е. Ильченко, А.П. Живков, Н.И. Коваленко

УЛУЧШЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОРЕЗОНАТОРНЫХ ГИРОМАГНИТНЫХ ФИЛЬТРОВ С ВИТКОВЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ СВЯЗИ

Рассмотрено влияние витковых элементов, связывающих гиромагнитные резонаторы между собой и с подводящими цепями СВЧ, на потери фильтров из-за расстройки резонансных частот различных каскадов относительно частоты гиромагнитного резонанса. Получены формулы, позволяющие оценить диапазон рабочих частот фильтра и выработать требования к элементам конструкции. Описан простой способ, позволяющий с помощью дополнительного локального подмагничивания уменьшить потери фильтра в диапазоне перестройки.

1. ВВЕДЕНИЕ

Известно, что в фильтрах на основе гиромагнитных резонаторов (ГР), связанных с входными линиями передачи и между собой с помощью витковых элементов связи (ВЭС), средняя частота полосы пропускания отличается от частоты ферромагнитного резонанса. Это обусловлено влиянием реактивностей ВЭС на ГР. В двухрезонаторных фильтрах симметричной конструкции [1] влияние ВЭС на каждый из каскадов одинаково, поэтому оба каскада будут иметь во всем рабочем диапазоне одинаковые частоты. Амплитудно-частотные характеристики коэффициентов передачи и отражения фильтра в этом случае симметричны относительно центра полосы пропускания при перестройке. В фильтрах с числом резонаторов три и более влияние ВЭС на средние и крайние каскады различно во всем диапазоне перестройки. Это приводит, как показано в [2], к искажениям характеристик на частотах, лежащих достаточно далеко от частоты $f_{\text{наст}}$, на которой производилась настройка фильтра.

2. ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНОЙ РАССТРОЙКИ КАСКАДОВ В ТРЕХЗВЕННОМ ФИЛЬТРЕ

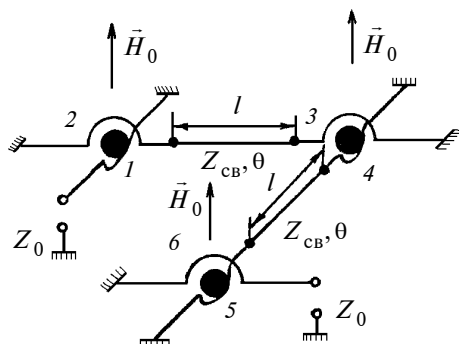


Рис. 1. Схема трехрезонаторного фильтра:
1–6 – номера витков связи

Рассмотрим трехрезонаторный фильтр (рис. 1) с различными витками связи 1–6, отрезками линий связи между каскадами длиной l и волновым сопротивлением $Z_{св}$ (Θ – электрическая длина отрезков линий связи). Коэффициент передачи такого фильтра получен нами в виде:

$$S_{21} = \frac{-j2\sqrt{K_{\text{э}01}K_{\text{э}06}}K_{\text{I св}}K_{\text{II св}}e^{j(\arctg X_1 + \arctg X_6)}}{(1 + K_{\text{э}01} + j\xi_1)(1 + K_{\text{э}06} + j\xi_6)(1 + j\xi_2) + (1 + K_{\text{э}01} + j\xi_1)K_{\text{II св}}^2 + (1 + K_{\text{э}06} + j\xi_6) - K_{\text{I св}}^2}, \quad (1)$$

где

$$K_{\text{э}01} = \frac{K_i}{1 + X_i^2}, \quad i = 1, 6; \quad K_{\text{I св}} = \frac{\sqrt{K_2 K_3 n}}{G \sin \Theta}; \quad K_{\text{II св}} = \frac{\sqrt{K_4 K_5 n}}{F \sin \Theta};$$

$$G = n^2 / \sin^2 \Theta - (X_2 - n \operatorname{ctg} \Theta)(X_3 - n \operatorname{ctg} \Theta);$$

$$n = Z_{св} / Z_0; \quad F = n^2 / \sin^2 \Theta - (X_4 - n \operatorname{ctg} \Theta)(X_5 - n \operatorname{ctg} \Theta); \quad (2)$$

$$\xi_1 = \xi - K_{\text{э}01}X_1 - K_2(n \operatorname{ctg} \Theta - X_3)/G;$$

$$\xi_6 = \xi - K_{\text{э}06}X_6 - K_5(n \operatorname{ctg} \Theta - X_4)/F; \quad (3)$$

$$\xi_2 = \xi - K_3(n \operatorname{ctg} \Theta - X_2)/G - K_4(n \operatorname{ctg} \Theta - X_5)/F;$$

ξ – обобщенная расстройка частоты ГР. Остальные обозначения аналогичны принятым в [3].

В узком диапазоне частот (порядка нескольких полос пропускания фильтра) величины $K_{\text{э}0j}$ и $K_{j\text{св}}$ практически постоянны. Таким образом, в околорезонансной области зави-

симось коэффициента передачи фильтра от частоты обусловлена практически лишь влиянием обобщенных расстроек ξ_1 , ξ_2 и ξ_6 . Анализ коэффициента передачи в зависимости от ξ показывает, что характеристика симметрична относительно центральной частоты полосы пропускания только при $\xi_1 = \xi_2 = \xi_6$. При этом потери в полосе пропускания минимальны. Если конструкция фильтра симметрична, то $\xi_1 = \xi_6$ практически во всем диапазоне перестройки с точностью, определяемой конструктивными и технологическими допусками. Поэтому основное влияние на искажение характеристик фильтра оказывает расстройка между средним и крайними каскадами $\Delta\xi = \xi_1 - \xi_2$.

Исследуем поведение величины $\Delta\xi$ в диапазоне частот, полагая все витки фильтра одинаковыми (это возможно при связи с помощью полувитков, применяемых обычно в широкодиапазонных фильтрах). Из сделанного предположения следует равенство нормированных реактивных сопротивлений витков $X_i = X, i = 1, 6$, а также $K_{\text{э}01} = K_{\text{э}06} = K_{\text{э}0}$ и $K_{\text{лсв}} = K_{\text{лсв}} = K_{\text{св}}$. В этом случае

$$\Delta\xi = K \left[\frac{X}{1 + X^2} - \frac{n \cos \Theta - X \sin \Theta}{(n^2 - X^2) \sin \Theta + 2nX \cos \Theta} \right]. \quad (4)$$

Рассматривая характер зависимости величин, входящих в (4), от текущей частоты f , получим:

$$X = 2\pi Lf / Z_0 = L_n f, \quad L_n = 2\pi L / Z_0; \quad (5)$$

$$\Theta = \beta l = 2\pi l f / c = l_n f, \quad l_n = 2\pi l / c, \quad (6)$$

где c — скорость света в вакууме.

Зависимость K от частоты может быть представлена в виде

$$K = A(1 - N_z f_m / f) \quad (7)$$

где $f_m = \mu_0 \gamma M_0 / 2\pi$; M_0 — намагниченность насыщения феррита; N_z — размагничивающий фактор, равный для ГР сферической формы $1/3$; A — постоянная, не зависящая от f часть параметра связи K .

Определим, анализируя (4), некоторые характерные точки кривой $\Delta\xi(f)$. Выражение (4) обращается в ноль, если

$$f_{01} = f_m/3 \quad (8)$$

а также при

$$X \sin \Theta(n^2 + 1) - n \cos \Theta(1 - X^2) = 0. \quad (9)$$

Обычно длина отрезков связи выбирается минимально возможной (реально $l \leq 2 \div 3$ мм). Поэтому мы можем воспользоваться малостью Θ при f до 10 ГГц и разложить тригонометрические функции в ряд по степеням Θ , пренебрегая членами второго и высших порядков малости. Решая (9) с учетом (5)–(7), получаем:

$$f_{02} = \sqrt{\frac{n}{L_H[(n^2 + 1)l_H + nL_H]}}. \quad (10)$$

Анализируя (10) для обычных величин n , l_H и L_H , убеждаемся в справедливости сделанного выше предположения о том, что $f_{02} < 10$ ГГц.

Аналогично может быть получено выражение для частоты f_∞ , при приближении к которой величина $\Delta\xi$ резко возрастает:

$$f_\infty = \sqrt{\frac{n(l_H n + 2L_H)}{L_H l_H (L_H + n l_H)}}. \quad (11)$$

Экстремум $\Delta\xi$ наблюдается на частоте порядка f_m или ниже. Нахождение соответствующей ему частоты f_9 путем анализа условия $d(\Delta\xi)/df$ при $\Theta \neq 0$ приводит к необходимости решения трансцендентного уравнения или алгебраического уравнения степени выше второй. Однако полагая $\Theta = 0$, при $f \leq f_m$ получим в первом приближении

$$f_9 = 2f_m/3. \quad (12)$$

На рис. 2 изображены частотные зависимости $\Delta\xi$, полученные при различных значениях n , l и L по формуле (4) ($\Delta\xi$ нормирована к постоянной величине A параметра связи K).

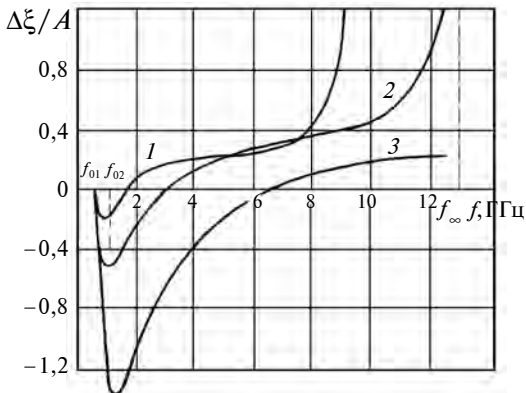


Рис. 2. Зависимость относительной расстройки $\Delta\xi/A$ между каскадами от текущей частоты f при различных параметрах витковых элементов связи и $n = 2$:

кривая 1 – $L = 4$ нГн, $l = 4$ мм; кривая 2 – $L = 2$ нГн, $l = 4$ мм; кривая 3 – $L = 1$ нГн, $l = 1$ мм

Сравнение характерных точек приведенных кривых со значениями, рассчитанными по формулам (8), (10)–(12), показывает, что полученные выше выражения с достаточной для инженерных расчетов точностью описывают поведение при перестройке. Следовательно, задаваясь на этапе проектирования фильтра ориентировочными значениями частот f_{01} , f_{02} , f_{∞} и f_{∞} ,

можно, используя (8)–(12), выбирать величины n , l и L таким образом, чтобы в диапазоне перестройки, обеспечить приемлемые величины $\Delta\xi$, при которых искажения характеристики не будут превышать допустимый уровень.

3. ГИРОМАГНИТНЫЕ ФИЛЬТРЫ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ЛОКАЛЬНЫМ ПОДМАГНИЧИВАНИЕМ РЕЗОНАТОРОВ

Рассмотрим метод компенсации расстройки $\Delta\xi$ в диапазоне частот, реализуемый при перестройке фильтра. Как было показано выше, искажение характеристики на частотах, далеких от $f_{\text{наст}}$, вызвано взаимной расстройкой среднего и крайних каскадов фильтра. Введение дополнительных подмагничивающих катушек, расположенных над ГР, позволяет при необходимости изменять резонансные частоты отдельных резонаторов. Следовательно, управляя резонансной частотой среднего или крайних ГР, можно добиться компенсации взаимной расстройки $\Delta\xi$. Для фильтров симметричной конструкции справедливо следующее положение: если фильтр трехкаскадный, то достаточно одной дополнительной подмагничивающей катушки, расположенной над средним ГР. При

бóльшем числе ГР в фильтре можно использовать две соединенные последовательно и управляемые от одного общего источника тока катушки, расположенные над крайними ГР. Действительно, при правильном проектировании и настройке фильтров с четырьмя и более ГР можно избежать взаимной расстройки между средними каскадами. Поэтому искажение характеристик будет определяться, как и для трехрезонаторного фильтра, взаимной расстройкой крайних и средних каскадов.

Принципиальная схема трехзвенного фильтра, в котором использовано дополнительное подмагничивание среднего ГР, изображена на рис. 3.

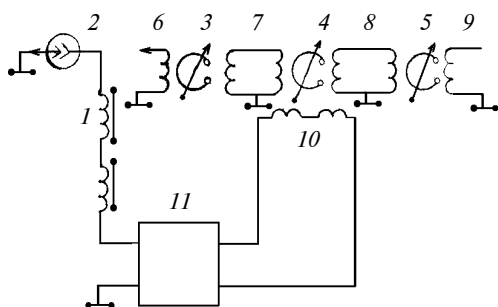


Рис. 3. Схема трехрезонаторного фильтра с дополнительным локальным подмагничиванием среднего резонатора:

1 — электромагнит, задающий частоту всех трех ГР, 2 — источник управляющего тока, 3, 4, 5 — гиромагнитные резонаторы, 6, 7, 8, 9 — витковые элементы связи, 10 — дополнительная подмагничивающая катушка, 11 — блок питания дополнительной подмагничивающей катушки.

при перестройке, а также добиться симметричности характеристик фильтра относительно центральной частоты полосы пропускания. В том случае, если по техническому заданию на фильтр диапазон его работы определяется допустимым перепадом минимальных потерь $\alpha_0 = 2 \div 4$ дБ, дополнительное подмагничивание позволяет расширить область рабочих частот более чем вдвое.

Компенсация взаимной расстройки $\Delta\xi$ происходит при протекании в цепи дополнительного подмагничивания тока

На рис. 4 показана зависимость минимальных потерь исследуемого фильтра

$$\alpha_0 = 20 \lg(1 / |S_{21\max}|) \quad (13)$$

от текущей частоты f без дополнительного подмагничивания и с дополнительным подмагничиванием. Введение дополнительного подмагничивания позволило уменьшить потери на краях диапазона на 3–4 дБ и значительно улучшить равномерность потерь

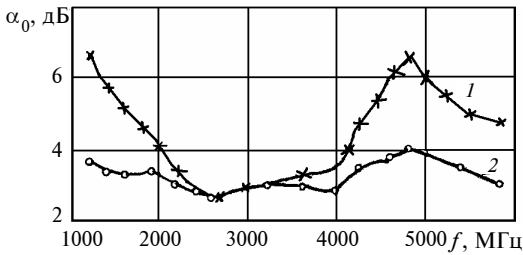


Рис. 4. Зависимость потерь фильтра α_0 от текущей частоты f без дополнительного подмагничивания (кривая 1) и с дополнительным подмагничиванием (кривая 2).

рис. 5) происходит заметное улучшение характеристик фильтра. При изменении величины подмагничивающего тока от $I_{\text{доп1}}$ до $I_{\text{доп3}}$ (кривая 3) вид характеристики и минимальные потери изменяются незначительно, т.е. даже при неполной компенсации $\Delta\xi$ характеристика фильтра близка к оптимальной. При дальнейшем увеличении подмагничивающего тока ($I_{\text{доп}} > I_{\text{доп3}}$) характеристики вновь значительно искажаются. Кривые 1 и 3 (рис. 5) соответствуют уровню $\alpha_0 + 0,2$ дБ, где α_0 — минимальные потери фильтра, достигаемые при протекании тока $I_{\text{доп2}}$ ($I_{\text{доп1}} < I_{\text{доп2}} < I_{\text{доп3}}$).

Из изложенного выше следует, что при фиксированной центральной частоте полосы пропускания любое значение тока $I_{\text{доп}}$, лежащее в области между кривыми 1 и 3 (рис. 5), будет обеспечивать близкие к оптимальным характеристики фильтра. Наибольший практический интерес представляет возможность изменения тока $I_{\text{доп}}$ в указанной области в зависимости от текущей частоты по линейному закону (прямая 2 на рис. 5). Кривая 2 на рис. 4 получена при изменении тока $I_{\text{доп}}$ соответственно зависимости 2 на рис. 5.

Из рис. 4 и 5 очевидно, что частота $f_{\text{наст}}$, на которой настраивался фильтр, лежит в пределах 2,5–3 ГГц ($f_{\text{наст}} = 2,8$ ГГц). Если же настраивать фильтр на другой частоте, то зависимость 2 на рис. 5 сместится параллельно самой себе таким образом, что $I_{\text{доп2}}$ станет равным нулю на новой частоте настройки. При этом изменятся величины $I_{\text{доп.н}}$ и $I_{\text{доп.в}}$ (рис. 5),

$I_{\text{доп}}$. Очевидно, что для полной компенсации $\Delta\xi$ в диапазоне перестройки зависимость $I_{\text{доп}}$ от f должна быть аналогична зависимости $\Delta\xi$ от f , т.е. иметь нелинейный характер. Проведенные измерения показали что при изменении $I_{\text{доп}}$ от нуля до некоторой величины $I_{\text{доп1}}$ (кривая 1 на

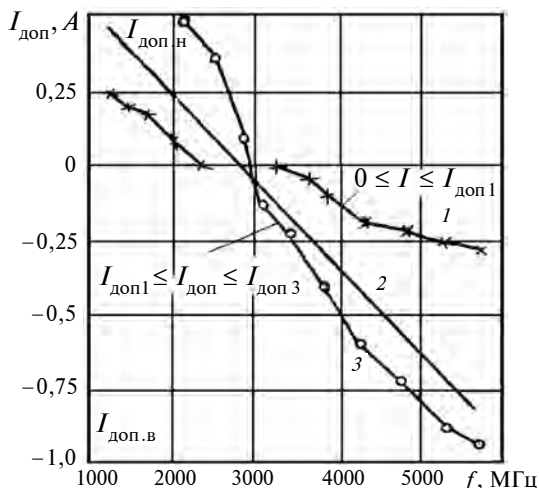


Рис. 5. Зависимость тока в цепи дополнительного (кривая 2) и нелинейного (кривые 1, 3) подмагничивания $I_{\text{доп}}$ от текущей частоты f .

$I_{\text{доп.н}}$, $I_{\text{доп.в}}$ — токи подмагничивания, соответствующие нижним и верхним частотам фильтра.

ренном макете катушка выполнена в виде четырехвитковой спирали).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ причин, вызывающих искажение характеристик гиромангнитных фильтров в ВЭС при перестройке их в широком диапазоне частот, привел к выводу о возможности использования дополнительного локального подмагничивания отдельных резонаторов для компенсации указанного искажения. Проведенное исследование показало, что при линейной зависимости тока $I_{\text{доп}}$ от текущей частоты могут быть получены характеристики, близкие к оптимальным. Такое решение, реализуемое простыми конструктивными средствами, позволяет значительно уменьшить неравномерность минимальных потерь фильтра при перестройке и тем самым увеличить диапазон его рабочих частот.

соответствующие краям рабочего диапазона частот. Частоту, на которой настраивается фильтр, можно подобрать таким образом, чтобы $|I_{\text{доп.н}}| = |I_{\text{доп.в}}|$, и затем использовать для питания дополнительной подмагничивающей цепи однополярный источник тока, переключая полярность при приближении к частоте настройки. Величина $\Delta I = |I_{\text{доп.н}}| + |I_{\text{доп.в}}|$ может быть уменьшена при увеличении числа витков катушки подмагничивания (в рассмотренном макете катушка выполнена в виде четырехвитковой спирали).

ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедь Б. М., Лаврович В. А., Хохлышев И. О. Расчет характеристик широкодиапазонных полосно-пропускающих фильтров на гиromaгнитных резонаторах. — Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1981, вып. 9(333), с. 11–16.

2. Обзоры по электронной технике: Ферритовые фильтры и их применение в приборах с магнитной перестройкой частоты / Б. М. Лебедь, В. А. Лаврович, И. О. Хохлышев. — М.; 1982. — Вып. 10(914). Сер. Электроника СВЧ.

3. Ильченко М. Е., Мелков Г. А., Мирских Г. А. Твердотельные СВЧ-фильтры. Киев: Техника, 1977. — 120 с.

Статья поступила 19 января 1984 г.

М.Е. Ильченко, А.П. Живков, Н.И. Коваленко

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ФЕРРИТОВЫХ ФИЛЬТРОВ, УПРАВЛЯЕМЫХ ВАРИКАПАМИ

Рассмотрено влияние витковых элементов, связывающих гироманнитные резонаторы между собой и с подводящими цепями СВЧ, на потери фильтров из-за расстройки резонансных частот различных каскадов относительно частоты гироманнитного резонанса. Получены формулы, позволяющие оценить диапазон рабочих частот фильтра и выработать требования к элементам конструкции. Описан простой способ, позволяющий с помощью дополнительного локального подмагничивания уменьшить потери фильтра в диапазоне перестройки.

1. ВВЕДЕНИЕ

Ферритовые фильтры с магнитной перестройкой, в которых связь с гироманнитным резонатором (ГР) осуществляется с помощью витковых элементов связи (ВЭС), находят широкое применение в различной аппаратуре СВЧ. Однако такие параметры фильтров, как минимальные вносимые потери, ширина полосы пропускания и коэффициент отражения по входу (выходу), а также характер их изменения при перестройке в широком диапазоне частот, не всегда приемлемы. Поэтому создаются фильтры, в которых в качестве дополнительных управляющих элементов используются варикапы [1–5]. Применение варикапов позволяет существенно расширить функциональные возможности ферритовых фильтров и в ряде случаев улучшить их важнейшие характеристики.

В имеющейся литературе недостаточно освещены вопросы достижения предельных значений параметров фильтров на ГР, управляемых при помощи варикапов, не проведено сравнение характеристик таких фильтров с характеристиками обычных фильтров без диодов. Все это сдерживает применение ферритовых фильтров с варикапами, ставшее возможным

и целесообразным в настоящее время благодаря созданию высокодобротных диодов с большим коэффициентом перекрытия по емкости, а также в связи с широким использованием программного управления блоками и узлами современной СВЧ-аппаратуры.

В настоящей работе проведен анализ ферритовых фильтров с варикапами на основе единого подхода с использованием матриц рассеяния и оценены их предельные характеристики с учетом реальных параметров СВЧ-диодов.

2. ОДНОРЕЗОНАТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ С ВАРИКАПАМИ

Рассмотрим фильтры, изображенные на рис. 1, а, б, в, обозначив их как $\Phi 1$, $\Phi 2$, $\Phi 3$ соответственно.

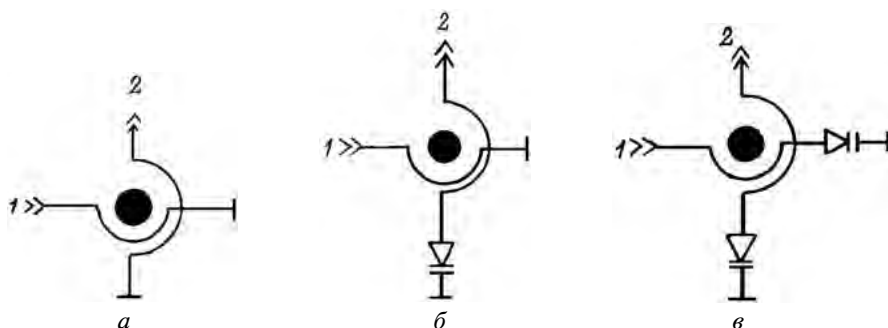


Рис. 1. Схемы ферритовых однокаскадных фильтров $\Phi 1$ (а), $\Phi 2$ (б), $\Phi 3$ (в) с ортогональными витковыми элементами связи

Выражения для параметров рассеяния (S -параметры) этих фильтров получены нами в виде

$$S_{mn} = (m - n)^2 - 1 + \frac{j^{(m-n)} 2\sqrt{K_{\text{э}0n} K_{\text{э}0m}} e^{-j(\arctg X_m + \arctg X_n)}}{1 + K_{\text{э}01} + K_{\text{э}02} + j(\xi - \xi_p)}, \quad (1)$$

где $m = 1; 2$; $n = 1; 2$ – номера входов и выходов фильтра;

$$K_{\text{э}0i} = \frac{\hat{K}_i}{1 + X_i^2}, \quad i = 1; 2; \quad (2)$$

$$\xi_p = K_{\text{э}01} X_1 + K_{\text{э}02} X_2; \quad (3)$$

ξ — расстройка текущей частоты относительно резонансной частоты ГР; X_i — реактивное сопротивление ВЭС с варикапом или без него в зависимости от вида фильтра.

В дальнейшем везде, где это не оговорено, под X понимаем индуктивное сопротивление витка без варикапа.

В общем случае

$$X_i = \frac{\omega L_i}{Z_0} \left[1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right], \quad (4)$$

где L_i — индуктивность i -го ВЭС; $\omega_0 = 1/\sqrt{L_i C_{bi}}$ — резонансная частота LC -контура, образованного витком и варикапом; C_{bi} — емкость i -го варикапа; Z_0 — входное сопротивление подводящей линии передачи СВЧ; все остальные обозначения соответствуют принятым в [6].

Модули коэффициентов передачи и отражения по входу фильтров Ф1–Ф3 имеют вид:

$$L(\xi) = 10 \lg \left[\frac{(1 + K_{\text{э01}} + K_{\text{э02}})^2 + (\xi - \xi_p)^2}{4K_{\text{э01}}K_{\text{э02}}} \right], \quad (5)$$

$$\Gamma = \sqrt{\frac{(1 - K_{\text{э01}} + K_{\text{э02}})^2 + (\xi - \xi_p)^2}{(1 + K_{\text{э01}} + K_{\text{э02}})^2 + (\xi - \xi_p)^2}}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что выполнение условия

$$K_{\text{э01}} = K_{\text{э02}} + 1 \quad (7)$$

является необходимым для согласования фильтра по входу в широком диапазоне частот.

Однако, как следует из (2) и (4), величина $K_{\text{э}}$ является частотнозависимой, поэтому выполнение равенства (7) в широком диапазоне частот возможно лишь в том случае, когда хотя бы одна из величин $K_{\text{э01}}$ и $K_{\text{э02}}$ может регулироваться изменением ω_0 с помощью емкости $C_{\text{в}}$.

Применение варикапов позволяет в диапазоне частот $\omega_{0\text{н}} - \omega_{0\text{в}}$, где

$$\omega_{0\text{н}} = 1/\sqrt{LC_{\text{в max}}}, \quad (8)$$

$$\omega_{0в} = 1 / \sqrt{LC_{в\min}}, \quad (9)$$

обеспечить компенсацию индуктивного сопротивления витка связи емкостным сопротивлением варикапа ($X = 0$). Это приводит к заметному возрастанию $K_{э0}$ и, как следствие, — к уменьшению уровня минимальных потерь. Это утверждение иллюстрируется характеристиками, приведенными на рис. 2. Если в фильтре Ф1 $K_{э01} = K_{э02}$ и $K_{э0i}$ зависит от частоты так, как это показано кривой 1 рис. 2,а, то минимальные потери фильтра изменяются в диапазоне частот соответственно сплошной кривой 1 на рис. 2,б. Физически эти характеристики соответствуют обычному петлевому фильтру без варикапов. При изменении $K_{э01} = K_{э02}$ в фильтре Ф3 согласно кривой 2 рис. 2,а минимальные потери изменяются так, как показано сплошной кривой 2 на рис. 2,б. Физически эти характеристики соответствуют фильтру с варикапами, емкости которых могут изменяться в указанных пределах так, чтобы обеспечить на данной частоте максимум $K_{э0}$ минимум вносимых потерь. Сплошная кривая 3 на рис. 2,б показывает изменение $K_{э01} = K_{э02}$ в соответствии с кривой 3 рис. 2,а (при этом предполагается, что емкости варикапов в фильтре Ф3 могут изменяться в широких пределах, так чтобы частоты $\omega_{0н}$ и $\omega_{0в}$, определяемые по формулам (8) и (9), лежали за пределами рассматриваемой рабочего диапазона частот). На рис. 2,б пунктирными кривыми представлены аналогичные частотные за-

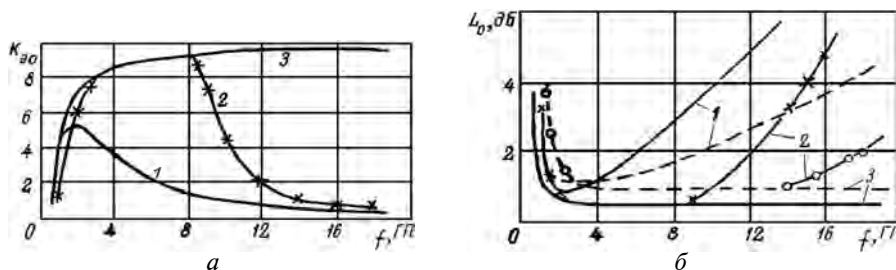


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициента связи $K_{э0}$ (а) и минимальных вносимых потерь L_0 (б) при $L = 2,4$ нГн (—) и 1 нГн (---), $C_b \rightarrow \infty$ (кривые 1), 0,16...1,6 пФ (кривые 2) и 0... ∞ (кривые 3). Пунктирные кривые получены при изменении $K_{э01}$ и $K_{э02}$ соответственно кривым 1–3 на рис. а

висимости минимальных вносимых потерь более широкодиапазонного фильтра, в котором входной и выходной витки одинаковы и к ним подключены одинаковы перестраиваемые варикапы*.

Кривые на рис. 3,а позволяют определить пределы изменения уровня минимальных вносимых потерь для фильтра ФЗ. Область между кривыми для $L = 2,4$ нГн соответствует диапазону изменения минимальных вносимых потерь для фильтра с параметрами, аналогичными приведенным на рис. 2,б, а область между кривыми для $L = 1$ нГн — фильтру с параметрами, аналогичными приведенным на рис. 2,б пунктирными кривыми.

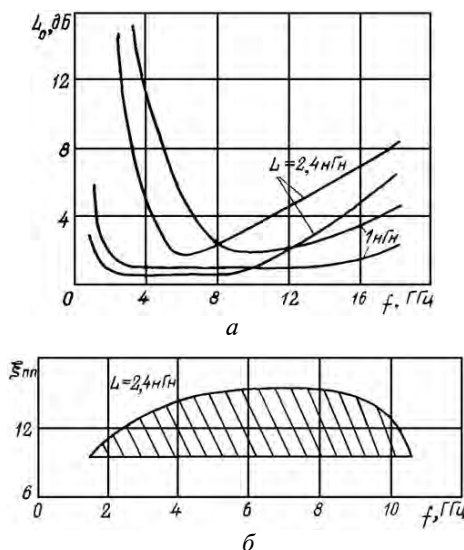


Рис. 3. Пределы изменения уровня минимальных вносимых потерь L_0 (а) и диапазон управления полосой пропускания при $L_0 = 1$ дБ (б) фильтра ФЗ, $C_b = 0,16 \dots 1,6$ пФ

Относительная полоса пропускания фильтров Ф1–Ф3

$$\xi_{пп} = \frac{2\Delta f_{пп}}{f_0} Q_0 = 1 + K_{\varepsilon 01} + K_{\varepsilon 02}, \quad (10)$$

где $2\Delta f_{пп}$ — ширина полосы пропускания фильтра по уровню 3 дБ, f_0 — центральная частота полосы пропускания, Q_0 — собственная добротность ГР.

Из (10) следует возможность управления полосой пропускания фильтра изменением величин $K_{\varepsilon 0i}$ с помощью варикапов. Так как в фильтре с двумя варикапами может осуществляться раздельное управление

* Если в подписи под рисунками указаны значения емкости $C_b = C_{\min} - C_{\max}$, это означает, что емкость варикапа на каждой частоте диапазона принимает одно из значений в указанных пределах, соответствующее оптимальной характеристике, требуемой от данного фильтра.

коэффициентами $K_{\varepsilon 01}$ и $K_{\varepsilon 02}$, то возможно сохранение постоянства уровня минимальных потерь фильтра при изменении ширины полосы пропускания. Если при полосе $\xi_{\text{пп}0}$ минимальные потери равны L_0 , то:

$$K_{\varepsilon 0j} = \left(\frac{\xi_{\text{пп}0} - 1}{2} \right) + \sqrt{\left(\frac{\xi_{\text{пп}0} - 1}{2} \right)^2 - \frac{\xi_{\text{пп}0}^2}{4 \cdot 10^{L_0/10}}}, \quad (11)$$

$$K_{\varepsilon 0j} = \left(\frac{\xi_{\text{пп}0} - 2}{2} \right) - \sqrt{\left(\frac{\xi_{\text{пп}0} - 1}{2} \right)^2 - \frac{\xi_{\text{пп}0}^2}{4 \cdot 10^{L_0/10}}}, \quad (12)$$

$i, j = 1; 2; i \neq j$.

Задаваясь постоянной величиной L_0 и различными величинами $\xi_{\text{пп}0}$, можно, используя (11) и (12), определять требуемые $K_{\varepsilon 0}$. На рис. 3,б заштрихованная область соответствует возможному диапазону управления полосой пропускания фильтра ФЗ при сохранении постоянного уровня минимальных потерь ($L_0 = 1$ дБ). Очевидно, что в рассматриваемом фильтре можно управлять уровнем минимальных вносимых потерь, сохраняя постоянной полосу пропускания. Однако как в том, так и в другом случае фильтр не обязательно будет согласован по входу, так как равенство (7) не всегда выполняется, если $K_{\varepsilon 01}$ и $K_{\varepsilon 02}$ определены в соответствии с формулами (11) и (12).

Рис. 2 и 3 демонстрируют возможности управления параметрами ферритовых фильтров с помощью полупроводниковых диодов. Ограничение по частоте диапазона управления связано с недостаточно большим коэффициентом перекрытия по емкости $K_c = (C_{\text{max}} / C_{\text{min}}) \leq 10$. Поэтому получение характеристик, близких к предельно достижимым, возможно лишь в диапазоне частот, границы которого ориентировочно определяются формулами (8) и (9). Однако, как следует из анализа приведенных характеристик, даже при использовании реально существующих варикапов удастся в широком диапазоне частот значительно уменьшить и выровнять минимальные вносимые потери по сравнению с фильтром без дополнительного управления.

Варикапное управление позволяет одновременно с достижением минимальных потерь улучшать линейность зависимости центральной частоты фильтра от тока перестройки. Из (3) следует, что центральная частота фильтра, соответствующая равенству $\xi = \xi_p$, отличается от частоты ферромагнитного резонанса, соответствующей расстройке $\xi = 0$. Частота ферромагнитного резонанса при правильном проектировании магнитной системы зависит от тока перестройки практически по линейному закону. Если же в (3) величины X_i ($i = 1, 2$) равны нулю, то центральная частота фильтра совпадает с частотой ферромагнитного резонанса.

В выражениях (5) и (6) не учтено сопротивление потерь варикапа R_b , включенное в эквивалентной схеме диода последовательно с емкостью C_b . Учет сопротивления R_b для фильтра Ф2 приводит к появлению дополнительных потерь ΔL , которые в первом приближении могут быть оценены с помощью формулы

$$\Delta L = 20 \lg \left(\frac{R_b}{R_b + Z_0} \right). \quad (13)$$

Если же в фильтре используется несколько варикапов, то дополнительные потери, вносимые каждым из них, могут быть оценены по формуле (13). При $R_b = 1$ Ом и $Z_0 = 50$ Ом $\Delta L = 0,17$ дБ. С достаточной для инженерных расчетов точностью величина ΔL может быть найдена для малых R_b ($R_b \leq 5$ Ом) следующим образом:

$$\Delta L / R_b = 0,17 \text{ дБ/Ом}. \quad (14)$$

Коэффициент отражения по входу для схемы с варикапом на входе имеет вид:

$$\Gamma_{R_b} = \frac{R_b + \Gamma Z_0}{R_b + Z_0}, \quad (15)$$

где Γ определяется формулой (6).

При $R_b \ll Z_0$ очевидно, что $\Gamma_{R_b} = \Gamma$.

Известен фильтр (рис. 4, а), предназначенный для регулировки полосы пропускания, в котором ортогональные витки

подключены к одному варикапу [2]. Очевидно, что в этом случае между входом и выходом фильтра существует нерезонансная связь. Если витки 1 и 2 одинаковы и нагружены на одинаковые волновые сопротивления Z_0 , то коэффициент передачи такого фильтра (обозначим его $\Phi 4$) имеет вид:

$$\Gamma(\xi) = 10 \lg \left\{ \frac{[(1 + 2K_{90})(\omega\tau_9 - 2X) + 2\xi]^2 + [(\omega\tau_9 - 2X)(\xi - 2K_{90}X) - 2\hat{K}]^2}{4[(K_{90}\omega\tau_9 \pm 1)^2 + \xi^2]} \right\}, \quad (16)$$

где $\tau_9 = \tau(1 + X^2)$; $\tau = Z_0 C_B$; знак плюс в знаменателе соответствует элементу матрицы S_{21} , а знак минус — элементу S_{12} .

Коэффициент отражения по входу (выходу)

$$\Gamma = \sqrt{\frac{(\omega\tau_9 - 2X)^2 + [(\omega\tau_9 - 2X)(\xi - K_{90}X) - K_{90}(1 - X^2)]^2}{[(1 + 2K_{90})(\omega\tau_9 - 2X) + 2\xi]^2 + [(\omega\tau_9 - 2X)(\xi - 2K_{90}X) - 2\hat{K}]^2}}. \quad (17)$$

На частотах, далеких от резонанса, развязка между входом и выходом (внеполосная развязка) определяется соотношением

$$L_{\text{вп}} = 10 \lg \left\{ \frac{[\omega\tau_9(1 + 2R_B) - 4R_B X]^2 + \left[\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 2 \right) (1 + X^2) - 4R_B \right]^2}{4[(R_B \omega\tau)^2 + 1](1 + X^2)} \right\}. \quad (18)$$

На рис. 4,б приведены зависимости $L_{\text{вп}}$ от текущей частоты f , рассчитанные, согласно (18). Очевидно, что на нижних частотах диапазона СВЧ (1–4 ГГц) использование фильтра $\Phi 4$ нецелесообразно, так как, во-первых, мал уровень развязки между входом и выходом и, во-вторых, при управлении полосой пропускания изменением емкости C_B величина $L_{\text{вп}}$ также заметно изменяется.

На рис. 4,в представлены минимальные вносимые потери фильтра $\Phi 4$ для двух различных значений емкости C_B . Сплошные линии соответствуют передаче мощности со входа на выход, а

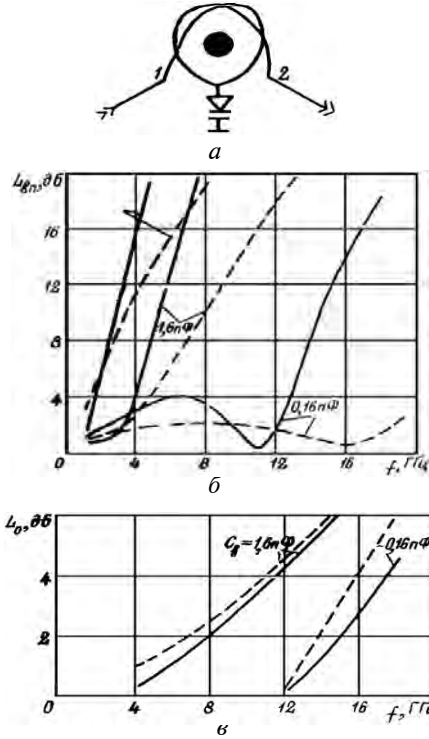


Рис. 4. Схема фильтра Ф4 с управляемой полосой пропускания (а) и частотные зависимости его внеполосной $L_{в.п}$ при $L = 2,4$ нГн (—) и 1 нГн (---), $R_B = 2$ Ом (б) и минимальных вносимых потерь L_0 при $L = 2,4$ нГн (в). Сплошные линии на рис. в соответствуют элементу матрицы S_{21} , пунктирные — элементу матрицы S_{12}

пунктирные — с выхода на вход. Заметим, что элементы матрицы рассеяния S_{21} и S_{12} “меняются местами” при изменении направления поля подмагничивания противоположное. Невзаимные амплитудные свойства фильтра Ф4 обусловлены нерезонансной передачей мощности из-за варикапа и фазовой невзаимностью системы скрещенных витков с ГР.

Рассмотрим фильтр Ф5 (рис. 5,а), исследованный в [1, 5]. Выражения (1)–(7), приведенные нами для фильтров Ф1–Ф3, справедливы и для фильтра Ф5, с учетом того, что

$$K_{\varepsilon 01} = \hat{K}_1(1 + C_{13}) / (1 + X_1^2), \quad (19)$$

$$K_{\varepsilon 02} = \hat{K}_2(1 - C_{23}) / (1 + X_2^2), \quad (20)$$

$$\xi_p = K_{\varepsilon 01}X_1 + K_{\varepsilon 02}X_2 + K_{3x} / \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right), \quad (21)$$

где $C_{mn} = a_{mn} / (1 - \omega_0^2 / \omega^2)$; $a_{mn} =$

$= 2k_{mn}\sqrt{K_{nx}/K_{mx}}\cos\theta_{mn}$; $K_{qx} = \hat{K}_q/X_q$; θ_{mn} — угол между плоскостями m -го и n -го ВЭС; k_{mn} — коэффициент связи m -го ВЭС с n -м при отсутствии поля подмагничивания.

Внеполосная развязка для фильтра Ф5

$$L_{вп} = \frac{(1 + X_1^2)(1 + X_2^2)(1 + X_3^2)}{4X_3^2X_1X_2k_{13}^2k_{23}^2}. \quad (22)$$

Внеполосная развязка $L_{\text{вп}}$ максимальна при $k_{13}^2 + k_{23}^2 \ll 1$.

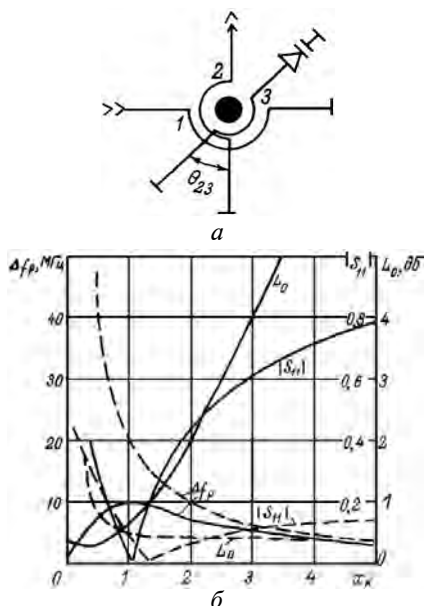


Рис. 5. Схема фильтров Ф5 с дополнительным витком (а) и его характеристики (—) в сравнении с характеристиками фильтра Ф2 (---) (б)

На рис. 5,б приведены зависимости L_0 , $|S_{11}|$ и изменения резонансной частоты Δf_p , обусловленного подключением варикапа к i -му ВЭС, от величины X_1 для фильтров Ф2 и Ф5 [X_i определяется формулой (4)]. У фильтра Ф5 крутизна перестройки Δf_p с помощью варикапа и девиация частоты могут быть значительно большими, чем у фильтра Ф2 при тех же параметрах ВЭС и C_b . Таким образом, при необходимости управления величиной Δf_p , например в генераторах с магнитной перестройкой, предпочтение следует отдать фильтру Ф5, так как достаточно большое изменение C_b в нем влияет на L_0 и $|S_{11}|$ незначительно.

3. МНОГОРЕЗОНАТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ С ВАРИКАПАМИ

Рассмотрим применение варикапов в многорезонаторных гиромангнитных фильтрах с точки зрения расширения их функциональных возможностей и достижения предельных характеристик. Полагаем все рассматриваемые схемы симметричными относительно их центра, что реализуется при равенстве соответствующих ВЭС.

Известен двухрезонаторный фильтр [2], в котором варикапы применяются для управления полосой пропускания и уровнем вносимых потерь. Коэффициенты передачи и отражения для фильтра Ф6 (рис. 6,а) при $C_{b1} = C_{b3}$ имеют вид [7]:

$$\Gamma = -\frac{[1 + j(\xi - \xi_p)]^2 - K_{\text{э01}}^2 + K_{\text{св}}^2}{[1 + j(\xi - \xi_p) + K_{\text{э01}}^2] + K_{\text{св}}^2} e^{-j2\text{arctg} X_1}, \quad (23)$$

$$S_{21} = \frac{2jK_{\text{э01}}K_{\text{св}}e^{j2\text{arctg} X_1}}{[1 + j(\xi - \xi_p) + K_{\text{э01}}^2] + K_{\text{св}}^2}, \quad (24)$$

где $K_{\text{э01}}$ определяется по формуле (2), а

$$K_{\text{св}} = \hat{K}_2 n / (\sin \Theta F), \quad (25)$$

$$F = n^2 / \sin^2 \Theta - \left(X_2 - n \text{ctg} \Theta - \frac{1}{\omega \tau_2} \right) (X_2 - n \text{ctg} \Theta), \quad (26)$$

$$\xi_p = K_{\text{э01}} X_1 + \hat{K}_2 \left(2n \text{ctg} \Theta - 2X_2 + \frac{1}{\omega \tau_2} \right) / 2F, \quad (27)$$

$$\tau_2 = Z_0 C_{\text{в2}}.$$

Очевидно, что при $\tau_i \rightarrow \infty$ ($i = 1; 2; 3$) выражения (23)–(27) преобразуются к соответствующим выражениям работы [7]. На рис. 6,б,в показаны рассчитанные по формуле (25) коэффициенты связи $K_{\text{св}}$ для различных ВЭС, отличающихся индуктивностью петли L и постоянной, не зависящей от частоты частью $K_{\text{св}}$, обусловленной добротностью применяемых резонаторов. Из анализа этих зависимостей следует, что, изменяя $C_{\text{в}}$, можно в широких пределах изменять величину $K_{\text{св}}$. Управление величинами $K_{\text{э0}}$ и $K_{\text{св}}$ позволяет изменять полосу пропускания и уровень минимальных, вносимых потерь, обеспечивая при этом согласование по входу и выходу фильтра. На рис. 6,г представлены минимальные потери фильтра Ф6 для трех различных случаев: 1) $C_{\text{в}} \rightarrow \infty$; 2) управление осуществляется тремя диодами, емкость которых может изменяться в пределах 0,16–1,6 пФ; 3) предельно достижимый случай, соответствующий изменению $C_{\text{в}}$ от 0 до ∞ (для диапазона частот, изображенного на рисунке, достаточно измене-

ние C_B от 0,07 до 10 пФ). Коэффициенты K_{30} и K_{CB} , соответствующие указанным кривым, изменяются так, как это показано на рис. 2,а и 6,в в пределах, ограниченных кривыми для использованных емкостей. Кроме того, фильтры, соответствующие кривым 2 и 3 на рис. 6,г, согласованы по входам, т. е. для них выполняется условие $K_{30}^2 = K_{CB}^2 + 1$.

Отметим, что выбор варикапов при проектировании двухрезонаторного фильтра типа Ф6 необходимо производить с использованием формул (2) и (25) таким образом, чтобы величины K_{30} и K_{CB} были по возможности максимальны и $K_{30} + 1 = K_{CB}$ в заданном диапазоне частот. Это обеспечит малый уровень вносимых потерь и близкую к критической (максимально плоской) амплитудно-частотную характеристику фильтра.

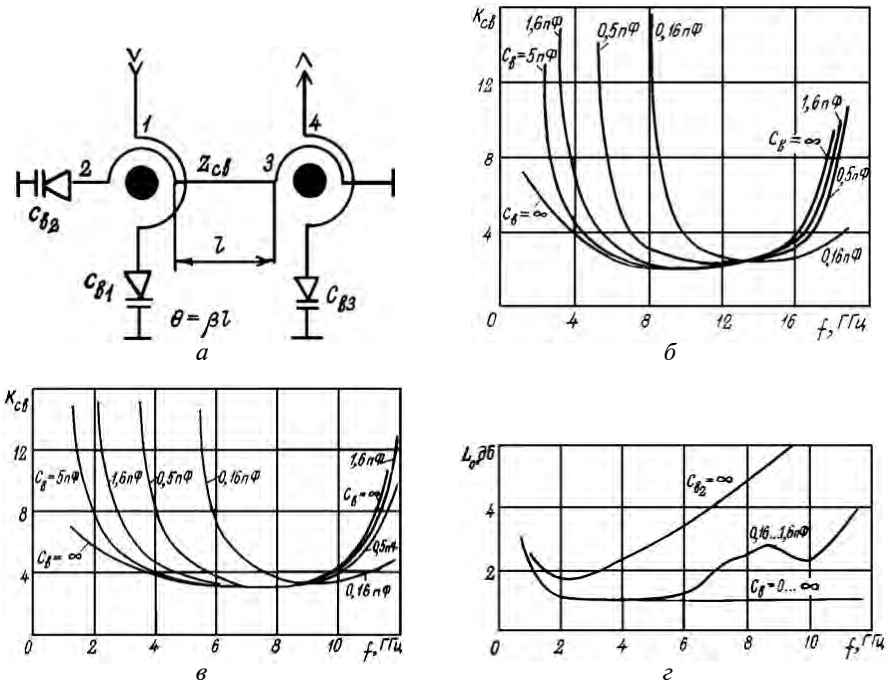


Рис. 6. Схема двухрезонаторного фильтра Ф6 с варикапным управлением (а) и частотные зависимости его K_{CB} при $L = 1$ нГн (б) и 2,4 нГн (в), а также минимальных потерь L_0 при $L = 2,4$ нГн (г)

Рассмотрим трехрезонаторный фильтр симметричной конструкции (рис. 7,а), в котором витки 1 и 6; 2 и 5; 3 и 4 соответственно равны. Выражения для коэффициента передачи и отражения такого фильтра, приведенные в [7], преобразуем к виду:

$$L(\xi) = 20 \lg \left| \frac{(1 + j\xi_1 + K_{\text{э01}})[(1 + j\xi_1 + K_{\text{э01}})(1 + j\xi_2)K_{\text{Iсв}}^2 + K_{\text{IIсв}}^2]}{2K_{\text{э01}}K_{\text{Iсв}}K_{\text{IIсв}}} \right|, \quad (28)$$

$$\Gamma = \left| \frac{[(1 + j\xi_1^2 - K_{\text{э01}}^2)](1 + j\xi_2) + (1 + j\xi_1)(K_{\text{Iсв}}^2 + K_{\text{IIсв}}^2) + K_{\text{э01}}(K_{\text{Iсв}}^2 - K_{\text{IIсв}}^2)}{(1 + j\xi_1 + K_{\text{э01}})[(1 + j\xi_1 + K_{\text{э01}})(1 + j\xi_2) + K_{\text{Iсв}}^2 + K_{\text{IIсв}}^2]} \right|, \quad (29)$$

где $K_{\text{јсв}}$ определяется формулой (25), τ_i соответствует $K_{\text{јсв}}$, а

$$\xi_1 = \xi - K_{\text{э01}}X_1 - \hat{K}_2(n \operatorname{ctg} \Theta - X_3)/F, \quad (30)$$

$$\xi_2 = \xi - \hat{K}_3 \left(2n \operatorname{ctg} \Theta - 2X_2 + \frac{1}{\omega \tau_1} + \frac{1}{\omega \tau_2} \right) / F. \quad (31)$$

Если диоды 1 и 2 перестраивать синхронно, то $K_{\text{Iсв}} = K_{\text{IIсв}} = K_{\text{св}}$. Анализ (28) показывает, что для достижения симметричности коэффициентов передачи и отражения в диапазоне частот и минимальных потерь фильтра в полосе пропускания не обходимо выполнение условия:

$$\xi_1 = \xi_2. \quad (32)$$

При этом средний и крайние каскады фильтра будут настроены на одну и ту же частоту. Строго говоря, условие (32) может выполняться лишь на одной частоте, зависящей как от конструктивных параметров фильтра, так и от настройки, производимой ориентацией ГР. Однако при использовании дополнительных подмагничивающих цепей [8] можно добиться выполнения равенства (32) во всем рабочем диапазоне частот.

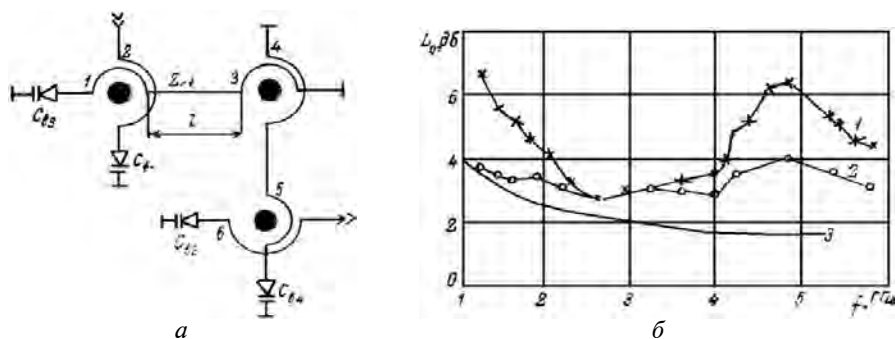


Рис. 7. Схема трехзвенного фильтра $\Phi 7$ (а) и частотные зависимости минимальных потерь L_0 (б) этого фильтра без подмагничивания (кривая 1) и с подмагничиванием (кривая 2) при $C_B \rightarrow \infty$. Кривая 3 – предельно достижимая характеристика

Использование варикапного управления величинами $K_{\varepsilon 0}$ и K_{CB} аналогично тому, как это было рассмотрено выше для двухрезонаторного фильтра, позволяет реализовывать различные виды характеристик подбором соответствующих значений $K_{\varepsilon 0}$ и K_{CB} . При этом к рассматриваемому фильтру может быть применен метод анализа, изложенный в [9] для фильтров на диэлектрических резонаторах. Постоянство выбранных при проектировании величин $K_{\varepsilon 0}$ и K_{CB} при перестройке по диапазону может быть обеспечено с помощью перестраиваемых емкостей. Это позволит получить в широком диапазоне частот постоянный уровень минимальных вносимых потерь (при необходимости – согласование по входу и выходу фильтра).

На рис. 7,б приведены характеристики трехрезонаторного фильтра симметричной конструкции. Кривая 1 – реальная характеристика без использования дополнительного подмагничивания и диодного управления; 2 – характеристика, полученная при использовании цепи дополнительного подмагничивания над средним каскадом (кривые 1 и 2 получены экспериментально); 3 – предельно достижимые (при данной добротности ГР и отношении радиусов витка и ГР) потери идеального фильтра с варикапным управлением и дополнительным подмагничиванием, в котором $K_{\varepsilon 0}$ изменяется так, как это показано кривой 3 на рис. 2,а (при этом фильтр со-

гласован по входам, т. е. K_{90} выбирается из условия $2K_{св}^2 = K_{90}^2 - 1$. Как показано в [9], выбрав другое соотношение между K_{90} и $K_{св}$, можно уменьшить уровень минимальных вносимых потерь, изменив одновременно форму характеристики фильтра.

Применение варикапного управления и цепей дополнительного подмагничивания в четырехрезонаторном фильтре с целью получения оптимальных характеристик возможно аналогично тому, как это было показано для трехрезонаторного фильтра. При этом анализ и проектирование такого рода четырехрезонаторных фильтров может производиться с использованием результатов работ [7, 10].

Таким образом, применение варикапного управления в многорезонаторных конструкциях наряду с дополнительным локальным подмагничиванием является перспективным с точки зрения улучшения основных характеристик фильтров и значительного расширения возможностей управления их параметрами.

4. ВЫВОДЫ

Применение реальных варикапов позволяет уменьшить уровень минимальных вносимых потерь ферритовых фильтров с ВЭС на 1,5–3 дБ в зависимости от вида конструкции в диапазоне частот, составляющем октаву и более.

С помощью варикапов можно изменять полосу пропускания ферритовых фильтров в 1,5–2 раза.

Управление уровнем минимальных вносимых потерь с помощью варикапов возможно в пределах 2–10 дБ в зависимости от диапазона рабочих частот фильтра.

Применяя варикапы в ферритовых фильтрах, можно получить характеристики, близкие к предельно достижимым для данной добротности ГР в диапазоне частот, равном октаве и более.

5. Выражения для основных характеристик ферритовых фильтров с варикапами могут быть использованы при машинном проектировании рассмотренных схем. В то же время их можно применить в простых расчетах с использованием микрокалькуляторов, так как процесс проектирования сравнительно легко разделяется на два этапа. На первом этапе по заданным

электрическим характеристикам определяются требования к коэффициентам связи $K_{\Sigma 0}$ и $K_{\Sigma \text{св}}$, а на втором — для найденных коэффициентов связи рассчитываются параметры витковой конструкции и варикапа. Как показывает опыт, в случае, если заданные параметры фильтра физически реализуемы, для нахождения оптимального решения достаточно двух-трех итераций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ильченко М. Е., Коваленко Н. И. Анализ и применение гиromaгнитных фильтров с тремя витковыми элементами связи. — В кн.: Труды VI Международной конференции по гиromaгнитной электронике и электродинамике. Варна, 3–10 октября 1982 г. — София, 1982, с. 456–462.
2. Патент 3435385 (США).
3. Гололобов В. П., Цымбал В. И., Шеламо в Г. Н. Ферритовые резонаторы СВЧ и их применение. — Киев: Изд-во общества «Знание», УССР, 1979. — 52 с.
4. Бокринская А. А., Кудинов Е. В., Шеламо в Г. Н. Методы функциональной электроники в реализации радиотехнических устройств. — Киев: Изд-во общества «Знание», УССР, 1982. — 36 с.
5. Феррит-варакторные цепи СВЧ / В. П. Гололобов, О. В. Туреева, В. И. Цымбал, Г. Н. Шеламо в. — Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1983, т. 26, № 8. с. 74–77.
6. Ильченко М. Е., Мелков Г. А., Мирских Г. А. Твердотельные СВЧ-фильтры. — Киев: Техніка, 1977. — 120 с.
7. Ильченко М. Е., Живков А. П. Матрицы рассеяния гиromaгнитных фильтров с витковыми элементами связан. — Вестник Киевского политехнического института. Радиотехника, 1984, № 21, с. 10–12.
8. Ферритовые фильтры и их применение в приборах с магнитной перестройкой частоты: Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ. — М.: ЦНИИ «Электроника», 1982, вып. 10 (914). — 87 с.
9. Ильченко М. Е., Живков А. П. Проектирование трехрезонаторных полосно-пропускающих твердотельных фильтров СВЧ. — Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1983, вып. 9 (357), с. 18–21.
10. Ильченко М. Е., Живков А. П. Проектирование четырехрезонаторных полосно-пропускающих фильтров на диэлектрических резонаторах. — В кн.: Проектирование и применение радиоэлектронных устройств на диэлектрических волноводах и резонаторах. — Изд-во Саратов. ун-та, 1983, с. 51–52.

Статья поступила 27 марта 1984 г.

М.Е. Ильченко, В.П. Репетий

ДВУХРЕЗОНАТОРНЫЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ФИЛЬТР В ВОЛНОВОДЕ

Получены выражения для коэффициентов передачи и отражения в линии с двумя диэлектрическими резонаторами при учете нерезонансного возмущения поля резонаторами и взаимной их связи по ближним полям нераспространяющихся высших типов волн. Теоретически и экспериментально исследованы эффекты асимметрии частотных характеристик, обусловленные фазовыми соотношениями при суперпозиции волн, рассеиваемых резонаторами, и конечным значением нерезонансной связи. Найдены условия, при которых отражение от структуры на ее резонансной частоте отсутствует. Показано, что при построении заграждающих диэлектрических фильтров существует принципиальное ограничение на минимальное расстояние между отдельными резонаторами, расположенными вдоль линии передачи.

1. ВВЕДЕНИЕ

Улучшение параметров заграждающих фильтров на основе диэлектрических резонаторов (ДР) осуществляют путем создания структур в виде цепочек резонаторов. Данная работа посвящена нахождению коэффициентов отражения и передачи электромагнитной энергии в прямоугольном волноводе, в котором расположены два цилиндрических диэлектрических резонатора в режиме возбуждения низшего магнитного колебания H_{011} .

2. МЕТОД ВЫЧИСЛЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ В ОДНОВОЛНОВОМ ПРИБЛИЖЕНИИ

В основу решения задачи положим алгоритм, описанный в [1]. Ограничимся анализом системы в одноволновом приближении, что, как показывает опыт, справедливо при расстояниях между резонаторами, больших $3/4$ длины волны в волноводе. Будем считать, что ориентация цилиндрических

ДР соответствует связи их с волноводом по поперечной составляющей СВЧ магнитного поля основного типа волны H_{10} прямоугольного волновода. Степень этой резонансной связи количественно учитываем коэффициентом $K_x = Q_0 / Q_{\text{вн}}$, где Q_0 – собственная добротность ДР, $Q_{\text{вн}}$ – его внешняя добротность. Следуя [1], соотношения для комплексных коэффициентов отражения $\dot{\Gamma}$ и прохождения $\dot{T}$ двухрезонаторной структуры находим в виде:

$$\dot{\Gamma} = - \left[\dot{K}_{x11} + \dot{K}_{x22} \varphi_{12}^2 + \dot{K}_{x11} \dot{K}_{x22} (1 - \varphi_{12}^2) \right] \Delta^{-1},$$

$$\dot{T} = \varphi_{12} \Delta^{-1}, \quad (1)$$

где $\Delta = (1 + \dot{K}_{x11})(1 + \dot{K}_{x22}) - \dot{K}_{x11} \dot{K}_{x22} \varphi_{12}^2$, индексы 11 и 22 относятся к первому и второму ДР; $\varphi_{12} = \exp(-j\Theta_{12})$; $\Theta_{12} = \beta_z z_{12}$; β_z – продольное волновое число; z_{12} – расстояние между центрами ДР вдоль волновода.

Если учесть, что для каждого отдельно взятого ДР коэффициент отражения $\dot{\Gamma}_{\alpha\alpha} = -\dot{K}_{\alpha\alpha}(1 + \dot{K}_{\alpha\alpha})^{-1}$, а коэффициент прохождения $\dot{T}_{\alpha\alpha} = (1 + \dot{K}_{\alpha\alpha})^{-1}$, $\alpha = 1; 2$ [2], то соотношения (1) можно представить в виде:

$$\dot{\Gamma} = \left[\dot{\Gamma}_{11} + \dot{\Gamma}_{22}(1 + 2\dot{\Gamma}_{11})\varphi_{12}^2 \right] \Delta_0^{-1},$$

$$\dot{T} = \dot{T}_{11}\dot{T}_{22}\varphi_{12}\Delta_0^{-1}, \quad (2)$$

где $\Delta_0 = 1 - \dot{\Gamma}_{11}\dot{\Gamma}_{22}\varphi_{12}^2$.

Полученные выражения совпадают с известными формулами из [3] для каскадного включения двух произвольных неоднородностей в одноволновой линии передачи.

Особенность ДР как неоднородности в волноводе состоит в необходимости учета резонансной связи, обусловленной возбуждением в ДР рассматриваемого типа колебаний, и нерезонансного возмущения, вносимого ДР в волновод из-за существенного его объема и высокого значения диэлектрической проницаемости. Учет этого возмущения позволил приближенно описать эффекты асимметрии частотных характеристик ДР в волноводе [4]. Более точная модель, учитываю-

щая совокупность резонансной связи и нерезонансного возмущения поля ДР, получена нами в рамках алгоритма [1]. При этом соотношения для коэффициентов отражения и прохождения $\alpha\alpha$ одиночного ДР в волноводе имеют вид:

$$\begin{aligned} \Gamma_{\alpha\alpha} &= -(K_{x\alpha\alpha} + \xi_{\alpha\alpha} K_{y\alpha\alpha} - jK_{y\alpha\alpha})\Delta_{\alpha\alpha}^{-1}, \\ T_{aa} &= (1 + j\xi_{aa})\Delta_{aa}^{-1}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\Delta_{\alpha\alpha} = 1 + K_{x\alpha\alpha} + \xi_{\alpha\alpha} K_{y\alpha\alpha} + j(\xi_{\alpha\alpha} - K_{y\alpha\alpha})$; ξ_{aa} — обобщенная расстройка резонатора; $\xi_{\alpha\alpha} = Q_{0\alpha\alpha}(f/f_{p\alpha\alpha} - f_{p\alpha\alpha}/f)$; $f_{p\alpha\alpha}$ — его резонансная частота; f — частота СВЧ-сигнала; коэффициент $K_{x\alpha\alpha}$ характеризует резонансную связь.

Для рассматриваемой ориентации резонатора в прямоугольном волноводе

$$K_x = \frac{8V_d D^2 \varepsilon Q_0 F^2}{ab\lambda_b \lambda^2 G} \sin^2 \frac{\pi x_0}{a}. \quad (4)$$

Здесь V_d — объем ДР; D — диаметр резонатора; ε — относительная диэлектрическая проницаемость материала резонатора; a и b — размеры соответственно широкой и узкой стенок волновода; λ_b — длина волны в волноводе; λ — длина волны в свободном пространстве, соответствующая резонансной частоте ДР; x_0 — расстояние между узкой стенкой волновода и геометрическим центром ДР; F^2/G — параметр [2], зависящий от толщины L резонатора и его продольного волнового числа (при $\varepsilon \approx 100$ и $L > DF^2/G \approx 1$).

Коэффициент связи K_x можно также рассчитать по формуле, полученной в [5].

Коэффициент $K_{y\alpha\alpha}$ в соотношениях (3) характеризует нерезонансное возмущение поля резонатором и рассчитывается по формуле

$$K_{y\alpha\alpha} = \frac{2\pi V_d (\varepsilon - 1) \lambda_b}{[1 + N_d (\varepsilon - 1)] ab \lambda^2} \sin^2 \frac{\pi x_0}{a}, \quad (5)$$

где N_d — деполяризующий фактор формы образца ДР.

Подставляя значения $\Gamma_{\alpha\alpha}$ и $T_{\alpha\alpha}$ из формулы (3) в формулу (2), находим выражения для коэффициентов отражения и прохождения двухрезонаторной структуры в виде [1]:

$$\dot{\Gamma} = \frac{a_{\Gamma} + jb_{\Gamma}}{c + jd}, \quad \dot{T} = \frac{a_T + jb_T}{c + jd}, \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} a_{\Gamma} = & -K_{x11} - K_{y11}(\xi_{11} + \xi_{22}) - [K_{x22} + K_{y22}(\xi_{11} + \xi_{22})] \cos 2\Theta_{12} - \\ & - [(K_{x11} + \xi_{11}K_{y11})(K_{x22} + \xi_{22}K_{y22}) - K_{y11}K_{y22}] 2 \sin^2 \Theta_{12} + \\ & + [K_{y22}(1 - K_{x11} - \xi_{11}K_{y11} - \xi_{22}K_{y11} - \xi_{11}\xi_{22}) - K_{x22}(K_{y11} + \xi_{11})] \sin 2\Theta_{12}; \\ b_{\Gamma} = & K_{y11}(1 + K_{x22} + \xi_{22}K_{y22}) - (\xi_{22} - K_{y22})(K_{x11} + \xi_{11}K_{y11}) + \\ & + [K_{y22}(1 - K_{x11} - \xi_{11}K_{y11} - (\xi_{11} + K_{y11})(K_{x22} + \xi_{22}K_{y22}))] \cos 2\Theta_{12} + \\ & + [(K_{x22} + \xi_{22}K_{y22})(1 - K_{x11} - \xi_{11}K_{y11}) + K_{y22}(\xi_{11} + K_{y11})] \sin 2\Theta_{12}; \\ a_T = & (1 - \xi_{11}\xi_{22}) \cos \Theta_{12} + (\xi_{11} + \xi_{22}) \sin \Theta_{12}; \\ b_T = & (\xi_{11} + \xi_{22}) \cos \Theta_{12} - (1 - \xi_{11}\xi_{22}) \sin \Theta_{12}; \\ c = & 1 + K_{x11} + K_{x22} - \xi_{11}\xi_{22} + (\xi_{11} + \xi_{22})(K_{y11} + K_{y22}) + \\ & + [(K_{x11} + \xi_{11}K_{y11})(K_{x22} + \xi_{22}K_{y22}) - K_{y11}K_{y11}] 2 \sin^2 \Theta_{12} + \\ & + [K_{y11}(K_{x22} + \xi_{22}K_{y22}) + K_{y22}(K_{x11} + \xi_{11}K_{y11})] \sin 2\Theta_{12}; \\ d = & \xi_{11}(1 + K_{x22} + \xi_{22}K_{y22}) + \xi_{22}(1 + K_{x11} + \xi_{11}K_{y21}) - K_{y11} - K_{y22} - \\ & - [K_{y11}(K_{x22} + \xi_{22}K_{y22}) + K_{y22}(K_{x11} + \xi_{11}K_{y11})] 2 \sin^2 \Theta_{12} + \\ & + [(K_{x11} + \xi_{11}K_{y11})(K_{x22} + \xi_{22}K_{y22}) - K_{y11}K_{y22}] \sin 2\Theta_{12}. \end{aligned} \quad (7)$$

Соотношения (6) и (7) справедливы при больших расстояниях между резонаторами.

3. ВЛИЯНИЕ СВЯЗИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРОВ ПО НЕРАСПРОСТРАНЯЮЩИМСЯ ВОЛНАМ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРА

При малых расстояниях между ДР вдоль линии передачи имеет место их взаимная связь по распространяющимся высшим типам волн. Учет этой связи традиционными методами громоздок. Для решения данной задачи воспользуемся методом [1]. При этом будет считать, что в волноводе распространяется только волна основного типа. Внедиагональные элементы матрицы G [1] представляем в виде совокупности двух слагаемых, первое из которых отражает взаимную связь по распространяющейся волне, а второе учитывает взаимную связь по нераспространяющимся волнам высших типов. Степень этой взаимной связи количественно учитываем коэффициентом $\dot{K}_c = \sum_{j=2}^q \dot{K}_j$ в виде суммы связей по нераспростра-

няющимся высшим типам волн линии передачи, которые могут быть возбуждены ДР. Так, например, если два цилиндрических ДР расположены по оси регулярного прямоугольного волновода на расстоянии z_{12} друг от друга и ориентированы своими торцевыми поверхностями параллельно узким стенкам волновода, то расчет $\dot{K}_c$ можно провести по формуле:

$$\dot{K}_c = -j \frac{\sqrt{m_{x11} m_{x22}}}{ab} \left(\sum_{m=3,5,7\dots} \beta_{m0} e^{-\beta_{m0} z_{12}} + 2 \sum_{m=3,5,7\dots} \sum_{n=2,4,6\dots} \frac{\beta_{m0}^2}{\beta_{mn}} e^{-\beta_{mn} z_{12}} \right), \quad (8)$$

где $\beta_{mn} = \pi \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 - \left(\frac{2}{\lambda}\right)^2}$; m_x — параметр, зависящий от вида резонатора и используемого колебания.

Для цилиндрического ДР с колебаниями H_{011} для каждого (11 либо 22) резонатора

$$m_x = \frac{1,18 V_d D^2 \varepsilon Q_0 F^2}{\lambda^2 G}. \quad (9)$$

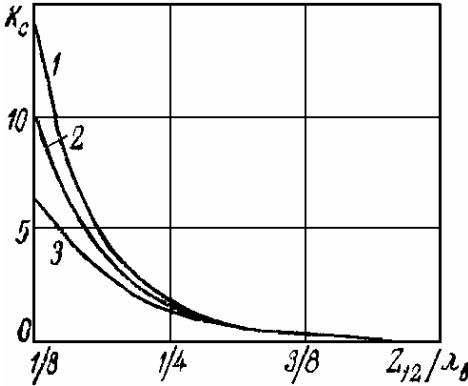


Рис. 1. Зависимости коэффициента связи K_c от расстояния между резонаторами при различном числе учитываемых при расчете нераспространяющихся высших типов волн для системы с $a = 28$ мм, $b = 13$ мм, $f_p = 9,26$ ГГц, $D = 4$ мм, $L = 1,7$ мм, $\epsilon = 81$, $Q_0 = 800$: $m = 3, 5; 7; 9; 11; 13, n = 2; 4$ (кривая 1); $m = 3, 5, n = 2$ (кривая 2) и $m = 3, n = 2$ (кривая 3)

Число учитываемых членов рядов в формуле (8) зависит от расстояния между резонаторами и уменьшается по мере роста z_{12} . Иллюстрацией этого служит рис. 1, на котором показаны зависимости K_c от расстояния между резонаторами системы при различном числе учитываемых при расчете высших типов волн. Из рис. 1 видно, что коэффициент взаимной связи довольно существен при малых расстояниях z_{12} , а с увеличением z_{12} он уменьшается и принимает пренебрежимо малые значения при расстояниях порядка $\lambda_b / 2$.

Довольно большие значения

K_c должны существенно влиять на характеристики передачи и отражения энергии двухрезонаторной структуры при малых расстояниях z_{12} . Этот вывод подтверждается анализом формул для коэффициентов отражения и передачи (6), где входящие в них параметры $a_\Gamma, b_\Gamma, a_T, b_T, c$ и d для рассматриваемой структуры с учетом K_c найдены нами в виде:

$$\begin{aligned} a_\Gamma &= -[2K(\cos^2 \Theta_{12} + K \sin^2 \Theta_{12}) + \xi K \sin 2\Theta_{12} + 2KK_c \sin \Theta_{12}], \\ b_\Gamma &= -[2\xi K \cos^2 \Theta_{12} - K(1 - K) \sin 2\Theta_{12} + 2KK_c \cos \Theta_{12}], \\ a_T &= (1 - \xi^2 + 2KK_c \sin \Theta_{12} + K_c^2) \cos \Theta_{12} + 2\xi \sin \Theta_{12}, \\ b_T &= 2\xi \cos \Theta_{12} - (1 - \xi^2 + 2KK_c \sin \Theta_{12} + K_c^2) \sin \Theta_{12}, \\ c &\equiv (1 + K)^2 - K^2 \cos 2\Theta_{12} + 2KK_c \sin \Theta_{12} + K_c^2 - \xi^2, \end{aligned} \quad (10)$$

$$d = 2\xi(1 + K) + K^2 \sin 2\Theta_{12} + 2KK_c \cos \Theta_{12}.$$

Эти формулы получены для случая одинаковых связей $K_{11} = K_{22} = K$, одинаковых добротностей и резонансных частот ДР $\xi_{11} = \xi_{22} = \xi$, а также в приближении $K_y = 0$. Как следует ожидать, в случае $K_c = 0$ соотношения (10) переходят в соотношения, полученные выше для одноволнового приближения.

4. ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХРЕЗОНАТОРНОГО ФИЛЬТРА

Рассмотрим изменение формы амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) коэффициентов отражения и прохождения при изменении расстояния между резонаторами. Так как соотношения (7) учитывают связь ДР только по распространяющейся волне, расчеты и эксперименты проводились при электрических длинах $\Theta_{12} = 270...450^\circ$. На рис. 2 приведены АЧХ коэффициента передачи L и модуля коэффициента отражения $|\dot{\Gamma}|$, рассчитанные с учетом выражения (6) согласно соотношениям

$$L = 10 \lg \frac{c^2 + d^2}{a_\Gamma^2 + b_\Gamma^2},$$

$$|\dot{\Gamma}| = \sqrt{\frac{a_\Gamma^2 + b_\Gamma^2}{c^2 + d^2}},$$
(11)

где параметры a_Γ , b_Γ , a_T , c , d рассчитаны по формулам (7) для частного случая, когда $\xi_{11} = \xi_{22} = \xi$, $K_{x11} = K_{x22} = K_x$, $K_{y11} = K_{y22} = K_y$.

Видно, что при учете K_y результаты расчета более точно соответствуют экспериментальным данным. Асимметричный вид АЧХ обусловлен в рассматриваемой системе двумя причинами: конечным значением нерезонансной связи K_y и фазовыми соотношениями волн, рассеиваемых каждым из резонаторов. Близкие к симметричным АЧХ коэффициентов пе-

редачи и отражения получаются при электрических длинах, несколько превышающих 270° . С увеличением Θ_{12} крутизна вышерезонансного склона АЧХ коэффициента передачи становится больше, чем крутизна склона, который ниже резонансной частоты; при этом на вышерезонансном склоне АЧХ коэффициента отражения возможно наличие пика (см. рис. 2,б для $\Theta_{12} = 330^\circ$). При электрических длинах Θ_{12} , превышающих 360° , аналогичное увеличение крутизны склонов и появление пика в коэффициенте отражения наблюдается на частотах ниже резонансного значения (см. рис. 2,б для $\Theta_{12} = 390^\circ$).

Зависимости значений резонансных коэффициентов передачи и отражения от Θ_{12} показаны на рис. 3 для различных значений коэффициентов связи K_x при условии $K_{x11} = K_{x22} = K_x$. Затухание структуры максимально при значениях Θ_{12} , соответствующих нечетному числу $\lambda_B/4$ (случай четвертьволновой связи), и минимально — при Θ_{12} , кратных четным значениям $\lambda_B/2$ (случай полуволновой связи). Различие вносимых затуханий при четвертьволновой и полуволновой связях увеличивается с ростом значений коэффициентов связи.

Из результатов, представленных на рис. 2, следует, что в точке резонанса влияние конечных значений K_y на уровни затухания и отражения практически несущественно. Поэтому расчетные соотношения могут быть упрощены при $K_y = 0$.

При расстоянии между резонаторами $z_{12} = (2n-1)\lambda_B/4$, $n = 2, 3, \dots$

$$\begin{aligned} a_\Gamma &= -[K_{x11}(1 + 2K_{x22}) - K_{x22}], \\ b_\Gamma &= -(K_{x11}\xi_{22} - K_{x22}\xi_{11}), \\ a_T &= \xi_{11} + \xi_{22}, \\ b_T &= 1 - \xi_{11}\xi_{22}, \\ c &= 1 + K_{x11} + K_{x22} + 2K_{x11}K_{x22} - \xi_{11}\xi_{22}, \\ d &= \xi_{11}(1 + K_{x22}) + \xi_{22}(1 + K_{x11}). \end{aligned} \tag{12}$$

При расстоянии между резонаторами $z_{12} = n\frac{\lambda_B}{2}$, $n = 2, 3, \dots$

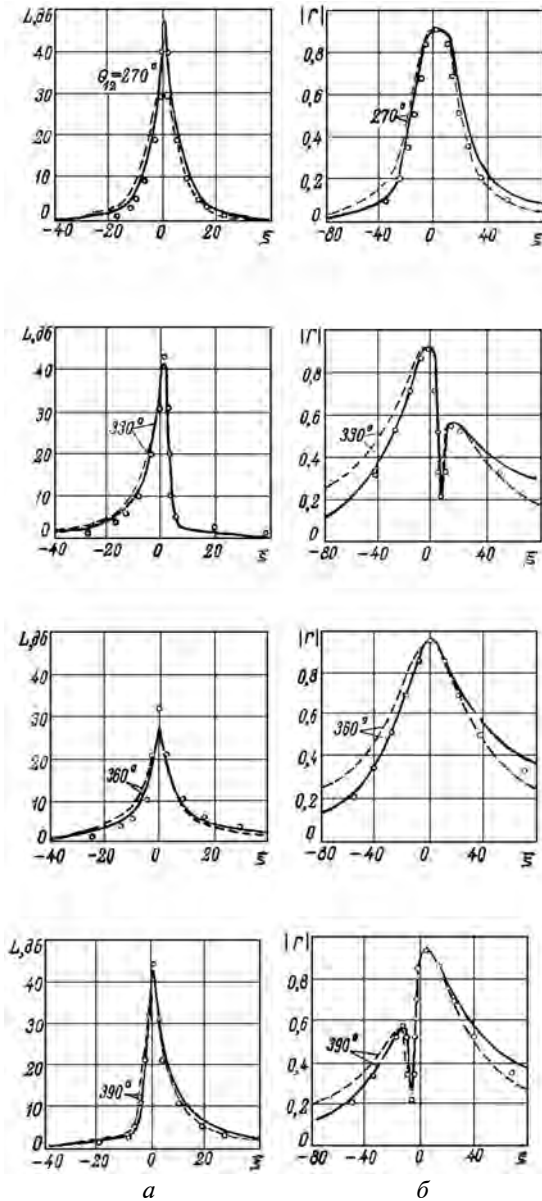


Рис. 2. Зависимость коэффициентов передачи L (а) и отражения $|\Gamma|$ (б) от расстройки ξ при различных значениях Θ . Параметры системы те же, что для рис. 1. Расчет выполнен с учетом (—) и без учета K_γ (---). Экспериментальные результаты показаны точками

$$\begin{aligned}
 a_{\Gamma} &= -(K_{x11} + K_{x22}), \\
 b_{\Gamma} &= -(K_{x11}\xi_{22} + K_{x22}\xi_{11}), \\
 a_T &= -(1 - \xi_{11}\xi_{22}), \\
 b_T &= -\xi_{11} - \xi_{22}, \\
 c &= 1 + K_{x11} + K_{x22} - \xi_{11}\xi_{22}, \\
 d &= \xi_{11} + (1 + K_{x22}) + \xi_{22}(1 + K_{x11}).
 \end{aligned} \tag{13}$$

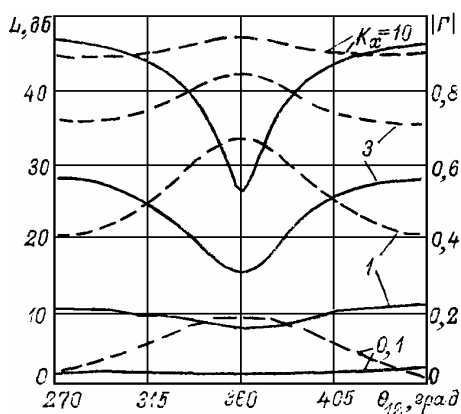


Рис. 3. Зависимость коэффициентов передачи L (—) и отражения $|\Gamma|$ (---) при $\xi = 0$ от расстояния между резонаторами Θ_{12} при разных значениях $K_{x11} = K_{x22} = K$

эфициента отражения при одинаковых резонансных частотах ДР (рис. 4).

При малых расстояниях между резонаторами, когда существенна взаимная связь ДР по нераспространяющимся высшим типам волн, имеет место расщепление и сдвиг резонансных частот системы (рис. 5). При этом затухания на резонансных частотах в общем случае отличны друг от друга за исключением затуханий при $\Theta_{12} = 90^\circ$. При $\Theta_{12} < 90^\circ$ затухание на нижней частоте связи меньше, чем на верхней, а при $180^\circ > \Theta_{12} > 90^\circ$ — наоборот.

Из (12) следует, что в точке $\xi = 0$ коэффициент отражения равен нулю в случае, когда соотношение между коэффициентами связи

$$K_{x11} = \frac{K_{x22}}{1 + 2K_{x22}}. \tag{14}$$

При этом отражения от первого и второго резонаторов компенсируют друг друга. Отметим, что полная либо частичная компенсация отражений, имеющая место в точке резонанса двухрезонаторной системы, обуславливает двугорбый характер частотной зависимости ко-

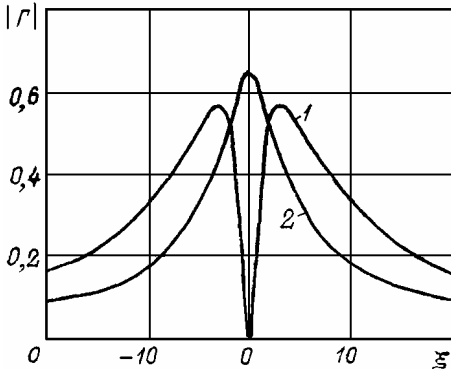


Рис. 4. Зависимость коэффициента отражения $|\Gamma|$ от расстройки резонаторов ξ в области резонанса $\xi_{11} = \xi_{22} = \xi$ при $K_{x11} = 0,44$, $K_{x22} = 4,3$ (кривая 1) и $K_{x11} = 2$, $K_{x22} = 0,1$ (кривая 2)

Таким образом, из-за влияния нераспространяющихся высших типов волн в области нерегулярного режима вблизи ДР расстояние между ними, равное $\frac{3}{4}\lambda_B$, является минимальным. При таком расстоянии вносимое затухание структуры в точке резонанса имеет максимум, а коэффициент отражения на резонансной частоте равен нулю при выполнении условия (14).

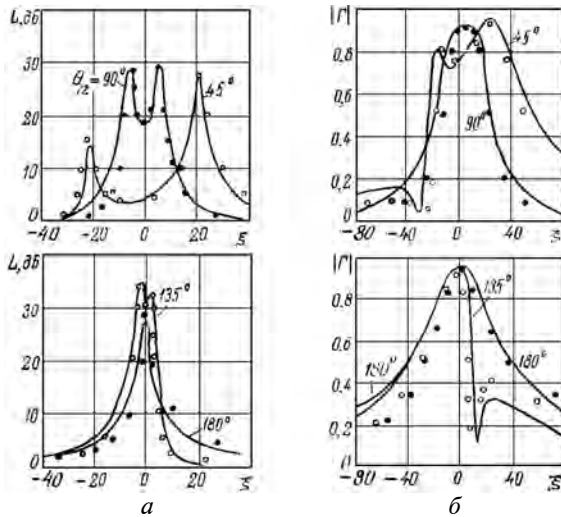


Рис. 5. Зависимость коэффициентов передачи L (а) и отражения $|\Gamma|$ (б) от расстройки ξ . Параметры системы те же, что и для рис. 1

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При малых расстояниях между ДР из-за существенной их взаимной связи по нераспространяющимся высшим типам

волн имеют место расщепление и сдвиг резонансных частот, что приводит к ухудшению характеристик фильтров и накладывает ограничение на минимальное расстояние между ДР. При изменении этого расстояния в широких пределах крутизна склонов АЧХ коэффициентов передачи и отражения существенно изменяется, причем на склонах АЧХ коэффициента отражения возможно появление экстремумов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ильченко М.Е. Характеристики твердотельных многорезонаторных полосовых фильтров. — Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1984, вып. 4(364), с. 20–26.
2. Ильченко М.Е., Кудинов Е.В. Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ. — Киев: Изд-во Киев. ун-та, 1973. — 175 с.
3. Силаев М.А., Брянцев С.А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ-устройств. — М.: Советское радио, 1970. — 248 с.
4. К расчету и применению диэлектрических резонаторов в устройствах СВЧ / Л.В. Алексейчик, В.М. Геворкян, Ю.А. Казанцев, Е.И. Калугин. — Радиотехника и электроника, 1977, № 3, с. 512–520.
5. Ильченко М.Е., Трубин А.А. Рассеяние электромагнитных волн на диэлектрическом резонаторе в волноводе. — Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1981, т. 24, № 10, с. 91–93.

Статья поступила 25 мая 1984 г.

М. Е. Ильченко, М. А. Старков

ТИПОВОЙ КОНСТРУКТИВНЫЙ РЯД ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРОВ I

Получено аналитическое выражение, позволяющее рассчитывать резонансную частоту низшего магнитного колебания H_{011} цилиндрического диэлектрического резонатора. Установлены оптимальные соотношения размеров цилиндрических резонаторов, выработаны и реализованы принципы построения ряда типовых конструкций резонаторов, перекрывающих широкий частотный диапазон.

1. ВВЕДЕНИЕ

Все более широкое применение диэлектрических резонаторов (ДР) в устройствах СВЧ обуславливает необходимость выработки и научного обоснования оптимальности ряда типовых конструкторско-технологических решений, касающихся ДР. К числу таких решений относится нахождение оптимальных соотношений геометрических размеров цилиндрических ДР, используемых в режиме возбуждения низшего магнитного колебания H_{011} .

Из ряда показателей качества ДР [1] в первую очередь должны учитываться частотная расстройка (т. е. расстояние по частоте между основным и ближайшим высшим видами колебаний) используемого колебания H_{011} от высших типов колебаний, требуемая связь ДР с цепью СВЧ и изменение резонансной частоты при небольших отклонениях линейных размеров ДР от заданных. В результате анализа указанных параметров в данной работе предлагается ряд типовых решений цилиндрических ДР, позволяющих перекрыть диапазон частот 1,5–23 ГГц.

2. РАСЧЕТ РЕЗОНАНСНОЙ ЧАСТОТЫ ОСНОВНОГО ТИПА КОЛЕБАНИЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ДР

Поставленная задача может быть решена при наличии аналитического выражения, связывающего резонансную частоту f основного вида колебаний ДР и его диэлектрическую проницаемость ε с диаметром D и толщиной L цилиндрического резонатора. Для получения такого выражения воспользуемся известными решениями задач о бесконечно вытянутом и бесконечно сплюснутом эллипсоидах вращения [2].

Резонансная частота ДР в форме цилиндра может быть найдена из соотношения [3]

$$\varepsilon \beta_0^2 = \beta_z^2 + \beta_r^2, \quad (1)$$

где $\beta_0 = 2\pi/\lambda$; λ — длина волны в свободном пространстве, соответствующая резонансной частоте ДР; β_z и β_r — соответственно продольное и поперечное волновые числа в диэлектрике, которые мы найдем, используя асимптотические разложения для резонансной частоты основного магнитного колебания H_{011} бесконечно сплюснутого эллипсоида [2]:

$$\beta_z \operatorname{tg} \frac{L\beta_z}{2} = \beta_{0z},$$

$$\beta_r^2 - \beta_{0z}^2 = \beta_0^2, \quad (2)$$

$$J_0\left(\frac{\beta_r D}{2}\right) = 0,$$

где $J_0\left(\frac{\beta_r D}{2}\right)$ — функция Бесселя нулевого порядка, корень которой равен 2,405; β_{0z} — продольное волновое число в пространстве, прилегающем к торцевым поверхностям резонатора.

Из второй формулы (2) следует, что можно приближенно положить $\beta_{0z} = \beta_r$, поскольку случаю $\varepsilon \rightarrow \infty$ соответствует $\beta_0 \rightarrow 0$, и при достаточно больших ε параметр $\sqrt{\varepsilon}\beta_0$ слабо зависит от диэлектрической проницаемости. Таким образом,

$$\beta_{0z} = 4,81/D,$$

$$\frac{L\beta_z}{2} \operatorname{tg} \frac{L\beta_z}{2} = 2,405 \frac{L}{D}. \quad (3)$$

Для рассматриваемого предельного случая справедливо соотношение $L/D \ll 1$. Поэтому с учетом приближений типа $\operatorname{tg} x \simeq x$ (при $x \ll 1$) и $2,405 \approx \pi^2/4$ из второго уравнения (3) находим искомое продольное волновое число

$$\beta_z = \pi/\sqrt{LD}. \quad (4)$$

Поперечное волновое число β_r найдено нами из решения задачи о бесконечно вытянутом диэлектрическом эллипсоиде, для которого получено уравнение

$$\frac{J_0\left(\frac{\beta_r D}{2}\right)}{J_1\left(\frac{\beta_r D}{2}\right)} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}} \frac{N_0\left(\frac{\beta_r D}{2\sqrt{\epsilon}}\right)}{N_1\left(\frac{\beta_r D}{2\sqrt{\epsilon}}\right)}, \quad (5)$$

где N_0, N_1 — цилиндрические функции Неймана нулевого и первого порядков соответственно.

Для низшего типа магнитных колебаний H_{01} значения параметра $\beta_r D/2 = d_n$ находятся из решения уравнения (5). Полученные значения представлены в табл. 1.

Таблица 1

ϵ	100	90	80	70	60	50	40
d_n	2,3704	2,3683	2,3656	2,3626	2,3589	2,3546	2,3494

Параметр d_n слабо зависит от ϵ , причем случаю $\epsilon \rightarrow \infty$ соответствует предельное значение d_n , равное корню функции Бесселя нулевого порядка.

Таким образом, пользуясь найденными значениями волновых чисел β_z, β_r и формулой (1), нетрудно рассчитать искомую резонансную частоту ДР по формуле

$$f = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{2d_H}{D}\right)^2 + \frac{\pi^2}{LD}}, \quad (6)$$

где c — скорость света в свободном пространстве; d_H находим из табл. 1.

Экспериментально установлено, что для ДР с $L/D = 0,3 \dots 0,7$ погрешность расчета резонансной частоты f по формуле (6) не превышает 1 %. Вычисленные f по формуле (6) можно упростить, если воспользоваться табл. 2, где L дано в миллиметрах, f — в гигагерцах.

Таблица 2

L/D	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
$Lf\sqrt{\epsilon}$	81	107	131	155	177	202

3. ЧАСТОТНАЯ РАССТРОЙКА ОСНОВНОГО КОЛЕБАНИЯ ДР ОТ ВЫСШИХ ТИПОВ КОЛЕБАНИЙ

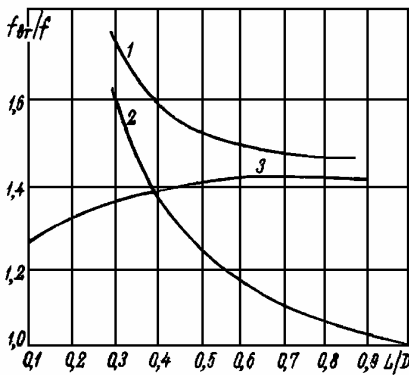


Рис. 1. Зависимости отношения резонансных частот высших типов колебаний к основному от отношения размеров L/D резонатора для колебания E_{011} (кривая 1), H_{111} (кривая 2), E_{111} (кривая 3)

Отношение резонансной частоты высшего типа $f_{в.т.}$ к частоте f основного типа H_{011} слабо зависит от значения диэлектрической проницаемости. Данное обстоятельство позволяет упростить выяснение особенностей частотной расстройки между типами колебаний при изменении соотношения размеров ДР. Эти особенности иллюстрируются рис. 1, где представлены отношения резонансных частот $f_{в.т.}/f$ для трех ближайших к основному типов колебаний: H_{111} , E_{111} ,

E_{011} . Приведенные результаты получены нами эксперимен-

тально при измерении резонансных частот ряда цилиндрических ДР с $\epsilon = 83$. Полученные зависимости позволяют сделать следующие выводы:

1) в диапазоне значений L/D от 0,1 до 1 при уменьшении этого отношения расстройка для H_{111} колебания имеет убывающий характер, а для колебаний E_{111} и E_{011} — возрастающий;

2) при $L/D < 0,4$ ближайшим к основному является колебание H_{111} , а при $L/D > 0,4$ — колебание E_{111} ;

3) наибольшее значение расстройки, достигаемое в случае $L/D = 0,4$, равно 1,35; при этом наступает вырождение H_{111} - и E_{111} -типов колебаний.

Таким образом, при выборе геометрических размеров цилиндрических ДР с учетом требования частотной расстройки по высшим типам можно воспользоваться табл. 3, где показаны значения диапазона изменения L/D , при которых обеспечивается заданная расстройка.

Таблица 3

$f_{вТ}/f$	1,3	1,25	1,2	1,15
L/D	0,2–0,43	0,1–0,48	< 0,54	< 0,6

4. ИЗМЕНЕНИЕ СВЯЗИ ДР С ЦЕПЬЮ СВЧ ПРИ ВАРИАЦИИ СООТНОШЕНИЯ РАЗМЕРОВ РЕЗОНАТОРА

Связь структур СВЧ с диэлектрическими резонаторами описывается [3] через параметр связи $K = Q_0/Q_{вн}$, где Q_0 — собственная добротность резонатора, $Q_{вн}$ — его внешняя добротность. Числовые значения K зависят как от параметров резонатора, так и от используемой линии передачи [3–5]. С точки зрения обоснования оптимального выбора соотношения размеров ДР представляет практический интерес выявленная в [5] закономерность вариации значения K при изменении отношения L/D (рис. 2,а). Указанная зависимость получена для ДР в прямоугольном волноводе, однако рост параметра K при уменьшении отношения L/D является общей

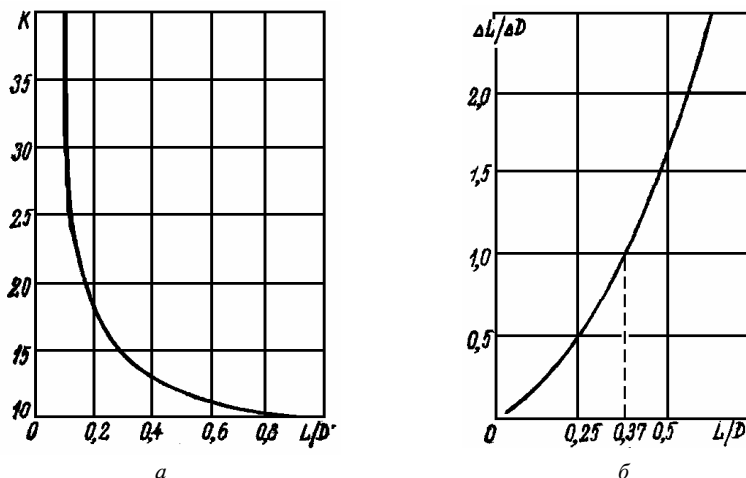


Рис. 2. Зависимость коэффициента связи ДР с волноводом (а) и абсолютных допусков на размеры цилиндрического ДР (б) от отношения размеров L/D резонатора

зависимостью, характерной как для других линий передачи, так и для связи ДР со свободным пространством. Таким образом, зная характер этой зависимости, можно обеспечивать требуемую связь резонатора с цепью СВЧ путем изменения отношения размеров L/D .

5. ДОПУСКИ НА РАЗМЕРЫ РЕЗОНАТОРОВ

Для решения задачи о допустимых отклонениях размеров ДР, обеспечивающих заданную точность получения требуемой резонансной частоты основного типа колебаний H_{011} цилиндрического ДР, воспользуемся полученным выше аналитическим выражением (6). Представляют интерес формулы, определяющие влияние допусков на толщину L и диаметр D резонатора на изменение резонансной частоты Δf . В данном случае

$$(\Delta f)_{D=\text{const}} = \frac{\partial f}{\partial L} \Delta L, \quad (\Delta f)_{L=\text{const}} = \frac{\partial f}{\partial D} \Delta D, \quad (7)$$

где выражения для частных производных от f по L и D получаются с использованием формулы (6).

В полученных выражениях удобно перейти к относительным величинам, определяющим абсолютные размеры резонаторов:

$$\begin{aligned}\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{D=\text{const}} &= -\frac{1}{2} \frac{1}{\left(\frac{2d_{\text{H}}}{\pi}\right)^2 \frac{L}{D} + 1} \frac{\Delta L}{L}, \\ \left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{L=\text{const}} &= -\frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{1 + \left(\frac{\pi}{2d_{\text{H}}}\right)^2 \frac{D}{L}} \right] \frac{\Delta D}{D}.\end{aligned}\quad (8)$$

В предельных случаях, при $L/D \rightarrow 0$,

$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{D=\text{const}} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L}, \quad \left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{L=\text{const}} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta D}{D},$$

а при $L/D \rightarrow \infty$

$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{D=\text{const}} = 0, \quad \left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{L=\text{const}} = -\frac{\Delta D}{D},$$

т. е. при достаточно больших отношениях L/D влияние допусков на толщину резонатора пренебрежимо мало, а допуски на диаметр резонатора уменьшаются существенно.

Из формул (8) нетрудно найти выражения, связывающие заданную погрешность воспроизведения резонансной частоты с максимальными допусками на размеры ДР:

$$\begin{aligned}\Delta L &= -2 \left[\left(\frac{2d_{\text{H}}}{\pi}\right)^2 \frac{L}{D} + 1 \right] L \left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{D=\text{const}}, \\ \Delta D &= -2 \left[1 - \frac{1}{2 + \left(\frac{\pi}{2d_{\text{H}}}\right)^2 \frac{D}{L}} \right] D \left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{L=\text{const}}.\end{aligned}\quad (9)$$

И, наконец, выражение, связывающее между собой допуски на L и D , имеет вид:

$$\frac{\Delta L}{\Delta D} = \frac{L}{D} \left[1 + 2 \left(\frac{2d_n}{\pi} \right)^2 \frac{L}{D} \right]. \quad (10)$$

Из рис. 2,б видно, что абсолютные допуски на размеры L и D равны между собой при $L/D \simeq 0,37$. При L/D , большем этого значения, определяющим является абсолютный допуск на диаметр, а при меньшем L/D более жестким становится допуск на толщину резонатора.

6. ОПТИМАЛЬНЫЕ РАЗМЕРЫ ОДИНОЧНЫХ РЕЗОНАТОРОВ И РЯДА ТИПОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРОВ

С учетом вышеизложенного выбираемые для практического использования размеры диэлектрических резонаторов должны отвечать следующим требованиям:

- обеспечивать максимальную расстройку высших типов колебаний относительно рабочего;
- обеспечивать достаточную величину связи ДР с линиями передачи;
- путем механической обработки заготовок ДР обеспечивать подстройку резонансной частоты в заданных пределах;
- обладать минимальной чувствительностью по отношению к отклонениям от заданных размеров.

Указанные требования являются противоречивыми. Так, если первое условие выполняется при $L/D = 0,4$, то второе обеспечивается уменьшением величины L/D . В то же время третье и четвертое условия приводят к необходимости увеличения L/D .

Проведенные исследования показывают, что в большинстве случаев вышеперечисленным требованиям отвечает $L/D = 0,2...0,6$.

На основе требований, предъявляемых к одиночным резонаторам, можно построить ряд типовых резонаторов для заданного диапазона частот. При этом искомый ряд должен учитывать особенности серийного производства, а также быть удобным для потребителей. В этом случае требованиями, предъявляемыми к его построению, являются:

- обеспечение минимального числа резонаторов, перекрывающих заданный диапазон частот;
- заполнение частотного диапазона до номинального значения следующего ДР при минимальной механической обработке толщины резонатора;
- обеспечение сохранения электродинамических характеристик при переходе из одной части диапазона в другую.

Указанные требования являются в известной мере противоречивыми. Поэтому их выполнение обеспечивают следующие основные принципы построения ряда типовых ДР:

- постоянство отношений линейных размеров при переходе от одного участка диапазона к другому, обеспечивающее тождественность электродинамических характеристик резонаторов;
- минимизация числа диаметров, обусловленная сложностью обработки боковых поверхностей цилиндрических ДР;
- равномерное заполнение рекомендуемого диапазона изменения $L/D = 0,2...0,6$ с целью сведения к минимуму поверхностной обработки диэлектрических заготовок ряда типовых ДР;
- выбор соотношения между диаметрами заготовок, позволяющего создавать резонаторы, как минимум, двух разных диаметров на одну и ту же резонансную частоту во всем частотном диапазоне.

Отвечающий этим принципам предлагаемый типовой ряд состоит из 50 резонаторов, причем каждому значению диаметра соответствуют два различных значения толщины, которая выбирается таким образом, чтобы отношение L/D лежало в пределах 0,2–0,6. Для всех элементов ряда это отношение соответствует значениям 0,6 и 0,4. Выбранные таким образом отношения позволяют при минимальной механической обработке торцевых поверхностей получить из заготовок типового ряда резонатор с требуемой резонансной частотой. При вариации толщины ДР от $L_1 = 0,6 D$ до $L_2 = 0,4 D$ происходит изменение резонансной частоты примерно на 10 %. Этот сдвиг, определяющий частотный диапазон, перекрываемый одним резонатором, показывает, что при постоянном L/D

отношение диаметров двух соседних типовых ДР равно 1,1. Составленный таким образом ряд обеспечивает сплошные перекрытия частотного диапазона при вариации L/D в указанных пределах. Двойное перекрытие диапазона (в смысле возможности реализации резонаторов с двумя различными диаметрами на любую резонансную частоту) достигается изменением толщины ДР в пределах от $0,4 D$ до $0,29 D$.

Для наиболее распространенных ДР из материалов с диэлектрической проницаемостью 83 и 40 предлагаемый ряд перекрывает полосу частот соответственно 1,3–13 ГГц и 1,9–19 ГГц (табл. 4). Приведенные в таблице допуски на геометрические размеры соответствуют требованиям обеспечения 1%-ной погрешности воспроизведения резонансной частоты колебания H_{011} .

Отметим, что предлагаемый ряд типовых конструкций ДР допускает простое продолжение в обоих направлениях частотной шкалы. Для этого в качестве каждого последующего члена ряда достаточно выбрать резонатор, отстоящий от искомого на 48 элементов. При этом размеры резонатора должны быть уменьшены (при движении вверх по шкале частот) или увеличены (при движении вниз) в 10 раз. Так, например, 51-й типовой ДР получается 10-кратным увеличением размеров 3-го типового ДР, т. е. для него $D = 28$ мм, $L = 17$ мм. Для такого ДР частота уменьшается в 10 раз по сравнению с 3-м типовым ДР и равна 1,16 ГГц для материала с $\epsilon = 83$ и 1,67 ГГц для материала с $\epsilon = 40$.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование результатов решения задачи о собственных колебаниях диэлектрического эллипсоида вращения и асимптотических представлений позволяет получить аналитическое выражение для расчета резонансной частоты низшего магнитного колебания H_{011} цилиндрического ДР, обеспечивающее погрешность вычисления частоты не хуже 1 % для $\epsilon > 40$ и отношениях размеров ДР $L/D = 0,3 \dots 0,7$. Полученное выражение позволяет обосновать допуски на линейные размеры ДР и, в частности, установить, что при $L/D \simeq 0,37$

допуски на отклонение L и D одинаковы и что для более толстых ДР определяющим является допуск на диаметр, а для менее толстых — на толщину резонатора.

Проведенные исследования характеристик цилиндрических ДР при изменении отношения L/D позволяют обоснованно выбирать соотношения размеров резонаторов с учетом требований по частотной расстройке основного колебания от высших типов колебаний, реализации требуемых значений коэффициентов связи и минимальной чувствительности резонансной частоты к отклонениям линейных размеров ДР.

Предложенный ряд ДР, перекрывающих широкий частотный диапазон при использовании материалов с различной диэлектрической проницаемостью, учитывает как требования серийного производства, так и интересы потребителей, позволяя простым путем получать резонаторы с близким к оптимальному соотношением размеров и требуемой резонансной частотой низшего магнитного колебания H_{011} . Выработанные принципы построения ряда допускают его продолжение в сторону более высоких или более низких частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Взятых В. Ф., Ильченко М. Е. Объемные СВЧ-резонаторы с диэлектриком: принципы, конструкции и свойства, перспективы и проблемы. — Тезисы докладов и сообщений Всесоюзной научно-технической конференции «Проектирование и применение радиоэлектронных устройств на диэлектрических волноводах и резонаторах». — Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1983, с. 25–29.
2. Старков М. А. Осесимметричные колебания сфероидальных открытых диэлектрических резонаторов. — Радиотехника и электроника, 1983, т. XXVIII, No 5, с. 864–870.
3. Ильченко М. Е., Кудинов Е. В. Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ. — Киев: Изд-во Киев. ун-та, 1973. — 175 с.
4. Ильченко М. Е., Мелков Г. А., Мирских Г. А. Твердотельные СВЧ-фильтры. — Киев: Техніка, 1977. — 108 с.

Таблица 4

Ряд типовых конструкций цилиндрических диэлектрических резонаторов

ϵ	Номер резонатора	D , мм	$\pm \Delta D$, мм	$\pm \Delta L_1$, мм	f_1 , ГГц	$L_2(\sim 0,4D)$, мм	$\pm \Delta L_2$, мм	f_2 , ГГц	$L_3(\sim 0,29D)$, мм	f_3 , ГГц
83	1–2	2,5	0,02	0,02	13,1	1,0	0,01	14,4	0,7	15,9
	3–4	2,8	0,02	0,02	11,6	1,1	0,01	12,9	0,8	14,1
	5–6	3,1	0,02	0,02	10,5	1,2	0,01	11,7	0,9	12,7
	7–8	3,4	0,02	0,02	9,65	1,4	0,01	10,5	1,0	11,5
	9–10	3,7	0,02	0,02	8,84	1,5	0,01	9,68	1,1	10,6
	11–12	4,1	0,04	0,04	8,01	1,6	0,02	8,83	1,2	9,57
	13–14	4,5	0,04	0,04	7,26	1,8	0,02	7,99	1,3	8,76
	15–16	5,0	0,04	0,04	6,53	2,0	0,02	7,19	1,4	7,96
	17–18	5,5	0,04	0,04	5,94	2,2	0,02	6,54	1,6	7,15
	19–20	6,0	0,06	0,06	5,44	2,4	0,03	5,99	1,8	6,49
	21–22	6,6	0,06	0,06	4,94	2,6	0,03	5,47	1,9	5,98
	23–24	7,3	0,06	0,06	4,47	2,9	0,03	4,93	2,0	5,49
	25–26	8,0	0,08	0,08	4,08	3,2	0,04	4,49	2,3	4,93
	27–28	8,8	0,08	0,08	3,71	3,5	0,04	4,09	2,5	4,50
	29–30	9,7	0,08	0,08	3,37	3,9	0,04	3,70	2,8	4,06
	31–32	10,6	0,10	0,10	3,08	4,3	0,05	3,38	3,1	3,70
	33–34	11,7	0,10	0,10	2,79	4,7	0,05	3,07	3,4	3,36
	35–36	12,8	0,10	0,10	2,55	5,1	0,05	2,81	3,7	3,08
	37–38	14,0	0,10	0,10	2,33	5,6	0,05	2,57	4,1	2,80
	39–40	15,5	0,10	0,10	2,11	6,2	0,05	2,32	4,5	2,54
	41–42	17,0	0,10	0,10	1,92	6,8	0,05	2,11	4,9	2,32
	43–44	19,0	0,10	0,10	1,72	7,6	0,05	1,89	5,5	2,07
	45–46	21,0	0,20	0,20	1,56	8,4	0,10	1,71	6,1	1,87
	47–48	23,0	0,20	0,20	1,42	9,2	0,10	1,56	6,7	1,71
	49–50	25,0	0,20	0,20	1,31	10,0	0,10	1,44	7,3	1,57

Продолжение табл. 4

ε	Номер резонатора	D , мм	$\pm\Delta D$, мм	$L_2(\sim 0,4D)$, мм	$\pm\Delta L_1$, мм	f_1 , ГГц	$L_2(\sim 0,4D)$, мм	$\pm\Delta L_2$, мм	f_2 , ГГц	$L_3(\sim 0,29D)$, мм	f_3 , ГГц
40	1–2	2,5	0,02	1,5	0,02	18,7	1,0	0,01	20,6	0,7	22,9
	3–4	2,8	0,02	1,7	0,02	16,7	1,1	0,01	18,5	0,8	20,3
	5–6	3,1	0,02	1,9	0,02	15,0	1,2	0,01	16,8	0,9	18,2
	7–8	3,4	0,02	2,0	0,02	13,8	1,4	0,01	15,1	1,0	16,6
	9–10	3,7	0,02	2,2	0,02	12,7	1,5	0,01	13,9	1,1	15,2
	11–12	4,1	0,04	2,4	0,04	11,5	1,6	0,02	12,7	1,2	13,8
	13–14	4,5	0,04	2,7	0,04	10,4	1,8	0,02	11,5	1,3	12,6
	15–16	5,0	0,04	3,0	0,04	9,37	2,0	0,02	10,3	1,4	11,4
	17–18	5,5	0,04	3,3	0,04	8,52	2,2	0,02	9,38	1,6	10,3
	19–20	6,0	0,06	3,6	0,06	7,81	2,4	0,03	8,60	1,8	9,33
	21–22	6,6	0,06	4,0	0,06	7,08	2,6	0,03	7,85	1,9	8,59
	23–24	7,3	0,06	4,4	0,06	6,41	2,9	0,03	7,08	2,0	7,88
	25–26	8,0	0,08	4,8	0,08	5,86	3,2	0,04	6,45	2,3	7,09
	27–28	8,8	0,08	5,3	0,08	5,32	3,5	0,04	5,87	2,5	6,47
	29–30	9,7	0,08	5,8	0,08	4,83	3,9	0,04	5,31	2,8	5,84
	31–32	10,6	0,10	6,4	0,10	4,41	4,3	0,05	4,85	3,1	5,32
	33–34	11,7	0,10	7,0	0,10	4,01	4,7	0,05	4,41	3,4	4,83
	35–36	12,8	0,10	7,7	0,10	3,66	5,1	0,05	4,04	3,7	4,42
	37–38	14,0	0,10	8,4	0,10	3,35	5,6	0,05	3,69	4,1	4,03
	39–40	15,5	0,10	9,3	0,10	3,02	6,2	0,05	3,33	4,5	3,65
	41–42	17,0	0,10	10,2	0,10	2,76	6,8	0,05	3,04	4,9	3,33
	43–44	19,0	0,10	11,4	0,10	2,47	7,6	0,05	2,72	5,5	2,98
	45–46	21,0	0,20	12,6	0,20	2,23	8,4	0,10	2,46	6,1	2,69
	47–48	23,0	0,20	13,8	0,20	2,04	9,2	0,10	2,24	6,7	2,46
	49–50	25,0	0,20	15,0	0,20	1,87	10,0	0,10	2,06	7,3	2,26

5. Ильченко М. Е., Трубин А. А. Рассеяние электромагнитных волн на диэлектрическом резонаторе в волноводе. — Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника, 1981, т. 24, № 10, с. 91–93.

Статья поступила 19 июля 1984 г.

Ильченко М. Е.

ПРИНЦИП УЛУЧШЕНИЯ ЧАСТОТНОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ СВЧ

В известных конструкциях полосовых и режекторных фильтров на основе диэлектрических резонаторов (ДР) с высокими значениями диэлектрической проницаемости ϵ_p обычно применяют ДР в форме цилиндра или прямоугольного параллелепипеда [1]. При этом используется низший магнитный вид колебаний ДР, возбуждаемый одной из двух (поперечной или продольной) составляющих СВЧ магнитного поля прямоугольного волновода путем обеспечения совпадения этой составляющей поля с нормалью к торцевой плоскости цилиндрического или прямоугольного ДР. Форма амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) коэффициента передачи таких структур приблизительно соответствует однозвенному фильтру с тем отличием, что вследствие известного [2] нерезонансного фона, обусловленного возмущением поля волновода резонатором как диэлектрической неоднородностью с высокой ϵ_p , крутизна ниже и выше резонансного склонов АЧХ различна. Улучшения частотной избирательности структур при этом достигают путем увеличения числа используемых ДР.

Предлагаемый принцип улучшения частотной избирательности диэлектрических фильтров отличается от известного выполнением одновременно двух следующих условий. Во-первых, используемому диэлектрическому резонатору придают геометрическую форму, обеспечивающую возможность существования в нем двух ортогонально поляризованных вырожденных видов колебаний магнитного типа. Во-вторых, эти колебания возбуждают со сдвигом по фазе на 90° , обеспечи-

вая одновременно равенство амплитуд колебаний. Физическая реализуемость этих условий наиболее просто осуществляется при расположении ДР в форме шара (или куба) в области круговой поляризации СВЧ магнитного поля прямоугольного волновода.

Для теоретического анализа предлагаемого принципа воспользуемся методом [3]. Рассмотрим электродинамическую структуру на основе одного ДР в форме шара (ДРШ), расположенного в согласованной линии передачи в таком ее месте, где невозмущенное СВЧ магнитное поле имеет две составляющие H_x и H_z с равными амплитудами и сдвинутыми по фазе и в пространстве на 90° . Каждой из этих составляющих H_x и H_z в ДРШ возбуждается низший вид колебаний H_{101} . Для каждого из двух возбуждаемых колебаний ДРШ с высокой ϵ_p представляется как неоднородность, характеризующаяся через распределение ее полей на поверхности шара либо через магнитный момент резонатора $\vec{m}$, связанный с магнитным поляризационным током $\vec{I}_m$ известным соотношением $\vec{I}_m = j\omega\vec{m}$, где ω — круговая частота СВЧ колебаний. При анализе учтем взаимную связь колебаний H_{101} через составляющие полей H_x и H_z , связь между которыми, в свою очередь, вытекает из решения уравнений Максвелла. Учитывая только резонансную связь двух ортогональных колебаний H_{101} друг с другом и с линией передачи, согласно алгоритму [3], нетрудно получить следующие соотношения для коэффициентов прохождения (T) и отражения (Γ) режекторного фильтра с одним ДРШ, расположенным в круговой поляризации СВЧ магнитного поля линии передачи:

$$T = -[2\xi - j(1 - \xi^2)]/[1 + 2K + 2K^2 - \xi^2 + j2\xi(1 + K)],$$

$$\Gamma = -2K^2/[1 + 2K + 2K^2 - \xi^2 + j2\xi(1 + K)],$$
(1)

где K — коэффициент связи резонатора с линией передачи по поперечной или продольной составляющей поля; ξ — обобщенная расстройка ДР. Формулы (1) справедливы для любой линии передачи и ДР, удовлетворяющих изложенным исходным допущениям, что обусловлено записью T и Γ как функ-

ций коэффициента связи $K = Q_0 / Q_{\text{вн}}$, где Q_0 , $Q_{\text{вн}}$ – соответственно собственная и внешняя добротности ДРШ для каждого из двух вырожденных колебаний H_{101} . Применительно к прямоугольному волноводу коэффициент связи ДРШ с волноводом при возбуждении рассматриваемых колебаний и расположении резонатора в области круговой поляризации СВЧ магнитного поля с учетом результатов [4] можно рассчитывать по формуле:

$$K = (3\lambda^3 \zeta_1^H / \pi a b \lambda_B) \sin^2(\pi x_0 / a). \quad (2)$$

Здесь a , b – размеры соответственно широкой и узкой стенок волновода; λ, λ_B – длина волны на резонансной частоте ДРШ в свободном пространстве и волноводе; x_0 – расстояние между узкой стенкой волновода и координатой расположения резонатора в поперечном сечении волновода, где СВЧ магнитное поле поляризовано по кругу; ζ_1^{H*} – параметр, зависящий от ϵ_p материала и собственной добротности Q_0 ДР [4]. Так, например, для $\epsilon_p = 80$, параметр $\zeta_1^H = 4$.

На рис. 1 приведены АЧХ коэффициентов передачи и отражения режекторного фильтра на основе прямоугольного волновода сечением 23×10 мм² и ДР в форме шара диаметром $D_p = 3,58$ мм из материала с $\epsilon_p = 81$ и $Q_0 = 1000$; при этом $K = 6,1$. Наряду со сплошными расчетными линиями точками на рис. 1 отмечены данные эксперимента, подтверждающие теоретические результаты.

Представляет интерес сопоставление показанных на рис. 1 характеристик с аналогичными зависимостями, полученными для того же ДР при его расположении в центре волновода, где в шаре возбуждается только один вид H_{101} .

* Значения параметров ζ_1^H и ζ_1^E для различных ϵ_p в табл. 1 работы [4] рассчитаны для случая, когда собственная добротность резонатора равна 1000. Поэтому при расчете коэффициентов связи применительно к ДР с другим значением Q_0 параметры ζ_1^H и ζ_1^E из табл. 1 [4] следует умножить на коэффициент $Q_0 / 1000$.

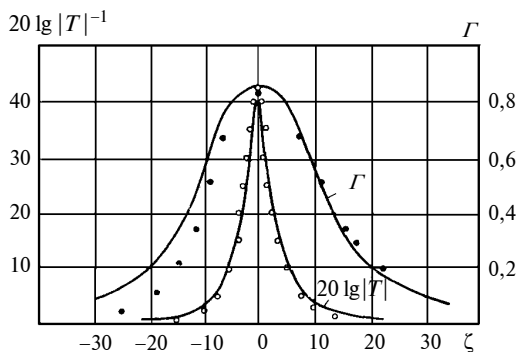


Рис. 1

шению прямоугольности АЧХ структуры с ДРШ в круговой поляризации, что обусловлено увеличением крутизны склонов АЧХ одновременно выше и ниже резонансной частоты. Форма АЧХ фильтра с ДРШ в круговой поляризации принципиально отличается от случая расположения резонатора в центре волновода. Проведенные исследования показали, что АЧХ фильтра с ДРШ в круговой поляризации адекватна получаемой для фильтра с двумя такими же резонаторами, расположенными в центре волновода на расстоянии $3\lambda_v/4$ друг от друга [5]. Этот результат позволяет трактовать характеристики частотной избирательности фильтра с одним ДРШ в области круговой поляризации, как характеристики традиционно используемой двухзвенной структуры при четвертьволновой связи ДР в режиме возбуждения одного низшего вида колебаний.

Таким образом, предлагаемый принцип позволяет существенно увеличить избирательность диэлектрических фильтров при том же числе используемых ДР или реализовать частотную избирательность как в традиционно используемых конструкциях фильтров при уменьшении в два раза числа применяемых ДР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ильченко М. Е., Мелков Г. А., Мирских Г. А. Твердотельные СВЧ фильтры. — Киев: Техніка, 1977. — 120 с.
2. Вайнштейн Л. А. Открытые резонаторы и открытые волноводы. — М.: Сов. радио, 1966. — 476 с.

Такое сравнение показывает, что для фильтра с ДРШ в центре волновода затухание в точке резонанса уменьшается с 42 до 23 дБ, а коэффициент отражения возрастает с 0,86 до 0,94. Наличие упомянутого выше нерезонансного фона приводит к некоторому улуч-

3. Ильченко М. Е. Характеристики твердотельных многорезонаторных полосовых фильтров. — Электрон. техника. Сер. Электроника СВЧ, 1984, вып. 4, с. 20–26.

4. Ильченко М. Е., Трубин А. А. Резонансные характеристики диэлектрического шара в волноводе. — Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника, 1984, т. 27, № 1, с. 72–74.

5. Ильченко М. Е., Репетий В. П. Двухрезонаторный диэлектрический фильтр в волноводе. — Электрон. техника. Сер. Электроника СВЧ, 1985, вып. 3, с. 6–10.

Поступило в редакцию 18. 03. 85.

М. Е. Ильченко

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЧ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

Создан метод синтеза электрических характеристик гироманнитных и диэлектрических фильтров, описываемых через обобщенные коэффициенты связи резонаторов друг с другом и с цепями СВЧ. Для полосовых фильтров, согласованных по входу, протабулированы параметры фильтров и коэффициенты связи.

Синтез, многорезонаторные твердотельные фильтры, согласование по входу, полоса пропускания, потери, крутизна АЧХ.

Задача инженерного расчета и проектирования фильтров СВЧ на основе твердотельных резонаторов сводится к выбору конструкции фильтра с последующим нахождением параметров резонаторов, используемых цепей связи и линий передачи, при которых оптимальным образом выполняются требования технического задания на фильтр. Проектирование таких фильтров усложняется тем, что количество параметров резонаторов и параметров, характеризующих применяемые линии передачи и расположение в них резонаторов, обычно довольно велико, а принципы работы твердотельных резонаторов, используемых в фильтре, могут быть различны. Поэтому представляет практический интерес расчет твердотельных фильтров с помощью современного метода оптимального параметрического синтеза. В основе такого подхода, предложенного в [1], лежит описание характеристик фильтров через обобщенные коэффициенты связи [2]. В данной работе излагается сущность указанного подхода применительно к полосовым твердотельным фильтрам с непосредственной связью резонаторов.

Описываемый подход состоит из двух этапов. В начале для заданных величин неравномерности затухания в полосе пропускания $\Delta L_{\text{пп}}$ и приведенной полосы пропускания $\xi_{\text{пп}}$ находятся коэффициенты связи как корни уравнения

$$\Delta L_{\text{пп}} = 10 \lg \frac{c^2 + d^2}{\left(2K \prod_{i=1}^N K_{i,i+1}\right)^2} - L_{\text{мин}}, \quad (1)$$

где параметры c, d определяются формулами из [2], K — коэффициент связи крайнего (по отношению ко входу или выходу фильтра) резонатора с подводящей линией передачи, $K_{i,i+1}$ — обобщенный коэффициент взаимной связи рядом расположенных резонаторов. Для равных взаимных связей $K_{i,i+1} = K_c$. Значение $L_{\text{мин}}$ в (1) рассчитывается при изменении расстройки $\xi < \xi_{\text{пп}}$ для заданных коэффициентов связи.

После того как найдены коэффициенты связи, рассчитываются коэффициент стоячей волны $K_{\text{ст}U}$ на центральной частоте (либо при расстройке ξ_0 , где $K_{\text{ст}U}$ минимален) и параметр крутизны амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), умноженной на ширину полосы $2\Delta f_0$ ненагруженного резонатора, определяемый по формуле

$$S_0 = \frac{2(\Delta L_{3\Gamma} - \Delta L_{\text{пп}})}{\xi_{20} - \xi_{\text{пп}}}. \quad (2)$$

Параметр $\xi_{\text{пп}}$ соответствует граничной расстройке фильтра, при которой неравномерность затухания $\Delta L_{\text{пп}}$ равна заданной. Расчет S_0 сопряжен с поиском решения уравнения

$$L - L_{\text{мин}} \simeq 20, \quad (3)$$

при котором затухание L на склоне АЧХ на $\Delta L_{3\Gamma} = 20$ дБ больше, чем минимальные потери фильтра.

Из условия согласования полосовых фильтров по входу можно найти K_c в виде функции K^2 :

для двухрезонаторного фильтра

$$K_c = \sqrt{K^2 - 1}; \quad (4)$$

для трехрезонаторного фильтра

$$K_c = \sqrt{\frac{1}{2}(K^2 - 1)}; \quad (5)$$

для четырехрезонаторного фильтра

$$K_c = \sqrt{\frac{1}{2}(K^2 - 3 + \sqrt{K^4 - 2K^2 + 5})}; \quad (6)$$

для пятирезонаторного фильтра

$$K_c = \sqrt{\frac{1}{3}(K^2 - 2 + \sqrt{K^4 - K^2 + 1})}; \quad (7)$$

для шестирезонаторного фильтра

$$K_c = \left\{ \frac{2}{3}(K^4 - 3K^2 + 2)^{1/2} \cos \left[\frac{1}{3} \arccos \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \frac{2K^6 - 9K^4 + 36K^2 - 189}{2(K^4 - 3K^2 + 2)^{3/2}} \right] + \frac{K^2 - 6}{3} \right\}^{1/2}. \quad (8)$$

Таблица 1

Двухрезонаторные полосовые фильтры

$\xi_{пп}$	K	K_c	$L_{\min}$, дБ	S_0 , дБ
2	1,50	1,12	6,99	5,32
3	2,20	1,96	4,26	3,95
4	2,89	2,71	3,13	3,17
5	3,59	3,45	2,48	2,64
6	4,29	4,17	2,06	2,26
7	5,00	4,90	1,76	1,97
8	5,70	5,61	1,54	1,76
9	6,41	6,33	1,37	1,58
10	7,11	7,04	1,23	1,44
11	7,82	7,75	1,12	1,32
12	8,52	8,46	1,02	1,22
13	9,23	9,17	0,945	1,13
14	9,94	9,89	0,877	1,05
15	10,6	10,6	0,819	0,987
16	11,3	11,3	0,767	0,929
17	12,1	12,0	0,722	0,877
18	12,8	12,7	0,682	0,831
19	13,5	13,4	0,646	0,789
20	14,2	14,1	0,614	0,751
21	14,9	14,8	0,585	0,718
22	15,6	15,6	0,558	0,686
23	16,3	16,3	0,534	0,658
24	17,0	17,0	0,511	0,631
25	17,7	17,7	0,491	0,607

Таблица 2

Трехрезонаторные полосовые фильтры

$\xi_{пп}$	K	K_c	$L_{\min}$, дБ	S_0 , дБ
2	2,34	1,50	8,02	8,48
3	3,36	2,27	5,40	6,49
4	4,37	3,01	4,10	5,29
5	5,37	3,73	3,32	4,47
6	6,37	4,45	2,79	3,88
7	7,37	5,16	2,40	3,43
8	8,37	5,88	2,11	3,07
9	9,37	6,59	1,89	2,78
10	10,4	7,30	1,70	2,54
11	11,4	8,01	1,55	2,34
12	12,4	8,72	1,43	2,17
13	13,4	9,43	1,32	2,02
14	14,4	10,1	1,23	1,89
15	15,0	10,8	1,15	1,77
16	16,4	11,5	1,08	1,67
17	17,4	12,3	1,02	1,58
18	18,4	13,0	0,960	1,50
19	19,4	13,7	0,911	1,43
20	20,4	14,4	0,866	1,36
21	21,4	15,1	0,825	1,30
22	22,4	15,8	0,789	1,25
23	23,4	16,5	0,755	1,20
24	24,4	17,2	0,724	1,15
25	25,4	17,9	0,695	1,11

Таблица 3

Четырехрезонаторные полосовые фильтры

$\xi_{пп}$	K	K_c	L_{min} , дБ	S_0 , дБ
2	2,02	1,54	10,7	13,3
3	2,61	2,23	7,57	11,0
4	3,20	2,89	5,91	9,42
5	3,77	3,50	4,89	8,44
6	4,35	4,12	4,18	7,61
7	4,93	4,73	3,65	6,95
8	5,51	5,33	3,24	6,43
9	6,09	5,92	2,92	5,96
10	6,68	6,53	2,65	5,56
11	7,27	7,13	2,43	5,21
12	7,85	7,72	2,24	4,91
13	8,45	8,33	2,08	4,62
14	9,04	8,93	1,94	4,38
15	9,63	9,53	1,82	4,16
16	10,2	10,1	1,71	3,96
17	10,8	10,7	1,62	3,78
18	14,4	11,4	1,53	3,61
19	12,0	11,9	1,45	3,45
20	12,6	12,5	1,38	3,31
21	13,2	13,1	1,32	3,18
22	13,8	13,8	1,26	3,06
23	14,4	14,3	1,21	2,94
24	15,0	14,9	1,16	2,84
25	15,6	15,5	1,12	2,75

Таблица 4

Пятирезонаторные полосовые фильтры

$\xi_{пп}$	K	K_c	L_{min} , дБ	S_0 , дБ
2	2,35	1,69	12,2	15,0
3	3,18	2,43	8,63	12,0
4	3,97	3,11	6,78	10,3
5	4,73	3,75	5,64	9,16
6	5,46	4,36	4,85	8,42
7	6,16	4,95	4,29	7,87
8	6,84	5,51	3,85	7,47
9	7,51	6,06	3,50	7,14
10	8,17	6,61	3,21	6,87
11	8,83	7,15	2,97	6,60
12	9,50	7,70	2,76	6,36
13	10,2	8,25	2,57	6,12
14	10,8	8,81	2,41	5,87
15	11,5	9,37	2,27	5,66
16	12,2	9,93	2,14	5,44
17	12,9	10,5	2,03	5,26
18	13,6	11,1	1,92	5,07
19	14,3	11,6	1,83	4,88
20	15,0	12,2	1,74	4,72
21	15,7	12,8	1,66	4,55
22	16,4	13,3	1,59	4,41
23	17,1	13,9	1,53	4,27
24	17,8	14,5	1,47	4,14
25	18,5	15,0	1,41	4,02

В табл. 1–4 приведены результаты расчетов параметров согласованных по входу полосовых фильтров с числом резонаторов от двух до пяти для неравномерности затухания в полосе пропускания $\Delta L_{пп} = 3$ дБ и ряда значений приведенной полосы пропускания $\xi_{пп} = 2 \dots 25$. Для всех этих фильтров уровень $\Delta L_{мин}$ равен вносимым потерям L_0 на центральной частоте полосы пропускания. Физический смысл параметра $\xi_{пп}$ состоит в том, что он представляет собой отношение полосы пропускания фильтра к полосе пропускания отдельно взятого ненагруженного резонатора, простым образом связанной со значением собственной добротности резонатора Q_0 . Параметры фильтров, представленные в табл. 1–4, рассчитаны для случая одинаковых Q_0 резонаторов и равных значений обоб-

щенных коэффициентов взаимной связи резонаторов $K_c = k_{св} Q_0$, где $k_{св}$ — коэффициент взаимной связи резонаторов [3]. Пользование табулированными значениями параметров согласованных по входу фильтров значительно упрощает их расчет, что можно проиллюстрировать на следующем примере. Пусть для фильтра даны центральная частота $f_0 = 3$ ГГц, полоса пропускания по уровню 3 дБ равна $2\Delta F_\phi = 30$ МГц, собственная добротность имеющихся резонаторов $Q_0 = 1000$. Требуется вычислить значения K и K_c , при которых заданные параметры фильтров реализуемы, а также найти характеристики $L_{\min}$ и S_0 проектируемого согласованного по входу фильтра. Решение этой задачи состоит в том, что по заданным f_0 , Q_0 , $2\Delta F_\phi$ сначала вычисляем значение полосы пропускания ненагруженного резонатора $2\Delta f_0 = 3$ МГц и приведенную полосу пропускания фильтра $\xi_{пп} = 10$. После этого, пользуясь табл. 1–4, находим для значения $\xi_{пп} = 10$ искомые параметры K , K_c , $L_{\min}$, S_0 фильтров с соответствующим числом используемых резонаторов.

Дополнительными требованиями к параметрам фильтров, определяющими число используемых резонаторов, могут быть значение S_0 вблизи граничной частоты полосы пропускания либо вносимые фильтром потери $L_{\min}$. Так, например, если задан параметр $S_0 = 2,5$ дБ, то это в рассматриваемом случае означает, что оптимальным будет трехрезонаторный фильтр. Его вносимые потери на центральной частоте полосы пропускания при этом составят 1,7 дБ.

Представляет интерес исследование общих свойств, присущих фильтрам, согласованным по входу. Результаты такого исследования иллюстрируются рис. 1, 2. На рис. 1 представлены характеристики L_0 и S_0 в зависимости от относительной полосы пропускания. Общим для всех этих фильтров является уменьшение вносимых потерь и крутизны АЧХ с ростом полосы пропускания. Видно, что при $\xi_{пп} > 6$ параметр S_0 у шестирезонаторного фильтра оказывается меньше, чем у

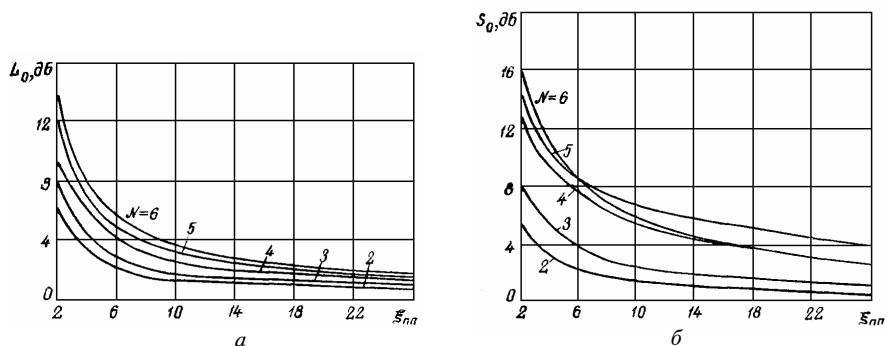


Рис. 1. Зависимость вносимых потерь (а) и крутизны АЧХ (б) от приведенной полосы пропускания $\xi_{пп}$ фильтров при $\Delta L_{пп} = 3$ дБ и для разного числа резонаторов N

пятирезонаторного, и с ростом $\xi_{пп}$ приближается к значению S_0 у четырехрезонаторного фильтра.

Из рис. 2 видно, что при фиксированном значении параметра $\xi_{пп}$ наблюдается рост вносимых потерь и параметра S_0 по мере увеличения $\Delta L_{пп}$ фильтров. При этом в случае $\xi_{пп} = 10$ и $\Delta L_{пп} < 2,5$ дБ параметр S_0 у пятирезонаторных фильтров существенно уменьшается. Отмеченные тенденции уменьшения S_0 у фильтров с $N = 5$ и $N = 6$ позволяют дать практические рекомендации. Если $\Delta L_{пп} = 3$ дБ, то число резо-

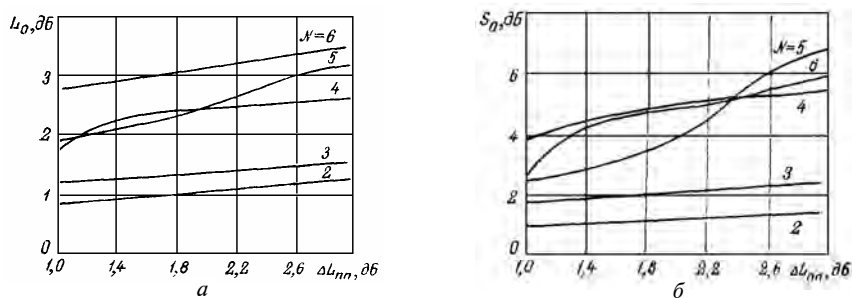


Рис. 2. Зависимость вносимых потерь (а) и крутизны АЧХ (б) от неравномерности затухания в полосе пропускания $\Delta L_{пп}$ при $\xi_{пп} = 10$ для разного числа резонаторов

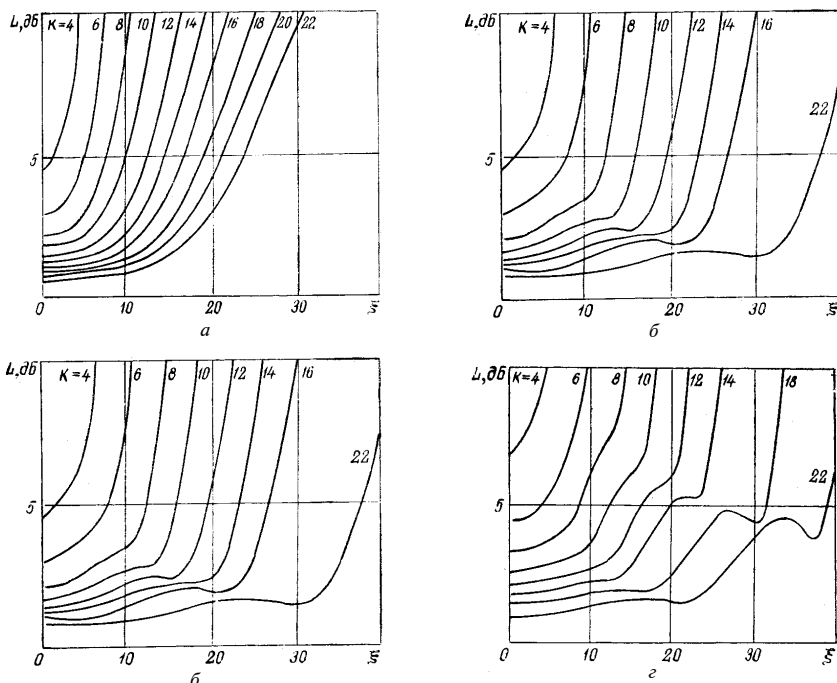


Рис. 3. АЧХ коэффициентов передачи трех- (а), четырех- (б), пяти- (в) и шестирезонаторных (г) полосовых фильтров, согласованных по входу

наторов N должно быть не более 5, а в случае $\Delta L_{\text{пп}} = 2,5$ дБ целесообразней использовать фильтр с $N = 4$.

Типичные АЧХ фильтров, согласованных по входу, рассчитанные для ряда значений параметра K , показаны на рис. 3. Видно, что для фильтров с $N \geq 4$ по мере роста K увеличивается уровень пульсаций в полосе пропускания фильтров. Уменьшение неравномерности затухания $\Delta L_{\text{пп}}$ при приемлемых значениях S_0 для согласованных по входу фильтров с $N \geq 4$ следует искать путем перехода к фильтрам с неодинаковыми значениями коэффициентов взаимной связи резонаторов.

Заключение

Возможность аналитического описания характеристик твердотельных фильтров через обобщенные коэффициенты

связи резонаторов друг с другом и с подводящими линиями передачи позволяет отыскивать соотношения между обобщенными коэффициентами связи и параметрами фильтров, реализуемыми для этих соотношений. Одно из таких решений, оптимальное по выполнению условия согласования фильтров по входу, найдено в данной работе. Рассчитанные таблицы параметров таких фильтров существенно упрощают их расчет на этапе вычисления требуемых значений коэффициентов связи. При этом учитываются потери в фильтрах.

Исследованные свойства многорезонаторных полосовых фильтров дают возможность обоснованно подходить к выбору числа используемых резонаторов по заданным параметрам фильтров с учетом реальных значений Q_0 резонаторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Проектирование и инженерная реализация твердотельных фильтров СВЧ / М. Е. Ильченко, Г. А. Мирских, А. Г. Кувика, Ю. А. Петашук. — В сб. “Функциональная электроника”. — К.: Общество “Знание”, УССР, 1977, с. 21–22.
2. Ильченко М. Е. Характеристики твердотельных многорезонаторных полосовых фильтров. — Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1984, вып. 4(364), с. 20–26.
3. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. — М.: Связь, 1971, 439 с.

Статья поступила 22 ноября 1984 г.

М.Е. Ильченко

ДВУХРЕЗОНАТОРНЫЕ ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ С ОПТИМАЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Изложен метод синтеза характеристик фильтров по заданной полосе пропускания и уровню затухания в этой полосе для 5 различных критериев оптимальности: минимальная неравномерность АЧХ вблизи центральной частоты полосы пропускания, согласование фильтра по входу, минимум вносимых потерь, минимальная неравномерность ФЧХ в полосе пропускания, максимальная крутизна склонов АЧХ вблизи граничной частоты полосы пропускания. Показано, что фильтры, синтезированные по первым четырем критериям оптимальности, близки друг к другу, но существенно отличаются от фильтров с максимальной крутизной склонов. Проведено сопоставление фильтров, полученных описанным методом, с фильтрами, синтезируемыми методом низкочастотных прототипов.

Полосовой фильтр, полоса пропускания, затухание, критерий оптимальности.

1. ВВЕДЕНИЕ

Полученные в [1] аналитические соотношения для характеристик многорезонаторных полосовых гиromaгнитных и диэлектрических фильтров СВЧ использованы в [2] для параметрического синтеза фильтров с учетом потерь в резонаторах. При этом для фильтров, согласованных по входу, в [2] получены таблицы для синтеза фильтров с числом резонаторов от двух до пяти. Представляет интерес исследование других критериев оптимальности, сопоставление получаемых при этом фильтров между собой и с результатами синтеза фильтров, полученными известными методами. Поставленная задача применительно к двухрезонаторным фильтрам решается в этой работе.

2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕДАЧИ И ОТРАЖЕНИЯ ФИЛЬТРОВ

Если учесть только резонансные связи между входом и выходом двухрезонаторного полосового фильтра и взять оди-

наковые значения коэффициентов связи резонаторов с подводящими линиями передачи, то из результатов [1] следуют такие соотношения:

— для модуля коэффициента передачи

$$L = 10 \lg \left\{ \xi^4 \frac{1}{4K^2 K_c^2} + \xi^2 \frac{(1+K)^2 - K_c^2}{2K^2 K_c^2} + \left[\frac{(1+K)^2 + K_c^2}{2KK_c} \right]^2 \right\}, \quad (1)$$

— фазы коэффициента передачи

$$\varphi = \arctg \frac{(1+K)^2 + K_c^2 - \xi^2}{2\xi(1+K)}, \quad (2)$$

— коэффициента отражения фильтра на его входе

$$|\Gamma| = \left\{ \frac{\xi^4 + 2\xi^2(1+K^2 - K_c^2) + (1-K^2 + K_c^2)}{\xi^4 + 2\xi^2[(1+K)^2 - K_c^2] + [(1+K)^2 + K_c^2]^2} \right\}^{1/2}, \quad (3)$$

где K — коэффициент связи резонатора с входной или выходной линией передачи; K_c — обобщенный коэффициент взаимной связи между резонаторами; ξ — расстройка фильтра относительно его центральной частоты полосы пропускания, совпадающей с резонансными частотами резонаторов.

Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) коэффициента передачи фильтров при значениях K и K_c в качестве параметра даны на рис. 1, из которого видно, что при постоянном K_c увеличение K сопровождается уменьшением крутизны склонов АЧХ и переходом к форме характеристики с одним экстремумом затухания при $\xi = 0$. При постоянном K увеличение K_c сопровождается расширением полосы пропускания и переходом к АЧХ с двумя минимумами затухания при некоторых значениях расстроек ξ_3 . Эти значения ξ_3 нетрудно найти, используя (1). В результате

$$\xi_3 = \pm \sqrt{K_c^2 - (1+K)^2} = \pm (1+K)\sqrt{\alpha^2 - 1}, \quad (4)$$

где

$$\alpha = \frac{K_c}{1+K}. \quad (5)$$

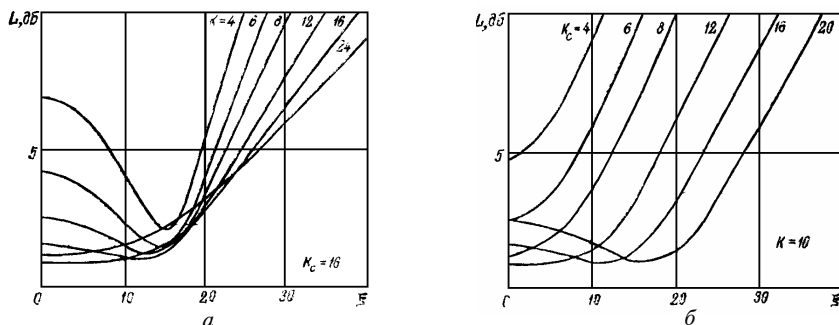


Рис. 1. АЧХ коэффициентов передачи двухрезонаторных полосовых фильтров при вариации коэффициентов связи резонаторов с линиями передачи (а) и коэффициентов взаимной связи резонаторов (б)

Расстройки ξ_0 физически реализуемы только при $\alpha > 1$, т. е. при связи, большей критической. Затухание фильтра при этих расстройках не изменяется при изменении K_c (рис. 2) и равно затуханию при $\alpha = 1$, где

$$L_{\min} = 20 \lg \frac{1 + K}{K}. \quad (6)$$

Значение $\alpha = 1$ по аналогии со связанными контурами соответствует критической связи.

Рассмотрим вначале случай, когда взаимная связь меньше критического значения. В этом случае затухание в точке резонанса $\xi = 0$ вычисляется по формуле

$$L_0 = 20 \lg \frac{(1 + K)^2 + K_c^2}{2KK_c}. \quad (7)$$

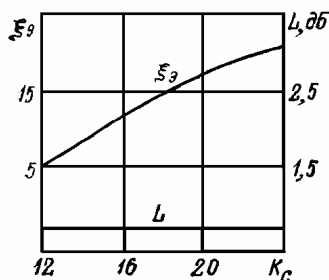


Рис. 2. Зависимости расстроек ξ_0 и соответствующих им затуханий L от коэффициента взаимной связи резонаторов

Неравномерность затухания $\Delta L_{\text{нп}}$ при расстройке в полосе $\pm \xi_{\text{нп}}$ представляет собой разность (в децибелах) коэффициентов передачи при расстройке $\xi_{\text{нп}}$ и $\xi = 0$. Соотношение для $\Delta L_{\text{нп}}$ имеет вид:

$$\Delta L_{\text{нп}} = 10 \lg \left[\xi_{\text{нп}}^4 \frac{1}{(1+K)^4(1+\alpha^2)^2} + \xi_{\text{нп}}^2 \frac{2(1-\alpha^2)}{(1+K)^2(1+\alpha^2)^2} + 1 \right] \quad (8)$$

или

$$\xi_{\text{нп}} = \pm(1+K) \left\{ \alpha^2 - 1 + \left[(1-\alpha^2)^2 + (1+\alpha^2)^2 (10^{\Delta L_{\text{нп}}/10} - 1) \right]^{1/2} \right\}^{1/2}. \quad (9)$$

Когда $\Delta L_{\text{нп}} = 3$ дБ, обобщенная расстройка, соответствующая этой неравномерности, равна

$$\xi_{\text{н3}} = \pm(1+K) \left\{ \alpha^2 - 1 + \left[2(1+\alpha^4) \right]^{1/2} \right\}^{1/2}, \quad (10)$$

при $\Delta L_{\text{нп}} = 20$ дБ имеем

$$\xi_{\text{н20}} = \pm(1+K) \left\{ \alpha^2 - 1 + \left[(1-\alpha^2)^2 + 99(1+\alpha^2)^2 \right]^{1/2} \right\}^{1/2}. \quad (11)$$

Пользуясь (10) и (11), нетрудно вычислить коэффициент прямоугольности АЧХ как отношение

$$\Pi = \frac{\xi_{\text{н20}}}{\xi_{\text{н3}}} = \left\{ \frac{\alpha^2 - 1 + \left[(1-\alpha^2)^2 + 99(1+\alpha^2)^2 \right]^{1/2}}{\alpha^2 - 1 + \sqrt{2(1+\alpha^4)}} \right\}^{1/2}. \quad (12)$$

Крутизна склонов АЧХ вблизи граничной частоты полосы пропускания [2] составляет

$$\begin{aligned} S &= \frac{S_0}{2\Delta f_0} = \frac{2(20 - \Delta L_{\text{нп}})}{\xi_{\text{н20}} - \xi_{\text{н3}}} = \\ &= \frac{2(20 - \Delta L_{\text{нп}})}{2\Delta f_0(1+K)} \left\{ \left[\alpha^2 - 1 + \sqrt{(1-\alpha^2)^2 + (1+\alpha^2)^2 99} \right]^{1/2} - \right. \\ &\quad \left. - \left[\alpha^2 - 1 + \sqrt{(1-\alpha^2)^2 + (1+\alpha^2)^2 (10^{\Delta L_{\text{нп}}/10} - 1)} \right]^{1/2} \right\}^{-1}, \end{aligned} \quad (13)$$

где $2\Delta f_0$ — ширина полосы ненагруженного резонатора.

При взаимной связи резонаторов больше критического значения формула для обобщенной расстройки ξ_{nn} , при которой неравномерность затухания по отношению к $L_{\min}$, определяемому согласно (6), равна ΔL_{nn} имеет вид:

$$\xi_{nn} = \pm(1 + K) \left[\alpha^2 - 1 + 2\alpha(10^{\Delta L_{nn}/10} - 1)^{1/2} \right]^{1/2}. \quad (14)$$

При этом коэффициент α , определяющий неравномерность затухания ΔL в точке $\xi = 0$ по отношению к $L_{\min}$, равен

$$\alpha = 10^{\Delta L/20} + (10^{\Delta L/10} - 1)^{1/2}. \quad (15)$$

Коэффициент прямоугольности АЧХ находится аналогично случаю $\alpha \leq 1$:

$$\Pi = \left(\frac{\alpha^2 - 1 + 2\sqrt{99}\alpha}{\alpha^2 - 1 + 2\alpha} \right)^{1/2}. \quad (16)$$

Крутизна склонов АЧХ равна

$$S = \frac{2(20 - \Delta L_{nn})}{2\Delta f_0(1 + K)} [(\alpha^2 - 1 + 2\alpha\sqrt{99})^{1/2} - (\alpha^2 - 1 + 2\alpha\sqrt{10^{\Delta L_{nn}/10} - 1})^{1/2}]^{-1}. \quad (17)$$

Коэффициент отражения фильтра минимален в точке $\xi = 0$ при $\alpha \leq 1$ и на частотах, соответствующих расстройкам ξ_3 при $\alpha > 1$. В обоих случаях (при $\alpha \geq 1$) минимальные значения коэффициентов отражения равны между собой и соответствуют коэффициенту стоячей волны

$$K_{стU} = \frac{2 + K}{K}. \quad (18)$$

3. СИНТЕЗ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ КРИТЕРИЕВ ОПТИМАЛЬНОСТИ

Фильтры с минимальной неравномерностью АЧХ вблизи центральной частоты (ФМН)

Условием оптимальности фильтра по минимуму неравномерности АЧХ вблизи центральной частоты полосы пропус-

кания является равенство $\alpha = 1$. В качестве исходной информации оптимизации [2] являются значения $\xi_{\text{пп}}$, $\Delta L_{\text{пп}}$ и заданный интервал их изменения. При расчете параметров фильтров последовательно проводится вычисление следующих характеристик:

$$\begin{aligned}
 K_{\Sigma} &= \frac{\xi_{\text{пп}}}{\sqrt{2} (10^{\Delta L_{\text{пп}}/10} - 1)^{1/4}}, \\
 K &= K_{\Sigma} - 1, \\
 K_{\text{с}} &= 1 + K, \\
 L_{\text{min}} &= 20 \lg \frac{1 + K}{K}, \\
 S_0 &= \frac{2(20 - \Delta L_{\text{пп}})}{(1 + K)(\sqrt[4]{390} + \sqrt[4]{4(10^{\Delta L_{\text{пп}}/10} - 1)})}, \\
 K_{\text{ст}U} &= \frac{2 + K}{K}.
 \end{aligned}
 \tag{19}$$

В табл. 1 даны результаты расчетов параметров фильтров для ряда значений $\xi_{\text{пп}}$ при $\Delta L_{\text{пп}} = 2$ дБ.

Таблица 1

$\xi_{\text{пп}}$	K	$K_{\text{с}}$	L_{min} , дБ	S_0 , дБ	$K_{\text{ст}U}$
2	0,62	1,62	8,37	6,91	4,24
3	1,43	2,43	4,62	4,61	2,40
4	2,23	3,23	3,21	3,45	1,89
5	3,04	4,04	2,47	2,76	1,66
6	3,85	4,85	2,00	2,30	1,52
7	4,66	5,66	1,69	1,97	1,43
8	5,47	6,47	1,46	1,73	1,37
9	6,28	7,28	1,26	1,53	1,32
10	7,09	8,09	1,15	1,38	1,28
11	7,89	8,89	1,04	1,26	1,25
12	8,70	9,70	0,945	1,15	1,23
13	9,51	10,51	0,868	1,06	1,21
14	10,3	11,3	0,803	0,986	1,19
15	11,1	12,1	0,747	0,921	1,18

Фильтры, оптимальные по согласованию на входе (ФОС) и минимуму вносимых потерь (ФМП)

Условия оптимальности двухрезонаторного фильтра по согласованию на входе и минимуму вносимых потерь совпадают между собой и имеют вид: $K_c = \sqrt{K^2 - 1}$. Расчет параметров осуществляется аналогично предыдущему случаю, когда по заданным ξ_{nn} , ΔL_{nn} проводится последовательное вычисление следующих характеристик: коэффициент связи K находится из решения уравнения

$$\begin{aligned} \xi_{nn}^2 - 2(1 + K)[\sqrt{1 + K^2(10^{\Delta L_{nn}/10} - 1)} - 1] &\leq 0, 1, \\ \alpha &= \sqrt{\frac{K - 1}{K + 1}}, \quad K_c = \sqrt{K^2 - 1}, \\ L_{\min} &= 20 \lg \frac{(1 + K)^2 + K_c^2}{2KK_c}, \end{aligned} \quad (20)$$

$$S_0 = \frac{2(20 - \Delta L_{nn})}{1 + K} \left\{ \left[\alpha^2 - 1 + \sqrt{(1 - \alpha^2)^2 + 99(1 + \alpha^2)^2} \right]^{1/2} - \left[\alpha^2 - 1 + \sqrt{(1 - \alpha^2)^2 + (1 + \alpha^2)^2(10^{\Delta L_{nn}/10} - 1)} \right]^{1/2} \right\}^{-1}.$$

Таблица 2

ξ_{nn}	K	K_c	$L_{\min}$, дБ	S_0 , дБ
2	1,81	1,51	5,40	4,60
3	2,62	2,42	3,49	3,43
4	3,43	3,28	2,61	2,73
5	4,23	4,11	2,09	2,28
6	5,04	4,94	1,75	1,96
7	5,84	5,75	1,50	1,72
8	6,65	6,57	1,32	1,52
9	7,46	7,40	1,17	1,37
10	8,26	8,20	1,06	1,25
11	9,07	9,01	0,962	1,15
12	9,88	9,83	0,882	1,06
13	10,7	10,6	0,816	0,983
14	11,5	11,4	0,758	0,918
15	12,3	12,3	0,708	0,860

В табл. 2 даны результаты расчетов параметров фильтров для ряда значений $\xi_{\text{пп}}$ при $\Delta L_{\text{пп}} = 2$ дБ.

Фильтры с максимальной крутизной склонов АЧХ (ФМК)

Условием оптимизации фильтров по максимуму крутизны склонов АЧХ является выбор взаимной связи α_{max} больше критического значения, соответствующей заданному уровню $\Delta L_{\text{пп}}$. Расчет параметров проводится по заданным $\xi_{\text{пп}}$, $\Delta L_{\text{пп}}$ в такой последовательности:

$$\begin{aligned}\alpha_{\text{max}} &= 10^{\Delta L_{\text{пп}}/20} + (10^{\Delta L_{\text{пп}}/10} - 1)^{1/2}, \\ K_{\Sigma} &= \xi_{\text{пп}} [\alpha_{\text{max}}^2 - 1 + 2\alpha_{\text{max}}(10^{\Delta L_{\text{пп}}/10} - 1)^{1/2}]^{-1}, \\ K &= K_{\Sigma} - 1, \\ K_{\text{с}} &= \alpha_{\text{max}}(1 + K), \\ L_{\text{min}} &= 20 \lg \frac{1 + K}{K}, \\ S_0 &= \frac{2(20 - \Delta L_{\text{пп}})}{1 + K} \left\{ [\alpha_{\text{max}}^2 - 1 + 2\sqrt{99}\alpha_{\text{max}}]^{1/2} - \right. \\ &\quad \left. - [\alpha_{\text{max}}^2 - 1 + 2\alpha_{\text{max}}\sqrt{10^{\Delta L_{\text{пп}}/10} - 1}]^{1/2} \right\}^{-1}.\end{aligned}\tag{21}$$

В табл. 3 даны результаты расчетов параметров фильтров для ряда значений $\xi_{\text{пп}}$ при $\Delta L_{\text{пп}} = 2$ дБ.

Приведем пример расчета фильтров, оптимальных по рассмотренным критериям. Пусть заданы центральная частота полосы пропускания фильтра $f_0 = 3$ ГГц, полоса пропускания на уровне 2 дБ $2\Delta f_{\phi} = 30$ МГц. Собственная добротность используемых резонаторов $Q_0 = 1\,000$. Решение ведется в такой последовательности: по заданным f_0 и Q_0 находим полосу $2\Delta f_0 = f_0/Q_0 = 3$ МГц; вычисляем приведенную полосу фильтра

$\xi_{\text{пп}} = 2\Delta f_{\text{ф}}/2\Delta f_0 = 10$; пользуясь табл. 1–3, находим остальные параметры фильтров, которые сведены в табл. 4.

Таблица 3

$\xi_{\text{пп}}$	K	K_c	$L_{\text{мин}}, \text{дБ}$	$S_0, \text{дБ}$	$K_{\text{ст } U}$
4	0,608	3,25	8,45	5,46	4,29
5	1,01	4,07	5,98	4,37	2,98
6	1,41	4,88	4,65	3,64	2,42
7	1,81	5,69	3,81	3,12	2,10
8	2,21	6,51	3,24	2,73	1,90
9	2,62	7,32	2,81	2,43	1,76
10	3,02	8,13	2,48	2,19	1,67
11	3,42	8,95	2,23	1,99	1,58
12	3,82	9,76	2,02	1,82	1,52
13	4,22	10,6	1,84	1,68	1,47
14	4,63	11,4	1,70	1,56	1,43
15	5,02	12,2	1,57	1,46	1,40

Таблица 4

Тип фильтра	K	K_c	$L_{\text{мин}}, \text{дБ}$	$S_0, \text{дБ/МГц}$	$K_{\text{ст } U}$
ФМН	7,09	8,09	1,15	0,46	1,28
ФМП, ФОС	8,26	8,20	1,06	0,42	1,00
ФМК	3,02	8,13	2,48	0,73	1,67

Крутизна АЧХ рассчитана по данным для S_0 из табл. 1–3 путем нормирования к $2\Delta f_0$.

Фильтры с минимальной неравномерностью фазочастотной характеристики (ФМФ)

Неравномерность фазочастотной характеристики (ФЧХ) двухрезонаторного фильтра в полосе пропускания зависит от степени связи α . По мере увеличения этого параметра выше критического значения эта неравномерность существенно возрастает. Результаты численного расчета неравномерности ФЧХ для фильтров, оптимальных по рассмотренным выше критериям, показаны на рис. 3, из которого видно, что минимальные искажения ФЧХ имеют место для фильтров, оптимальных по минимуму вносимых потерь и согласованию на входе. Близкую к ним неравномерность ФЧХ имеют фильтры с минимальной неравномерностью АЧХ вблизи центральной

частоты полосы пропускания. Наибольшая нелинейность ФЧХ имеет место у фильтров с максимальной крутизной склонов АЧХ, где неравномерность ФЧХ существенно зависит от уровня неравномерности затухания $\Delta L_{\text{пп}}$. Сопоставительный анализ полученных результатов позволяет заключить, что двухрезонаторные полосовые фильтры, оптимальные по согласованию на входе, минимуму вносимых потерь, минимальной неравномерности АЧХ и минимуму неравномерности ФЧХ в полосе пропускания, практически близки друг к другу.

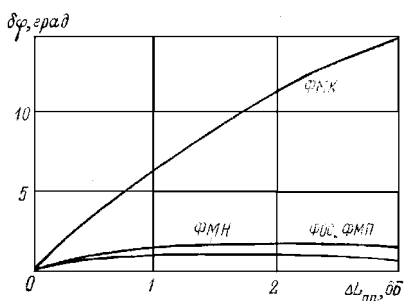


Рис. 3. Зависимости нелинейности ФЧХ $\delta\varphi$ от уровня $\Delta L_{\text{пп}}$ для фильтров, оптимальных по различным критериям

4. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРОВ, РАССЧИТАННЫХ ДВУМЯ МЕТОДАМИ

Представляет интерес сравнение полученных выше результатов расчетов фильтров с результатами, которые следуют из известного метода расчета фильтров по их рабочим параметрам с использованием фильтров-прототипов [3, 4]. Но этот метод не учитывает диссипативные потери в резонаторах, что является его недостатком. Поэтому представляется целесообразным сначала учесть в методе [3] диссипативные потери в резонаторах способом, изложенным нами ранее в [5]. При этом взаимосвязь между параметрами фильтров при использовании резонаторов с одинаковой собственной добротностью имеет вид:

$$K_{\text{вх}} = \frac{\xi_{\text{пп}}}{g_0 g_1 \omega'_1},$$

$$K_{\text{вых}} = \frac{\xi_{\text{пп}}}{g_n g_{n+1} \omega'_1} \quad (22)$$

$$K_{c\ i,\ i+1} = \frac{\xi_{\text{пп}}}{g_i g_{i+1} \omega'_1},$$

где $K_{\text{вх}}, K_{\text{вых}}$ – коэффициенты связи входного и выходного резонаторов с подводящими линиями; $K_{c\ i,\ i+1} = Q_0 k_{i,\ i+1}$ – обобщенный коэффициент взаимной связи между резонаторами, совпадающий с использованным выше параметром K_c ; $k_{i,\ i+1}$ – коэффициент взаимной связи [3]; $\xi_{\text{пп}}$ – относительная полоса пропускания, равная отношению полосы пропускания фильтра к полосе ненагруженного резонатора; $g_0, g_1, g_2, \dots, g_n$ – элементы низкочастотного прототипа [3]; ω'_1 – граничная частота полосы пропускания прототипа.

Таблица 5

$\xi_{\text{пп}}$	Фильтр, синтезированный для максимально плоской характеристики затухания	Фильтр, оптимальный по минимальной неравномерности АЧХ		Фильтр, оптимальный по согласованию и минимуму потерь	
	$K_{\text{вх}} = K_{\text{вых}} = K = K_c$	K	K_c	K	K_c
2	1,414	0,416	1,416	1,500	1,118
4	2,828	1,832	2,832	2,890	2,711
6	4,243	3,248	4,248	4,290	4,172
8	5,657	4,664	5,664	5,700	5,611
10	7,071	6,069	7,079	7,110	7,039
12	8,485	7,495	8,495	8,519	8,461
14	9,900	8,911	9,911	9,939	8,889
16	11,31	10,33	11,33	11,35	11,30
18	12,73	11,74	12,74	12,76	12,72
20	14,14	13,16	14,16	14,18	14,14

Возможность нахождения коэффициентов связи K и K_c двумя независимыми методами, т. е. путем решения задачи оптимизации по аналитическим соотношениям для характеристик фильтров и путем использования известных табулированных значений элементов прототипов, позволяет сопоставить результаты расчетов параметров фильтров обоими методами. В табл. 5 и 6 даны значения коэффициентов связи, рассчитанные этими двумя методами. Для фильтров с максимально плоской характеристикой затухания (табл. 5) принято

$g_0=1$, $\omega'_1=1$, что соответствует $\Delta L_{\text{пп}} = 3$ дБ, и с учетом данных таблиц [3] $g_1=1,414$, $g_2=1,414$, $g_3=1$, $K = \frac{\xi_{\text{пп}}}{\sqrt{2}}$. Для фильтра с чебышевской характеристикой затухания представленные в табл. 6 данные соответствуют $\xi_{\text{пп}} = 10$ и $\Delta L_{\text{пп}} = 3$ дБ.

Таблица 6

$\xi_{\text{пп}}$	Фильтр, синтезированный для чебышевской характеристики затухания		Фильтр, оптимальный по максимуму крутизны склонов	
	K	K_c	K	K_c
4	1,290	3,108	0,290	3,109
6	1,935	4,662	0,935	4,663
8	2,579	6,216	1,580	6,219
10	3,224	7,770	2,225	7,772
12	3,869	9,324	2,869	9,326
14	4,514	10,88	3,514	10,88
16	5,159	12,43	4,159	12,43
18	5,804	13,99	4,804	13,99
20	6,449	15,54	5,449	15,54

Сопоставительный анализ результатов, приведенных в табл. 5 и 6, позволяет сделать следующие представляющие практический интерес выводы.

1. Синтезированные методом прототипов [3] с учетом потерь согласно [5] двухрезонаторные полосовые фильтры с максимально плоской АЧХ близки к фильтрам, оптимальным по согласованию на входе и минимуму вносимых потерь. При этом они не являются оптимальными с точки зрения получения минимальной неравномерности АЧХ в центре полосы пропускания.

2. Синтезированные методом [3] с учетом потерь согласно [5] двухрезонаторные полосовые фильтры с чебышевской характеристикой затухания не являются оптимальными по максимуму крутизны склонов АЧХ вблизи граничной частоты полосы пропускания.

3. Значения коэффициентов связи резонаторов с подводящими линиями передачи $K_{\text{кл}}$, взятые из таблиц синтезируемых фильтров, и значения тех же коэффициентов связи

K_{opt} , взятые из таблиц для фильтров ФМН и ФМК с оптимальными параметрами, практически находятся в соотношении

$$K_{\text{opt}} = K_{\text{кл}} - 1. \quad (23)$$

Значения обобщенных коэффициентов взаимной связи для обоих классов фильтров практически совпадают между собой. Если ввести коррекцию значений коэффициентов связи согласно (23), то синтезируемый фильтр с максимальной плоской характеристикой полностью соответствует оптимальному фильтру с минимальной неравномерностью АЧХ, а синтезируемый фильтр с чебышевской характеристикой в точности соответствует фильтру, оптимальному по максимуму крутизны склонов АЧХ.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для двухрезонаторных полосовых фильтров получены аналитические соотношения между коэффициентами связи и такими параметрами фильтров, как вносимые потери, неравномерность затухания в полосе пропускания, коэффициент прямоугольности АЧХ, крутизна склонов АЧХ вблизи граничной частоты полосы пропускания, коэффициент отражения фильтра.

Полученные формулы использованы для синтеза фильтров по заданной полосе пропускания и неравномерности затухания в этой полосе для следующих критериев оптимальности: минимум неравномерности АЧХ вблизи центральной частоты, согласование фильтра по входу, минимум вносимых потерь, максимальная крутизна склонов АЧХ, минимум неравномерности фазочастотной характеристики. Для ряда значений параметров $\xi_{\text{пп}}$ при $\Delta L_{\text{пп}} = 2$ дБ найденные значения параметров фильтров табулированы.

Из проведенного сопоставления результатов расчетов фильтров с оптимальными параметрами и фильтров, синтезируемых методом прототипов в сочетании с предложенным ранее [5] способом учета диссипативных потерь, найдены соответствия и различия значений коэффициентов связи

резонаторов друг с другом и с подводящими линиями передачи. Найденные решения для фильтров с оптимальными параметрами позволяют вычислять требуемые значения коэффициентов связи по заданным характеристикам фильтров с учетом диссипативных потерь в резонаторах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ильченко М.Е. Характеристики твердотельных многорезонаторных полосовых фильтров // Электронная техника. Сер. I, Электроника СВЧ. — 1984. — Вып. 4(364). — С. 20—26.
2. Ильченко М.Е. Проектирование СВЧ твердотельных фильтров // Электронная техника. Сер. I, Электроника СВЧ. — 1986. — Вып. 1(385). — С. 13—16.
3. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. — М.: Связь, 1971, 439 с.
4. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. — М.: Советское радио, 1967. — 651 с.
5. Ильченко М.Е., Мирских Г.А. Расчет волноводных фильтров с диэлектрическими СВЧ резонаторами // Известия вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. — 1973. — № 8. — С. 90—92.

Статья поступила 29 января 1985 г.

М. Е. Ильченко, А. П. Живков

ПОЛЮСА ЗАТУХАНИЯ В ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРАХ НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРАХ

Рассмотрены фильтры на диэлектрических резонаторах с полюсами затухания за пределами полосы пропускания. Исследован механизм образования полюсов в одно-, двух- и четырехрезонаторных фильтрах. Приведены зависимости, позволяющие определять практически все необходимые параметры амплитудно-частотных характеристик фильтров.

Постановка задачи. Полосовые фильтры на диэлектрических резонаторах (ДР) с полюсами затухания, формируемыми благодаря введению дополнительных связей между несоседними ДР (или отдельными типами колебаний в них), находят все более широкое применение в технике СВЧ [1, 2]. Их основное преимущество — высокая прямоугольность амплитудно-частотной характеристики, что позволяет существенно улучшать избирательность вблизи полосы пропускания; главный недостаток — относительно высокая сложность проектирования и изготовления. Кроме того, для создания фильтров с эллиптической АЧХ, описанных в [2], необходимо возбудить не менее четырех колебаний, т. е. такой фильтр будет как минимум четырехрезонаторным. Вместе с тем опыт проектирования и разработки полосовых фильтров на ДР свидетельствует, что АЧХ одно-, двух- и трехрезонаторных фильтров также могут иметь полюса затухания на различных склонах (низкочастотных, высокочастотных или на тех и других одновременно) несмотря на отсутствие дополнительных связей между резонаторами. Данная работа посвящена рассмотрению различных механизмов формирования полюсов затухания в полосовых фильтрах на ДР. Специфика фильтров на ДР состоит в существовании в реальных конструкциях неосновных каналов связи входной и выходной линий передач (ЛП),

обусловленных как непосредственной связью ЛП через элементы конструкции фильтров, так и связью ЛП со всеми резонаторами.

Однорезонаторные фильтры. Коэффициент прохождения однорезонаторного фильтра (рис. 1) вблизи центральной частоты f_0 (в области малых обобщенных расстроек ξ) описывается [1] соотношением

$$T1 = -2\sqrt{(K_1 K_2) / (1 + K_1 + K_2 + j\xi)}, \quad (1)$$

где K_1, K_2 — коэффициенты связи ДР соответственно со входом и выходом фильтра. Поскольку даже при отсутствии ДР в рассматриваемом фильтре существует связь между входом и выходом через отрезок запердельного волновода конечной длины, то коэффициент прохождения, определяющий развязку фильтра в отсутствие ДР, может быть представлен в виде $T_p = D' + jD''$, где D', D'' — коэффициенты, характеризующие прохождение соответственно активной и реактивной части мощности. Обычно при слабой связи (развязка более 20 дБ) между входом и выходом фильтра по нераспространяющимся типам волн через запердельную область, образованную отрезком запердельного волновода или разрывом в ленточном проводнике микрополосковой линии, выполняется соотношение $D' \simeq (D'')^2 = 10^{-L_{\text{раз}}/10}$, где $L_{\text{раз}}$ — развязка между входом и выходом фильтра, дБ.

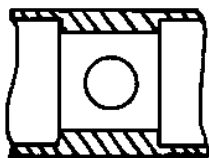


Рис. 1.

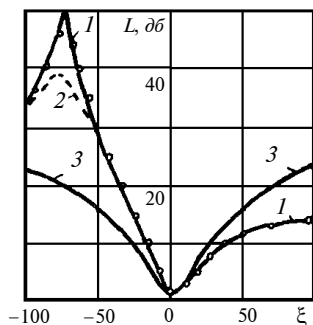


Рис. 2.

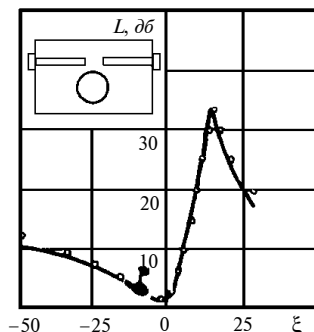


Рис. 3.

Используя методы теории цепей или же принцип суперпозиции, можно показать, что в предположении независимого прохождения энергии по основному и дополнительному каналам (при условии малости $|T_p|$) полный коэффициент прохождения фильтра

$$T_{\Sigma} = T_1 + T_p. \quad (2)$$

На рис. 2 представлены расчетные и экспериментальные коэффициенты передачи $L = 20 \lg(1/|T_{\Sigma}|)$ однорезонаторного фильтра, полученные с учетом T_p (кривые 1, 2), без него (кривая 3). Координата полюса определяется соотношением

$$\xi_n = -\sqrt{(K_1 K_2) / D''} - \sqrt{(K_1 K_2 / (D'')^2 + (1 + K_1 + K_2)^2)} \quad (3)$$

величина D' влияет только на глубину полюса, практически не изменяя его координаты (кривая 1 — $D' \neq 0$, кривая 2 — $D' \neq 0$). Значение развязки полагалось равным $L_{\text{раз}} = 20$ дБ.

Рассмотрим фильтр (рис. 3), в котором диэлектрический резонатор расположен в разрыве ленточного проводника микроразветвленной линии (МПЛ). В данном случае, при отсутствии ДР между входом и выходом фильтра, преобладает емкостная связь, т. е. $T_p = D' - jD''$, поэтому, в соответствии с (3), полюс затухания будет расположен на высокочастотном склоне АЧХ. Сплошная кривая (рис. 3) — расчетная, точками обозначены результаты эксперимента. Как следует из (2), (3), расположение полюса на склоне АЧХ определяется знаком перед D'' и перед T_1 одновременно. Действительно, если в фильтре (см. рис. 1), возбуждаемое резонатором поле синфазно с падающим, то в формуле (1) знак перед коэффициентом прохождения следует изменить на противоположный. Полюс затухания экспериментально наблюдается в этом случае на высокочастотном склоне АЧХ фильтра.

В общем случае коэффициенты D' , D'' могут определяться не только развязкой через заперделную область, но и влиянием других типов колебаний данного ДР, несущественно отстоящих по частоте от рассматриваемого. Однако приведенные выше соотношения будут справедливы и при таком рассмотрении.

Двухрезонаторные фильтры. Полный коэффициент прохождения двухрезонаторного фильтра с учетом различных каналов прохождения энергии определяется соотношением

$$T2_{\Sigma} = T2 \pm jD'' + D' + T1_1 + T1_2 \quad (4)$$

$$T2_{\Sigma} = \pm 2jKK_c / [(1 + K + j\xi)^2 K_c^2] \quad (5)$$

где K – коэффициент связи ДР со входом (выходом) фильтра; K_c – обобщенный коэффициент связи ДР между собой [3]; $T1_1$, $T1_2$ – коэффициенты передачи однорезонаторных фильтров, образованных каждым из резонаторов в отдельности. Влияние однорезонаторных фильтров необходимо учитывать потому, что входной ДР связан с выходом не только через выходной ДР, но и непосредственно; то же можно сказать и о выходном ДР. Обычно для симметричной конструкции $|T1_1| = |T1_2|$. Если же используемые различные типы колебаний ДР возбуждают синфазное и противофазное поля, то

$$T1_1 = -T1_2 \quad (6)$$

и в (5) знак перед $T2$ + (плюс). Так как связь входного (выходного) ДР с выходом (входом) фильтра значительно меньше, чем со входом (выходом), то часть энергии, переизлучаемая этими фильтрами в области резонанса, значительно меньше части, переизлучаемой связанными колебаниями (для $T1_1$ справедливо соотношение $K_1 \gg K_2$, для $T1_2 - K_1 \ll K_2$). При расстройках относительно центральной частоты порядка двух полос пропускания и более эти величины энергии становятся сравнимыми. Необходимо учитывать их взаимодействие с учетом фазовых соотношений, что и учтено в (4).

На рис. 4 приведены экспериментальная (точки на кривой) и расчетная (сплошная кривая) АЧХ фильтра на двух одинаковых ДР с $H_{01\delta}$ типом колебаний, расположенных в отрезке запердельного волновода. Однако наибольший практический интерес представляют фильтры с полюсами затухания на разных склонах АЧХ. На рис. 5 приведены АЧХ фильтра, в котором один ДР возбуждается на $H_{01\delta}$ -типе колебаний, другой – на $H_{11\delta}$ -типе. При этом выполняется условие (6), и координаты полюсов определяются соотношением

$$\xi_{\Pi} = \pm \sqrt{(2KK_c / D^*)}.$$

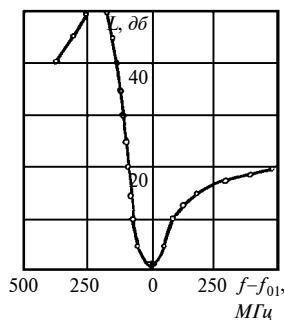


Рис. 4.

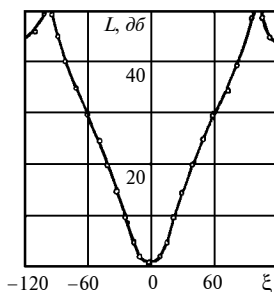


Рис. 5.

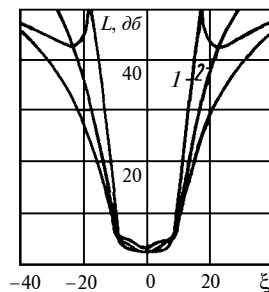


Рис. 6.

Аналогичную АЧХ имеет фильтр на двух одинаковых ДР (знак – (минус) перед T_2 в формуле (5)), расположенных в разрыве ленточного проводника МПЛ, для которого также характерно выполнение соотношения (6) [4] (знак перед D' – (минус)).

Расчеты и эксперименты показали, что наличие полюсов затухания в двухрезонаторных фильтрах на ДР, в том числе и в описанных нами ранее [1], позволяет улучшать прямоугольность их АЧХ в 1,5...2 раза по сравнению с применяемыми в настоящее время конструкциями.

Фильтры с дополнительными связями между резонаторами. Используемая обычно методика расчета фильтров с эллиптическими АЧХ на основе фильтров-прототипов не учитывает конечную величину добротности применяемых резонаторов, что приводит при расчете узкополосных фильтров с полосой пропускания порядка 1...1,5 % к заметным расхождениям с экспериментальными характеристиками. Реальная добротность ДР учитывается при использовании метода анализа, предложенного в работе [3]. При этом в случае использования связей между несоседними резонаторами (колебаниями) в матрице G появляются дополнительные элементы. Так, для четырехрезонаторного фильтра с учетом связи между первым и четвертым резонаторами (обобщенный коэффициент связи M), коэффициент прохождения получен нами в виде

$$T4 = j2K\{K_{c1}^2 K_{c2} - M[K_{c2}^2 + (1 + j\xi)^2]\} / Z,$$

где

$$Z = [(1 + K + j\xi)(1 + j\xi) + K_{c1}^2]^2 + K_{c2}^2(1 + K + j\xi)^2 - \\ - M\{2K_{c1}^2 K_{c2} - M[(1 + j\xi)^2 + K_{c2}^2]\};$$

K_{c1} — обобщенный коэффициент связи между 1 и 2, 3 и 4 ДР; K_{c2} — обобщенный коэффициент связи между 2 и 3 ДР. Необходимо отметить, что в четырехрезонаторном фильтре уровень развязки между входами $L_{раз}$ значительно больше, чем в одно- и двухрезонаторных фильтрах, поэтому основное влияние на формирование полюсов затухания оказывает не величина D' , а коэффициенты связи между резонаторами. Координаты полюсов определяются соотношением

$$\xi_{п} = \pm(K_{c2}^2 + 1 - K_{c1}^2 K_{c2} / M)^{1/2} \quad (7)$$

Для того чтобы полюса затухания лежали вне полосы пропускания, необходимо, как следует из (7), чтобы знак перед M был противоположен знаку перед K_{c1} , K_{c2} . На практике это достигается ориентацией штырей связи между 1 и 2, 3 и 4 колебаниями ДР под углом 90° друг к другу [5]. На рис. 6 приведены АЧХ рассматриваемого фильтра, рассчитанные для случая $K = 6$, $K_{c1} = 7$, $K_{c2} = 8$: кривая 1 — $M = -1$, кривая 2 — $M = 0$, кривая 3 — $M = 1$. Аналогичным образом по методике, изложенной в [3], могут быть рассчитаны фильтры с произвольным числом резонаторов и произвольными связями между ними с учетом конечной добротности ДР. Следует отметить, что при учете потерь АЧХ реального фильтра с дополнительными связями отличается от эллиптической, поэтому правильное называть такого рода АЧХ характеристиками с полюсами затухания (или нулями передачи).

Заключение. Приведенные соотношения описывают через обобщенные коэффициенты связи и параметры развязки наблюдаемые экспериментально закономерности формирования полюсов затухания на АЧХ фильтров с диэлектрическими резонаторами. Рассмотренная методика анализа полосовых фильтров на ДР с полюсами затухания позволяет определять все основные параметры АЧХ, раскрывать механизм образования полюсов затухания, целенаправленно формировать их на требуемых склонах АЧХ в заданном месте. При этом наи-

более полно реализуются возможности улучшения характеристик частотной избирательности фильтров на основе диэлектрических резонаторов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Ильченко М. Е., Мелков Г. А., Мирских Г. А.* Твердотельные СВЧ фильтры.— Киев, Техніка, 1977.— 120 с.
2. *Бергер М. Н.* Фильтры СВЧ с дополнительными параллельными связями // Зарубежная радиоэлектроника.— 1985.— № 6.— С. 34—51.
3. *Ильченко М. Е.* Характеристики твердотельных многорезонаторных полосовых фильтров // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1984.— Вып. 4(364).— С. 20—26.
4. *Двухзвенный* полоснопропускающий фильтр / В. А. Бородаев, В. И. Гетало, Л. Г. Коваленко, Е. Р. Рудавин.— Харьков : Вестник ХГУ.— 1984.— Вып. 255.— С. 47—49.
5. *Двухмодовые* волноводно-диэлектрические фильтры с эллиптической АЧХ / М. Н. Бергер, А. А. Ишук, Б. Ю. Капилевич, Е. Р. Трубехин.— Электросвязь.— 1984.— № 9.— С. 56—59.

Поступила в редакцию 26.09.86 г.

М.Е. Ильченко, А.П. Живков

ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР СВЧ

Описан принцип построения полосовых фильтров на диэлектрических резонаторах, расположенных в параллельно соединенных запердельных волноводах. Такое включение позволяет повысить избирательность фильтра, уменьшить число используемых резонаторов и габаритные размеры фильтра.

КС: полосовой фильтр, запердельный волновод, полюс затухания, диэлектрический резонатор.

Традиционный способ построения волноводных полосовых фильтров — расположение резонаторов в отрезке запердельного волновода (ЗВ) один за другим так, чтобы между резонаторами существовала достаточно сильная электромагнитная связь. В этом случае электромагнитная энергия передается со входа на выход фильтра по одному каналу, образованному цепочкой связанных резонаторов. Нами предложен иной принцип формирования амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра, а именно: использование нескольких независимых каналов прохождения электромагнитной энергии.

Рассмотрим фильтр, изображенный на рис. 1. Конструкция представляет собой регулярный волновод, в вертикальной плоскости которого расположена параллельно узким стенкам металлическая пластина, разделяющая участок регулярного волновода на два запердельных волновода. В каждом из запердельных волноводов расположен цилиндрический диэлектрический резонатор (ДР) таким образом, что ось цилиндра совпадает с направлением распространения электромагнитной энергии. Известно [1], что при отношении толщины к диаметру резонатора порядка 0,4 в нем возбуждаются колебания $EH_{11\sigma}$ - и $HE_{11\sigma}$ -типов, резонансные частоты которых близки. Каждый ДР со своим запердельным волноводом образует не

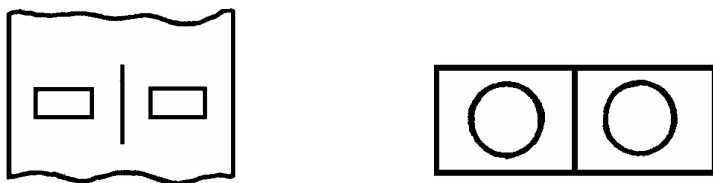


Рис. 1. Конструкция фильтра

зависимый канал прохождения энергии. Рассмотрим работу одного канала. Диэлектрический резонатор возбуждается на двух колебаниях, близких по частоте, причем колебания эти разных типов. Колебания типа $HE_{11\sigma}$ совместно с отрезком заперделного волновода образуют полосовой фильтр. Колебания $EH_{11\sigma}$ с тем же отрезком волновода также образуют полосовой фильтр, только на другой частоте. Эти колебания независимы, так как поля их ортогональны. Матрица рассеяния канала $\hat{S}$ с учетом двух типов колебаний имеет вид:

$$\hat{S} = \begin{bmatrix} 1 - K_M / (1 + K_M) - K_9 / (1 + K_9) & K_9 / (1 + K_9) - K_M / (1 + K_M) \\ K_9 / (1 + K_9) - K_M / (1 + K_M) & 1 - K_M / (1 + K_M) - K_9 / (1 + K_9) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где K_9 , K_M — коэффициенты связи $EH_{11\sigma}$ - и $HE_{11\sigma}$ -типов колебаний с входным и выходным волноводами.

При возбуждении на каком-либо одном типе колебаний (например, на $EH_{11\sigma}$, когда $K_M = 0$, $K_9 \neq 0$) матрица (1) приводится к известной матрице рассеяния однорезонаторного фильтра. Отличие S -матриц однорезонаторных фильтров, соответствующих разным типам колебаний, заключается в разном знаке перед элементами S_{21} (S_{12}). Минус показывает, что на этом типе осуществляется дополнительный сдвиг фаз выходного сигнала по отношению к входному на 180° . В общем случае

$$K_9 = k_9 / (1 + j\xi \pm ja), \quad K_M = k_M / (1 + j\xi \pm ja), \quad (2)$$

где ξ — обобщенная расстройка частоты типов колебаний относительно средней частоты $f_{01} = (f_{HE1} + f_{EH1})/2$; a — обобщенная расстройка частот колебаний f_{HE1} и f_{EH1} относительно f_{01} ;

k_3 , k_m — значения коэффициентов связи на резонансных частотах соответствующих типов колебаний.

Анализируя (1) с учетом (2), можно показать, что при $k_3 = k_m = k$ и при $a \neq 0$ S -матрица фильтра на двух расстроенных по частоте колебаниях ДР эквивалентна S -матрице двухрезонаторного полосового фильтра на связанных резонаторах [2]. При этом роль коэффициента связи между резонаторами играет обобщенная расстройка частоты a .

Очевидно, что и второй ДР в запердельном волноводе (канал 2) работает аналогичным образом, если в нем возбуждаются колебания на частотах f_{HE1} и f_{EH1} . Эквивалентная схема замещения одного канала фильтра приведена на рис. 2. Рассмотрим синфазное и противофазное возбуждение канала по методике работы [3]. При синфазном возбуждении $Z_{xx} = 1/K_m$, $\Gamma_{xx} = (1 - K_m)/(1 + K_m)$ потому, что магнитный тип колебаний инвертирует фазу сигнала, а электрический при синфазном возбуждении выпадает из рассмотрения. При противофазном возбуждении $Z_{k3} = 1/K_3$, $\Gamma_{k3} = (1 - K_3)/(1 + K_3)$. Суммируя Γ_{xx} и Γ_{k3} , получим S_{11} в соответствии с (1). Аналогично определяется $S_{21} = 1/(Z_{k3} + 1) - 1/(Z_{xx} - 1)$.

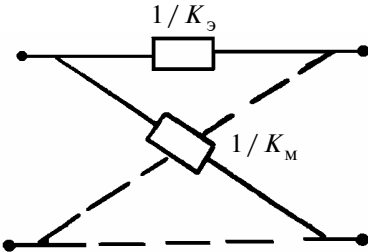


Рис. 2 Эквивалентная схема одного канала фильтра

Рассмотрим одновременную работу двух каналов. При синфазном возбуждении входа и выхода возбуждаются только магнитные колебания в обоих каналах. Одновременное возбуждение двух неоднородностей одинакового типа, включенных параллельно, описывается с

помощью эквивалентной схемы параллельным включением колебательных контуров с сопротивлениями $1/K_{m1}$ и $1/K_{m2}$, так что

$$\Gamma_{xx\Sigma} = \left(1 - \sum_{i=1}^2 K_{mi} \right) / \left(1 + \sum_{i=1}^2 K_{mi} \right).$$

Другими словами, суммируются коэффициенты связи колебаний одного типа. Аналогично

$$\Gamma_{\text{кз}\Sigma} = \left(1 - \sum_{i=1}^2 K_{\text{э}i}\right) / \left(1 + \sum_{i=1}^2 K_{\text{э}i}\right).$$

Поэтому полная матрица рассеяния рассматриваемого двухканального фильтра с четырьмя взаимно расстроенными колебаниями имеет вид:

$$S_{11} = S_{22} = 1 - \sum_{i=1}^2 K_{\text{м}i} / \left(1 + \sum_{i=1}^2 K_{\text{м}i}\right) - \sum_{i=1}^2 K_{\text{э}i} / \left(1 + \sum_{i=1}^2 K_{\text{э}i}\right),$$

$$S_{12} = S_{21} = 1 - \sum_{i=1}^2 K_{\text{э}i} / \left(1 + \sum_{i=1}^2 K_{\text{э}i}\right) - \sum_{i=1}^2 K_{\text{м}i} / \left(1 + \sum_{i=1}^2 K_{\text{м}i}\right).$$

Различие частот колебаний легко может быть учтено введением обобщенных расстроек по типу расстройки a в (2). Известно [4], что для отсутствия провалов в полосе пропускания необходимо, чтобы резонансные частоты контуров в параллельных и скрещенных плечах мостикового четырехполюсника чередовались, что в нашем случае соответствует требованию чередования по

чистоте резонансов электрических и магнитных типов колебаний.

На рис. 3 представлена экспериментальная АЧХ рассматриваемого фильтра (сплошная кривая), частоты колебаний ДР которого чередуются в последовательности $f_{\text{м}1}, f_{\text{э}2}, f_{\text{м}2}, f_{\text{э}1}$. Наличие полюсов затухания на частотах выше и ниже полосы пропускания связано с влиянием нерезонансного прохождения мощности через запредель-

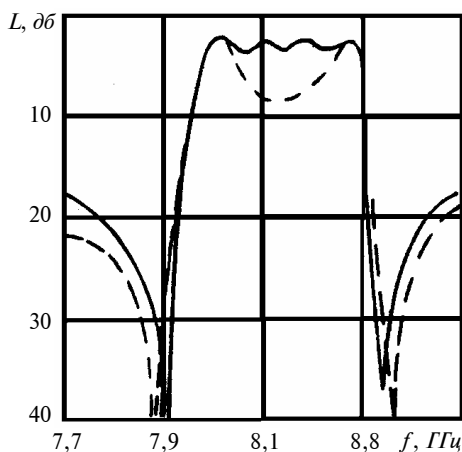


Рис. 3. Экспериментальная АЧХ фильтра (—) и АЧХ канала 1 при отсутствии второго резонатора (---)

ные волноводы [5]. Если бы частоты колебаний чередовались таким образом, что низшее колебание было электрическое, а верхнее магнитное, то полюсов затухания на АЧХ не было бы. Пунктиром на рис. 3 изображена АЧХ канала 1, когда второй резонатор отсутствовал. АЧХ фильтра в целом, подобная приведенной на рис. 3, может быть получена и при использовании такого порядка следования частот типов колебаний: $f_{m1}, f_{э2}, f_{m2}, f_{э1}$.

Рассмотренный фильтр имеет малые габаритные размеры, хорошую избирательность благодаря высокой прямоугольности АЧХ и наглядно демонстрирует возможности построения фильтров на двух и более каналах с расстроенными по частоте колебаниями резонаторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ильченко М. Е., Старков М. А. Типовой конструктивный ряд цилиндрических диэлектрических резонаторов // Электронная техника. Сер. 1, Электроника СВЧ. — 1985. — Вып. 5(377). — С. 14–19.
2. Ильченко М. Е.. Характеристики твердотельных многорезонаторных полосовых фильтров // Электронная техника. Сер. 1, Электроника СВЧ. — 1984. — Вып. 4(364).—С. 20–26.
3. Хелзайн Дж. Пассивные и активные цепи СВЧ. — М. Радио и связь, 1981.
4. Босый Н. Д. Электрические фильтры. — Киев: Гостехиздат УССР, 1959. — 600 с.
5. Ильченко М. Е., Живков А. П. Полоса затухания в полосовых фильтрах на диэлектрических резонаторах // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 1987. — № 10. — С. 41–44.

Статья поступила 21 июня 1988 г.

М. Е. Ильченко, А. В. Захаров

СТРУКТУРНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ФИЛЬТРОВ СВЧ С РАЗРЕЖЕННЫМ СПЕКТРОМ ПОЛОС ПРОПУСКАНИЯ

Рассмотрены структурные элементы (резонаторы и цепи связи) полосовых фильтров из отрезков линий передачи, позволяющие существенно разредить их полосы пропускания; приведены расчетные соотношения.

В технике СВЧ широко используются полосно-пропускающие фильтры из отрезков линий передачи, содержащие резонаторы параллельного типа, соединенные линиями связи [1]. Такие фильтры характеризуются бесконечным спектром полос пропускания (ПП), обусловленным особенностями их структурных элементов. Так, при использовании в качестве структурных элементов фильтра четвертьволновых резонаторов и линий связи спектр его ПП получается достаточно густым, соответствующим ряду нечетных чисел. Наличие у фильтров СВЧ дополнительных ПП, называемых паразитными, относится к числу их существенных недостатков. Задача устранения паразитных ПП, т.е. разрежения их спектра, носящая проблемный характер, решается уже в течение нескольких десятилетий [2–4]. Несмотря на это, рассматриваемый вопрос окончательно не решен и нуждается в дальнейшем развитии.

Цель статьи — дать результаты синтеза структурных элементов фильтров рассматриваемого класса, позволяющие существенно разредить спектр их ПП. Рассмотрение ведется в одноволновом приближении и без учета потерь.

Обозначим $\{\omega_{0n}\}$ и $\{\omega_{pn}\}$, $n = 1, 2, \dots$ — частоты параллельного и последовательного резонансов реактивного двухполюсника, являющиеся соответственно нулями и полюсами его входной проводимости $Y(i\omega)$. Дальнейшее изложение основано на следующей теореме, которая приводится без доказательства.

Теорема. Если спектры частот параллельного $\{\omega_{0n}\}$ и последовательного $\{\omega_{pn}\}$ резонансов всех резонаторов параллельного типа и цепей связи фильтра в режиме короткого замыкания совпадают, и, кроме того, цепи связи являются симметричными четырехполюсниками, передаточная проводимость которых не обращается в нуль на частотах ω_{0n} [$Y_{12}(i\omega_{0n}) \neq 0$], то полосы пропускания фильтра совпадают только с частотами $\{\omega_{0n}\}$, а полюсы бесконечного затухания — с частотами $\{\omega_{pn}\}$.

Сформулированная теорема составляет основу синтеза структурных элементов полосовых фильтров, обладающих требуемым распределением полюсов затухания и ПП (в частности, разреженным спектром ПП). У фильтра, удовлетворяющего сформулированным выше условиям, основная ПП соответствует частоте параллельного резонанса ω_{01} , а первая паразитная ПП — частоте ω_{02} . Степень разрежения спектра ПП такого фильтра характеризуется отношением $R = \omega_{02} / \omega_{01}$. У фильтра с четвертьволновыми резонаторами и линиями связи $R = 3$. Чем больше R , тем значительней удалены друг от друга основная и первая паразитная ПП фильтра. Согласно теореме, для разрежения спектра ПП фильтра необходимо синтезировать как резонаторы, так и цепи связи с большими значениями R .

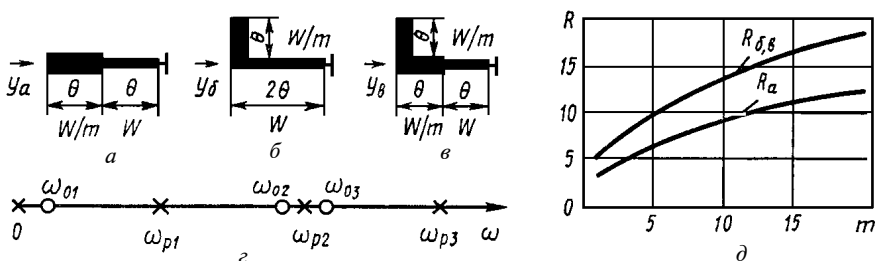


Рис. 1.

В настоящее время наибольшим значением R обладает резонатор [2, 5] (рис. 1, а), образованный каскадным соединением разомкнутого и короткозамкнутого отрезков линий одинаковой электрической длины θ . Короткозамкнутый отрезок имеет высокое волновое сопротивление W , а разомкну-

тый — низкое W/m , где m — перепад волнового сопротивления ($m \geq 1$), величина, ограниченная рядом технических условий и требований. Входная проводимость этого резонатора Y_a выражается соотношением

$$Y_a(S) = \frac{1}{W} \frac{1 + mS^2}{(1 + 1/m)S}, \quad (1)$$

в котором $S = \text{itg } \theta = \text{itg } \omega t'_3$ — частотная переменная; t'_3 — время задержки единичного отрезка линии [6]; $i = \sqrt{-1}$.

Характер распределения нулей и полюсов функции (1) приведен на рис. 1, *з*.

Взаимное удаление частот параллельного резонанса ω_{01} , ω_{02} зависит от перепада волнового сопротивления резонатора m

$$R_a(m) = (\pi / \text{arctg } m^{-1/2}) - 1. \quad (2)$$

Зависимость (2), следующая непосредственно из (1), построена графически на рис. 1, *д* (кривая R_a). Для получения существенной разрядки спектра $\{\psi_{0n}\}$, характеризующейся значениями $R_a \geq 10$, необходимы большие значения m этого резонатора, $m \geq 11,6$, что не всегда приемлемо на практике.

На рис. 1, *б*, *в* изображены резонаторы, полученные в результате структурно-параметрического синтеза распределенных цепей с параллельными шлейфами, которые более эффективно разреживают спектр $\{\omega_{0n}\}$. Резонаторы образованы параллельным соединением отрезков линий, параметры которых указаны на рис. 1, *б*, *в* и не требуют дополнительных пояснений. Процедура синтеза приведенных схмотехнических решений выходит за рамки данной статьи. Входные проводимости этих резонаторов описываются реактансными функциями второго порядка частотной переменной S :

$$Y_6(S) = \frac{1}{W} \frac{1 + (1 + 2m)S^2}{2S}; \quad Y_8(S) = \frac{1}{W} \frac{1 + (1 + 2m)S^2}{(1 + 1/m)S}. \quad (3)$$

Как следует из (3), нули ω_{0n} и полюсы ω_{pn} проводимостей Y_6 , Y_8 одинаковы. Характер распределения ω_{0n} , ω_{pn} этих резонаторов (рис. 1, *з*) такой же, как у резонатора, изображенного

на рис. 1, а. Отличие заключается в том, что при заданном m достигается большее взаимное удаление частот ω_{01} , ω_{02} , характеризующее величиной

$$R_{\delta, \epsilon}(m) = [\pi / \operatorname{arctg}(1+2m)^{-1/2}] - 1. \quad (4)$$

Зависимость (4), следующая из (3), изображена графически на рис. 1, д (кривая $R_{\delta, \epsilon}$). У синтезированных резонаторов, достигается более чем двукратный выигрыш по параметру m . Так, для реализации $R = 0$ требуется $m = 5,3$, в то время как у резонатора на рис. 1, а это же значение R достигается при $m = 11,6$.

На рис. 2 изображены синтезированные симметричные цепи связи, которые совместно с резонаторами на рис. 1, а–в предназначены для фильтров с разреженными ПП. Цепь связи (рис. 2, а) представляет отрезок линии передачи с волновым сопротивлением W_c и электрической длиной 2θ , нагруженной по краям параллельными разомкнутыми шлейфами с волновым сопротивлением W_c/m и электрической длиной θ . Матрица передачи этой цепи записывается в виде

$$F_a = \frac{1}{\sqrt{1-S^{*2}}} \begin{bmatrix} 1+mSS^* & W_c S^* \\ \frac{1}{W_c} [S^* + mS(2+mSS^*)] & 1+mSS^* \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $S^* = i \operatorname{tg} 2\theta$, а S имеет прежний смысл. Из (5) следует, что входная проводимость цепи в режиме короткого замыкания

$$Y_{\text{кз}}^a = \frac{1+mSS^*}{W_c S^*} = \frac{1}{W_c} \frac{1+(1+2m)S^2}{2S}. \quad (6)$$

совпадает с входной проводимостью $Y_6(S)$ (3) резонатора на рис. 1, б, т. е. их спектры $\{\omega_{0n}\}$, $\{\omega_{pn}\}$ совпадают.

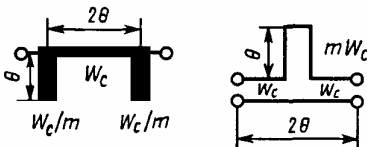


Рис. 2.

Из (5) также следует, что передаточная проводимость цепи не равна нулю на частотах ω_{0n} . Таким образом, цепь связи (рис. 2, а) и резонаторы на рис. 1, б, в при одинаковых перепа-

дах m полностью удовлетворяют условиям теоремы, и полосовой фильтр на основе этих структурных элементов будет характеризоваться разреженным спектром ПП. На рис. 3, *а* изображена топология трехрезонаторного фильтра в расчлененном на структурные элементы виде, а на рис. 3, *б* построена функция его рабочего затухания $L(\omega)$, дБ. При построении принято $W = W_c = 100$ Ом, $m = 5,3$ (что соответствует значению $R = 10$), сопротивления нагрузок равны 50 Ом. Основу построения $L(\omega)$ составляют расчетные формулы (3), (5). В рассмотренном примере реализовано значение $R = 10$. Очевидно, что это значение может быть увеличено, на что указывает зависимость рис. 1, *д*.

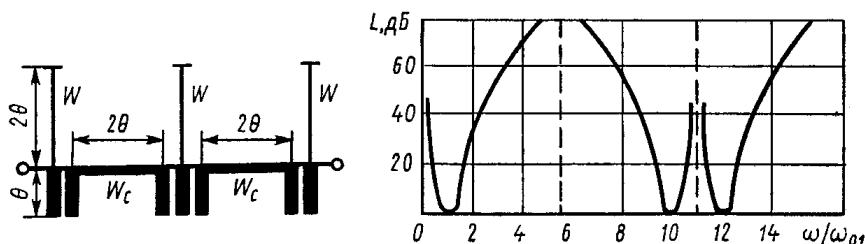


Рис. 3.

Основные параметры цепи связи с последовательным короткозамкнутым шлейфом указаны на рис. 3, *б*. Ее матрица передачи определяется выражением:

$$F_{\sigma} = \frac{1}{\sqrt{1-S^2}} \begin{bmatrix} 1 + (1+m)S^2 & W_c(2+m)S \\ \frac{1}{W_c}(2S + mS^3) & 1 + (1+m)S^2 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

Из (7) следует, что передаточная проводимость этой симметричной цепи не обращается в нуль на частотах ω_{0n} , а входная проводимость в режиме короткого замыкания описывается реактансной функцией второго порядка

$$Y_{\text{кз}}^{(6)} = \frac{1}{W_c} \frac{1 + (1+m)S^2}{(2+m)S}. \quad (8)$$

Характер распределения частот $\{\omega_{0n}\}$, $\{\omega_{pn}\}$ проводимости (8) показан на рис. 1, *з*, т. е. такой же, как у резонаторов на рис. 1, *а–в*.

В силу отмеченных особенностей, резонаторы параллельного типа (рис. 1, *а–в*) и цепи связи (рис. 2) могут входить в состав фильтра в любом сочетании. При этом необходимо лишь совпадение их частот $\{\omega_{0n}\}$, $\{\omega_{pn}\}$, что обеспечивается соответствующим выбором параметра m . Так, у резонаторов на рис. 1, *б*, *в* и цепи связи на рис. 2, *а* параметр m одинаков, у цепи связи на рис. 2, *б* параметр перепада волнового сопротивления должен быть удвоенным, т. е. равным $2m$, а у резонатора на рис. 1, *а* должен иметь значение $2m + 1$. Эти соотношения для перепадов сопротивления следуют из сопоставления выражений для проводимостей (1), (3), (6), (8).

Фильтры на основе рассматриваемых структурных элементов можно рассчитывать с использованием низкочастотных прототипов. В таких расчетах, как правило, фигурирует параметр крутизны реактивной проводимости резонатора на частоте ω_{01}

$$b = \frac{\omega_{01}}{2j} \frac{dY}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{01}} \quad (9)$$

параметр проводимости J цепи связи [1] на этой же частоте.

Используя соотношения (1), (3), (9), последовательно определим параметр b резонаторов на рис. 1, *а–в*:

$$b_a = \frac{m}{W} \theta_0 = \frac{m}{W} \operatorname{arctg} \frac{1}{m}; \quad b_6 = \frac{1+m}{W} \theta_0 = \frac{1+m}{W} \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{1+2m}};$$

$$b_b = \frac{2m}{W} \theta_0 = \frac{2m}{W} \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{1+2m}}. \quad (10)$$

В приведенных выражениях θ_0 — электрическая длина единичных отрезков резонаторов на частоте ω_{01} . Значение параметра J для цепей связи (рис. 2, *а*, *б*) следует из (5), (7):

$$J_a = \frac{1}{W_c \sin 2\theta_0} = \frac{1+m}{W_c \sqrt{1+2m}}, \text{ где } \theta_0 = \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{1+2m}};$$

$$J_b = \frac{1}{W_c (1+m/2) \sin 2\theta_0} = \frac{1}{W_c \sqrt{1+m}}, \text{ где } \theta_0 = \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{1+m}}. \quad (11)$$

Величины θ_0 в (11) имеют тот же смысл, что и в (10).

При расчете рассматриваемых фильтров с требуемым значением R первоначально определяются параметры m структурных элементов, которые, в свою очередь, задают электрические длины θ_0 единичных отрезков на центральной частоте основной ПП — ω_{01} , а следовательно и их геометрические размеры. Дальнейший расчет осуществляется с привлечением параметров b (10) и J (11) до изложенной в [1] методике.

- Таким образом, синтезированные структурные элементы полосовых фильтров СВЧ с резонаторами параллельного типа позволяют существенно разредить спектр их ПП. Относительное удаление основной и первой паразитной ПП может достигать более десяти единиц при реализуемых конструктивных параметрах. Приведенные соотношения для структурных элементов позволяют осуществить расчет таких фильтров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Маттей Д. Л., Янг Л, Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1.— М., Связь, 1971.
2. Грибов Е. Ф.— Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС, 1972, вып. 3.
3. Белов А. С. Грибов Е. Ф.— Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС, 1974, вып. 3.
4. Козловский В. В., Бердышев В. П.— Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1984, т. 27, № 5.
5. Воинов Б. С. Широкодиапазонные колебательные системы СВЧ.— М.: Сов. радио, 1973.
6. Фильтры и цепи СВЧ / Пер. с англ. Л. В. Алексеева, А. Е. Знаменского, В. С. Полякова.— М.: Связь, 1976.

Поступила 27 сентября 1989 г.

М. Е. Ильченко, А. А. Трубин

КОЭФФИЦИЕНТЫ СВЯЗИ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРОВ С ПРЯМОУГОЛЬНЫМ ВОЛНОВОДОМ ПРИ ВОЗБУЖДЕНИИ НЕСИММЕТРИЧНЫХ КОЛЕБАНИЙ

С помощью метода эквивалентных поверхностных источников проведен расчет и исследование коэффициентов связи диэлектрических резонаторов цилиндрической формы с прямоугольным волноводом при возбуждении в них азимутально неоднородных колебаний.

В последнее время практическое применение находят устройства СВЧ, содержащие диэлектрические резонаторы (ДР) цилиндрической формы, возбуждаемые на азимутально неоднородных типах колебаний [1–3]. В работах [4, 5] рассмотрены коэффициенты связи цилиндрических ДР с прямоугольным волноводом при возбуждении в резонаторах азимутально однородных колебаний. Расчет и исследование коэффициентов связи цилиндрических ДР с азимутально неоднородными колебаниями не проводился.

В работе приведены результаты исследований коэффициентов связи цилиндрических ДР с волной H_{10} прямоугольного волновода, возбуждаемых на одном из невырожденных типов колебаний. На рис. 1 показаны 3 независимых положения цилиндрического ДР в прямоугольном волноводе. Пусть радиус цилиндра r_0 , высота L . Для расчета коэффициентов связи методом [4] представим поле на поверхности ДР в системе координат (r, φ, z') в виде

$$e_r = \left[e_1 \frac{\beta_z}{\beta} J'_m(\beta r) + h_1 m \frac{i\omega\mu_0}{\beta} \frac{J_m(\beta r)}{\beta r} \right] \begin{Bmatrix} \sin m\varphi \\ \cos m\varphi \end{Bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta_z z' \\ -\sin \beta_z z' \end{bmatrix};$$

$$e_\varphi = \left[e_1 m \frac{\beta_z}{\beta} \frac{J_m(\beta r)}{\beta r} + h_1 \frac{i\omega\mu_0}{\beta} J'_m(\beta r) \right] \begin{Bmatrix} \cos m\varphi \\ -\sin m\varphi \end{Bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta_z z' \\ -\sin \beta_z z' \end{bmatrix};$$

$$e_{z'} = e_1 J_m(\beta r) \begin{Bmatrix} \sin m\varphi \\ \cos m\varphi \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \sin \beta_z z' \\ \cos \beta_z z' \end{Bmatrix}; \quad (1)$$

$$h_r = \left[e_1 \frac{i\omega \varepsilon_1}{\beta} \frac{J_m(\beta r)}{\beta r} - h_1 \frac{\beta_z}{\beta} J'_m(\beta r) \right] \begin{Bmatrix} \cos m\varphi \\ -\sin m\varphi \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \sin \beta_z z' \\ \cos \beta_z z' \end{Bmatrix};$$

$$h_\varphi = \left[-e_1 \frac{i\omega \varepsilon_1}{\beta} J'_m(\beta r) + h_1 m \frac{\beta_z}{\beta} \frac{J_m(\beta r)}{\beta r} \right] \begin{Bmatrix} \sin m\varphi \\ \cos m\varphi \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \sin \beta_z z' \\ \cos \beta_z z' \end{Bmatrix};$$

$$h_{z'} = h_1 J_m(\beta r) \begin{Bmatrix} \cos m\varphi \\ -\sin m\varphi \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \cos \beta_z z' \\ -\sin \beta_z z' \end{Bmatrix},$$

где β , β_z — постоянные распространения; e_1 , h_1 — амплитуды электрического и магнитного поля, определяемые из решения задачи о собственных колебаниях цилиндрического ДР в одноволновом приближении [3]. При использовании модели поля ДР, как поля отрезка диэлектрического волновода, аналитические выражения для амплитуд имеют вид:

$$e_1 = m \frac{\beta_z}{\beta} \left[\frac{1}{\beta^2} + \frac{1}{\beta_0^2} \right]; \quad h_1 = i\omega \left[\frac{\varepsilon_1}{\beta} \frac{J'_m(p_\perp)}{J_m(p_\perp)} + \frac{\varepsilon_0}{\beta_0} \frac{K'_m(p_{0\perp})}{K_m(p_{0\perp})} \right], \quad (2)$$

где $p_\perp = \beta r_0$; $p_{0\perp} = \beta_0 r_0$ — характеристические параметры.

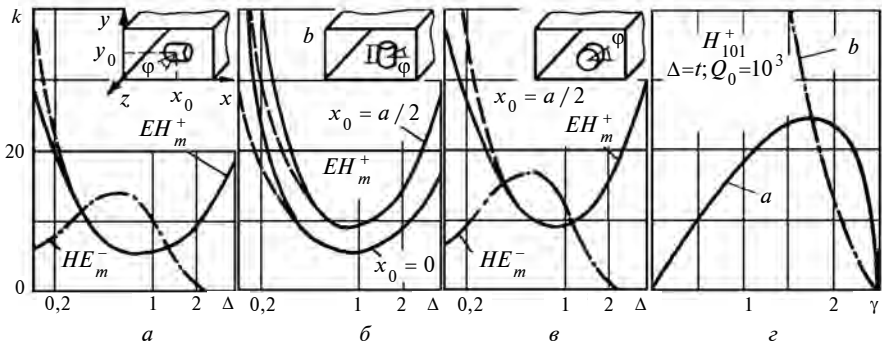


Рис. 1

Подставляя поле на поверхности ДР (1) и поле волны H_{10} прямоугольного волновода в выражения [4] и интегрируя по поверхности резонатора, находим аналитические выражения коэффициентов связи от параметров структуры в a -положении ДР (рис. 1а)

$$k = \frac{64\pi}{(1 + \delta_{m0})} Q_0 \frac{(\epsilon_{1r} - 1)^2}{\epsilon_{1r}} \frac{p_z q_z^4}{(k_0^2 ab) p_{\perp}^2 s_{\perp} \Delta^3} \frac{1}{[p_z^2 - s_z^2]^2} \left\{ \frac{1}{s_{\perp}} \times \right. \\ \times \left\{ e_0^m \frac{J_m(p_{\perp}) J_m(s_{\perp})}{s_{\perp}} - h_0 \frac{p_{\perp}}{p_{\perp}^2 - s_{\perp}^2} [p_{\perp} J_m(p_{\perp}) J'_m(s_{\perp}) - s_{\perp} J'_m(p_{\perp}) J_m(s_{\perp})] \right\}^2 \times (3) \\ \times \left[\frac{\sin \chi_{1x} x_0 (p_z \sin p_z \cos s_z - s_z \cos p_z \sin s_z)}{\cos \chi_{1x} x_0 (p_z \cos p_z \sin s_z - s_z \sin p_z \cos s_z)} \right]^2 / v_m(p_{\perp}, p_z);$$

в b -положении ДР (рис. 1б)

$$k = \frac{64\pi}{(1 + \delta_{m0})} Q_0 \frac{(\epsilon_{1r} - 1)^2}{\epsilon_{1r}} \frac{q_{\perp}^4 \Delta}{(k_0^2 ab) p_z^2 s_{\perp}} \frac{1}{[p_{\perp}^2 - q_{\perp}^2]^2} \left(\Delta \frac{p_{\perp}}{p_z} e_0^{\tilde{}} \right)^2 \times \\ \times [p_{\perp} J'_m(p_{\perp}) J_m(q_{\perp}) - q_{\perp} J_m(p_{\perp}) J'_m(q_{\perp})]^2 \left[\begin{array}{c} 0 \\ \sin^2 p_z \end{array} \right] \times \quad (4) \\ \times \left\{ \frac{\cos \chi_{1x} x_0 \sin m \left(\psi_0 + \frac{\pi}{2} \right)}{\sin \chi_{1x} x_0 \cos m \left(\psi_0 + \frac{\pi}{2} \right)} \right\}^2 / v_m(p_{\perp}, p_z);$$

в θ -положении ДР (рис. 1в)

$$k = \frac{64\pi}{(1 + \delta_{m0})} Q_0 \frac{(\epsilon_{1r} - 1)^2}{\epsilon_{1r}} \frac{p_z q_z^4}{(k_0^2 ab) \Delta^2 p_{\perp}^2 t_z} \frac{1}{[p_z^2 - t_z^2]^2} \left\{ \frac{\cos^2(\chi_{1x} x_0 + m\pi/2)}{0} \right\} \times \\ \times \left\{ e_0^m \frac{J_m(p_{\perp}) J_m(t_{\perp})}{t_{\perp}} - h_0 \frac{p_{\perp}}{p_{\perp}^2 - t_{\perp}^2} [p_{\perp} J_m(p_{\perp}) J'_m(t_{\perp}) - t_{\perp} J'_m(p_{\perp}) J_m(t_{\perp})] \right\}^2 \times (5) \\ \times \left[\frac{p_z \sin p_z \cos t_z - t_z \cos p_z \sin t_z}{p_z \cos p_z \sin t_z - t_z \sin p_z \cos t_z} \right]^2 / v_m(p_{\perp}, p_z);$$

где

$$\begin{aligned} v_m(p_{\perp}, p_z) = & \{(e_{\tilde{0}} - h_{\tilde{0}})^2 [J_{m-1}^2(p_{\perp}) - J_m(p_{\perp})J_{m-2}(p_{\perp})] + (e_{\tilde{0}} + h_{\tilde{0}})^2 \times \\ & \times [J_{m+1}^2(p_{\perp}) - J_m(p_{\perp})J_{m+2}(p_{\perp})]\} \begin{bmatrix} p_z + \sin p_z \cos p_z \\ p_z - \sin p_z \cos p_z \end{bmatrix} + \\ & + 2 \left(\Delta \frac{p_{\perp}}{p_z} e_{\tilde{0}} \right)^2 [J_m^2(p_{\perp}) - J_{m-1}(p_{\perp})J_{m+1}(p_{\perp})] \begin{bmatrix} p_z - \sin p_z \cos p_z \\ p_z + \sin p_z \cos p_z \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Здесь $\sin \psi_0 = s_{\perp}/q_{\perp}$; $q_{\perp} = R_0 r_0$; $q_z = R_0 L/2$; $s_{\perp} = \Gamma r_0$; $s_z = \chi_{1x} L/2$; $t_{\perp} = \chi_{1x} r_0$; $t_z = \Gamma L/2$. Постоянные $e_{\tilde{0}}$, $h_{\tilde{0}}$ определяются из соотношений $e_{\tilde{0}} - h_{\tilde{0}} = J_{m-1}(p_{\perp})/\{p_{\perp} J_m(p_{\perp})\} - K_{m-1}(p_{0\perp})/\{p_{0\perp} K_m(p_{0\perp})\}$; $e_{\tilde{0}} + h_{\tilde{0}} = -J_{m+1}(p_{\perp})/\{p_{\perp} J_m(p_{\perp})\} - K_{m+1}(p_{0\perp})/\{p_{0\perp} K_m(p_{0\perp})\}$, где $K_m(x)$ — модифицированная функция Бесселя.

Из найденных аналитических соотношений можно сделать следующие выводы: в положении *a*, *в* цилиндрического ДР в прямоугольном волноводе с волной H_{10} связываются только колебания, характеризующиеся максимумом z' -компоненты магнитного поля ДР вдоль оси x ; в положении *б* цилиндрической ДР связывается с прямоугольным волноводом при возбуждении колебаний, обладающих четной z' -компонентой электрического поля относительно плоскости симметрии $z' = 0$.

Рассмотрим частные случаи полученных соотношений. Известно, что в случае азимутально однородных колебаний гибридные поля цилиндрического ДР распадаются на магнитные $H_{n0l}^{\pm}$ - и электрические $E_{n0l}^{\pm}$ -колебания, характеризующиеся отличными от нуля hz' - и ez' -компонентами магнитного или электрического поля. Аналитические выражения коэффициентов связи этих видов колебаний можно вывести из соотношений (3) ... (5), положив $m = 0$, а также $e_{\tilde{0}} = 0$ для

$H_{n0l}^{\pm}$ -колебаний и $h_0 = 0$ для $E_{n0l}^{\pm}$ -колебаний. Полученные в результате соотношения для коэффициентов связи магнитных и электрических азимутально однородных видов колебаний цилиндрического ДР в прямоугольном волноводе совпадают с

выражениями [5], найденными ранее для этого частного случая.

Из (3) ... (5) следует, что магнитные азимутально однородные $H_{n0l}^{\pm}$ -колебания цилиндрического ДР в прямоугольном волноводе возбуждаются волной H_{10} только в положениях *a* и *б*. В положении *a* четные магнитные H_{n0l}^{+} -колебания характеризуются максимумом связи в центре прямоугольного волновода, нечетные H_{n9l}^{-} , принимают максимальные значения у боковой стенки. Четные магнитные колебания цилиндрического ДР в положении *б* характеризуются максимальным значением связи у боковой стенки волновода. Нечетные колебания в этом положении не возбуждаются.

Электрические $E_{n0l}^{\mp}$ -колебания в положениях ДР *a*, *б* также не возбуждаются. Четные электрические E_{n0l}^{+} -колебания принимают максимальные значения в центре волновода для ДР в положении *б*. Нечетные электрические E_{n0l}^{-} -колебания как следует из соотношений (3) ... (5), вообще не связываются с основной волной H_{10} прямоугольного волновода ни в одном из положений резонатора.

На рис. 12 приведены зависимости коэффициентов связи магнитных H_{101}^{+} -колебаний цилиндрического ДР от параметров прямоугольного волновода $\gamma = \Gamma/k_0$ для положений *a*, *б* при максимальной связи соответственно в центре и у боковой стенки прямоугольного волновода. Видно, что максимум связи имеет место при $\gamma \approx 0,7$ в *a*-положении ДР и при $\gamma = 0$ в *б*-положении.

Практический интерес представляют также частные случаи цилиндрических ДР, перекрывающих поперечное сечение волновода в положениях *a*, *б*. В положении *a* в соотношении (3) положим $L = a$, $x_0 = a/2$. В этом случае удовлетворение граничных условий на боковых стенках металлического волновода для поля резонатора приводит к определению продольных характеристических параметров

$$p_z = \begin{bmatrix} \pi/2(2l+1) \\ l\pi \end{bmatrix}, \quad (l = 0, 1, 2, \dots)$$

и $s_z = \pi/2$. Из (3) видно, что при $p_z \neq s_z$ $k = 0$. Если же $p_z = s_z$, то соотношения для коэффициентов связи принимают вид

$$R = \frac{16\pi}{(1 + \delta_{m0})} Q_0 \frac{(\varepsilon_{1r} - 1)^2}{\varepsilon_{1r}} \frac{q_{\perp}^3 q_z}{(R_0^2 ab) p_{\perp}^2 s_{\perp}} \left\{ \frac{1}{0} \right\} \left\{ e_0 m \frac{J_m(p_{\perp}) J_m(s_{\perp})}{s_{\perp}} - \right. \\ \left. - h_0 \frac{p_{\perp}}{p_{\perp}^2 - s_{\perp}^2} [p_{\perp} J_m(p_{\perp}) J'_m(s_{\perp}) - s_{\perp} J'_m(p_{\perp}) J_m(s_{\perp})] \right\}^2 / v_m(p_{\perp}, p_z). \quad (6)$$

В положении ДР б, если $L = k$, коэффициенты связи колебаний с $p_z \neq 0$ равны нулю. Отличны от нуля только коэффициенты связи электрических колебаний, характеризующихся однородным распределением z' -компоненты электрического поля ДР. В этом случае из (4) следует, что для E_{nm0}

$$R = \frac{8\pi}{(1 + \delta_{m0})} Q_0 \frac{1}{(R_0 a) \varepsilon_{1r} q_{\perp} s_{\perp}} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \times \\ \times \frac{[p_{\perp} J'_m(p_{\perp}) J_m(q_{\perp}) - q_{\perp} J_m(p_{\perp}) J'_m(q_{\perp})]^2}{J_m^2(p_{\perp}) - J_{m-1}(p_{\perp}) J_{m+1}(p_{\perp})} \left\{ \begin{array}{l} \cos \chi_{1x} x_0 \sin m(\psi_0 + \pi/2) \\ \sin \chi_{1x} x_0 \cos m(\psi_0 + \pi/2) \end{array} \right\}^2. \quad (7)$$

Таким образом, можно сделать вывод, что если длина цилиндрического резонатора равна ширине прямоугольного волновода $L = a$, то в положении а волна H_{10} возбуждает в нем колебания, четные относительно z' -компоненты магнитного поля ДР и значением характеристического параметра $p_z = \pi/2$. Коэффициенты связи остальных типов колебаний ДР равны нулю. В положении б при $L = b$ коэффициенты связи колебаний ДР с $p_z \neq 0$ равны нулю. Волна H_{10} возбуждает колебания, характеризующиеся однородным распределением z' -компоненты электрического поля.

Рассмотрим азимутально неоднородные колебания цилиндрических ДР. В работах [1–3] исследовался способ расчета частот цилиндрического ДР методом диэлектрического волновода. При этом внутреннее и внешнее поле ДР сшивалось только на боковой поверхности цилиндра. Поле на тор-

цевых поверхностях сшивалось приближенно. Для сшивания поля на торцевых поверхностях использовались уравнения плоского диэлектрического волновода:

для магнитных HE_{nml}^- -колебаний: $p_{0z} = p_z \operatorname{tg} p_z$;

для электрических EH_{nml}^+ -колебаний: $p_{0z}\varepsilon_{1r} = p_z \operatorname{tg} p_z$, где $p_{0z} = \beta_{0z} L/2$; $p_z = \beta_z L/2$. Использование этих уравнений для расчета частот несимметричных колебаний ДР с $\varepsilon_{1r} = 38$ и $\Delta = 0,438$ дает значение частоты на 7 % выше точного для HE_{111}^- -колебаний и на 3,8 % меньше для EH_{111}^+ -колебаний [3]. Для расчета коэффициентов связи с использованием характеристических параметров, полученных из этой модели, такая погрешность является слишком значительной. Поэтому, учитывая приближенность выполнения характеристических уравнений на торцевых поверхностях резонатора, несколько изменим условия на этих поверхностях таким образом, чтобы уменьшить погрешность вычислений характеристических параметров для гибридных колебаний. В случае HE_{nml}^- -колебаний для расчета используем уравнение $p_{0z}\Delta = p_z \operatorname{tg} p_z$, а для расчета частот EH_{nml}^+ -колебаний примем асимптотическое граничное условие $e'_z = 0$ при $z' = \pm L/2$, точное выполнение которого следует при $\varepsilon_{1r} \rightarrow \infty$. Точность расчета частот ДР с параметрами, указанными выше, составляет для HE_{111}^- -колебаний 0,9 %, а для EH_{111}^+ -колебаний 2,7%.

На рис. 1а–в представлены зависимости коэффициентов связи цилиндрических ДР, выполненных из материала с $\varepsilon_{1r} = 81$; $Q_0 = 10^3$, расположенных в прямоугольном волноводе $a \times b = 35 \times 15 \text{ мм}^2$ от относительных размеров резонаторов $\Delta = L/2r_0$. При этом предполагалось, что каждый из ДР возбуждался на фиксированной частоте $f = 7 \text{ ГГц}$. Сплошной линией изображены результаты расчета связи, выполненные по формулам (3) ... (5), с использованием характеристических параметров модели ДР, как отрезка диэлектрического волновода с граничными условиями на торцевых поверхностях [1–3]. Штриховой линией изображены результаты расчета связи при

использовании модели ДР как отрезка диэлектрического волновода, расположенного между двумя магнитными стенками. Штрихпунктирной кривой даны результаты расчета связи ДР при возбуждении магнитных HE_{111}^- -колебаний. Поскольку структура поля EH_{111}^+ -колебаний подобна структуре поля H_{101}^+ азимутально однородных магнитных колебаний и отличается от нее только поворотом на угол $\pi/2$ относительно оси цилиндрического ДР, зависимость связи от отношения полуосей подобно зависимости $k(\Delta)$ для H_{101}^+ -колебаний [5]. Зависимость $k(\Delta)$ для HE_{111}^- -колебаний носит иной характер и также как и для E_{101}^+ -колебаний существенно зависит от точности расчета характеристических параметров поля резонатора. Сравнение расчетных значений коэффициентов связи для EH_{111}^+ -колебаний показало их соответствие данным экспериментов в пределах погрешности измерений.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Fiedzjuszko S. I.* Dual-Mode Dielectric Resonator Loaded Cavity Filters // IEEE Tr. : MTT-30. — 1982. — No. 9. — P. 1311–1382.
2. *Khanna A. P., Garalt Y., Guenna M.* Dielectric Resonator HF_{11+1} Mode Coupling to a Shielded Microstrip Line // IEEE Tr. : MTT-31. — 1983. — No. 4. — P. 527–529.
3. *Mongia R. K., Bhat B.* Effective Dielectric Constant Technique to Analyse Cylindrical Dielectric Resonators // AEU. — 4. — 1987. — No. 3. — P. 161–168.
4. *Ильченко М. Е., Трубин А. А.* Рассеяние электромагнитных волн на диэлектрическом резонаторе в волноводе // Радиоэлектроника. — 1981. — № 11. — С. 91–93. (Изв. высш. учеб. заведений).
5. *Ильченко М. Е., Трубин А. А.* Расчет коэффициентов связи в устройствах с диэлектрическими резонаторами и волноводами // Проектирование и применение радиоэлектронных устройств на диэлектрических волноводах и резонаторах // Межвед. Тем. Сб.—М., 1983.—№ 19.—С.36–41.

Поступила в редакцию после переработки 19.09.89г.

М. Е. Ильченко, А. А. Трубин, А. Г. Витюк

СВЯЗАННЫЕ КОЛЕБАНИЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРОВ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ЗАПРЕДЕЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

На основе теории возмущений получены аналитические соотношения для расчета коэффициентов взаимной связи цилиндрических диэлектрических резонаторов в прямоугольном запердельном волноводе при различных ориентациях их осей. Исследованы зависимости степени связи от координат резонаторов в волноводе. Результаты расчетов сравниваются с данными проведенных экспериментов.

КС: прямоугольный волновод, диэлектрический резонатор, коэффициент связи, аналитические соотношения

1. ВВЕДЕНИЕ

Диэлектрические резонаторы (ДР) нашли широкое применение в полосовых фильтрах СВЧ. Проектирование таких

фильтров требует знания коэффициентов взаимной связи ДР в запердельном волноводе [1]. В работе [2] рассматривались коэффициенты взаимной связи цилиндрических ДР в прямоугольном волноводе в дипольном приближении при одинаковой ориентации осей резонаторов (рис. 1, а, з). В то же время, в

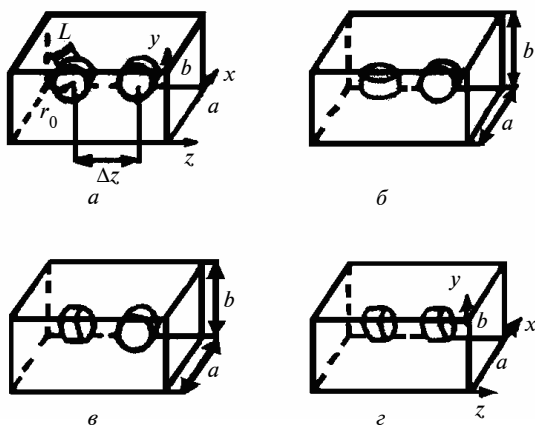


Рис. 1. Схематическое изображение в прямоугольном волноводе ДР при различной ориентации осей

ряде случаев используются связанные колебания системы, состоящей из нескольких цилиндрических ДР с различной относительной пространственной ориентацией их осей. Возможность существования связанных колебаний в такой системе в литературе не рассматривалась, расчет коэффициентов взаимной связи не проводился. Целью настоящей работы является исследование связанных колебаний системы цилиндрических ДР, расположенных в прямоугольном запердельном волноводе с различной пространственной ориентацией резонаторов.

2. МЕТОД РАСЧЕТА

Одним из эффективных приближенных аналитических методов, применяемых для расчета параметров системы связанных ДР, может служить теория возмущений [3]. Возможность применения ее обосновывается тем, что при больших значениях относительных диэлектрических проницаемостей поле собственных колебаний системы сосредоточено главным образом в объеме диэлектрика, а присутствие волновода и других ДР слабо возмущает поле вблизи каждого из резонаторов.

Пусть имеется пара диэлектрических резонаторов, расположенных в запердельном волноводе, каждый из которых обладает частотой независимых колебаний ω_0 . Расчет коэффициентов взаимной связи, определяемых как $k = (\omega^+ - \omega^-) / \omega_0$ [4], где $\omega^\pm$ — частоты связанных, колебаний системы двух диэлектрических резонаторов, на основе теории возмущений [5], приводит к следующим соотношениям:

$$k = \sqrt{k_{1,2} k_{2,1}}; \quad (1)$$

$$k_{1,2} = \frac{-1}{\omega_0 \varpi_2} \left[\sum_{t=1}^{\infty} c_t^{1+} (c_t^{2-})^* e^{-\Gamma \Delta z} - \sum_{t=1}^{\infty} d_t^{1+} (d_t^{2-})^* e^{-\Gamma \Delta z} \right]; \quad (2)$$

$$k_{2,1} = \frac{-1}{\omega_0 \varpi_1} \left[\sum_{t=1}^{\infty} c_t^{2-} (c_t^{1+})^* e^{-\Gamma \Delta z} - \sum_{t=1}^{\infty} d_t^{2-} (d_t^{1+})^* e^{-\Gamma \Delta z} \right].$$

Здесь z_1, z_2 — продольные координаты центров ДР в волноводе; $\Delta z = |z_2 - z_1|$; Γ — продольное волновое число; $c_i^{s\pm}$, $d_i^{s\pm}$ — коэффициенты разложения внешнего поля s -го ДР в ряд по магнитным, электрическим волноводным волнам $(\vec{E}_m^{t\pm}, \vec{H}_m^{t\pm})$ [6] ($s = 1, 2$):

$$\begin{aligned} c_i^{s\pm} &= (\pm)i/2 \int_{s_p} \{ [\vec{e}_m^s, \vec{n}] (\vec{H}_m^{t\pm})^* + [\vec{n}, \vec{h}_m^s] (\vec{E}_m^{t\pm})^* \} ds, \\ d_i^{s\pm} & \end{aligned} \quad (3)$$

где $(\vec{e}_m^s, \vec{h}_m^s)$ — поле собственных колебаний s -го ДР в линии передачи; $\vec{n}$ — нормаль к поверхности ДР s_p ; ϖ_s — энергия, запасаемая в материале s -го ДР.

3. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТОВ ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ

На основе соотношений (1)–(3) проведем расчет коэффициентов взаимной связи цилиндрических ДР в прямоугольном запердельном волноводе при возбуждении в резонаторах магнитных азимутально однородных колебаний.

Пусть имеется пара диэлектрических резонаторов цилиндрической формы радиусом r_0 , высотой L изготовленных из материала с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{1r} .

Если ось диэлектрического резонатора ортогональна оси волновода и параллельна его широкой стенке (см. рис. 2, а), то такое положение ДР в волноводе будем называть положением а; если ось ДР ортогональна оси волновода и параллельна узкой стенке, то такое положение ДР в волноводе будем обозначать буквой б; если же ось резонатора параллельна оси волновода, то его положение в волноводе обозначим буквой в (см. рис. 1, г). Таким образом, система двух связанных цилиндрических ДР в прямоугольном волноводе в данном случае может быть охарактеризована четырьмя независимыми геометрическими положениями: аа (рис. 1, а); аб (рис. 1, б); ав (рис. 1, в); вв (рис. 1, г).

Пусть в диэлектрических резонаторах возбуждаются связанные колебания. Предположим, что относительная диэлектрическая проницаемость материала ДР велика ($\epsilon_{lr} \gg 1$), так что структура поля внутри резонаторов близка к структуре поля собственных колебаний изолированного цилиндрического ДР, которое для магнитных азимутально однородных колебаний $H_{n0l}^{\pm}$ рассчитано в работе [7].

Подставляя аналитические соотношения поля собственных колебаний ДР [7] и нормированные поля прямоугольного заперделного волновода [3] в соотношения (1)–(3), интегрируя по поверхности резонаторов, найдем коэффициенты взаимной связи цилиндрических ДР при возбуждении в них магнитных азимутально однородных колебаний $H_{n0l}^{\pm}$:

в положении *аа* (рис. 1, *а*)

$$k = \frac{128\pi k_0 \beta_z (k_1^2 - k_0^2)^2}{\beta^2 abs_{n0l}^H(p_{\perp}, p_z)} \sum_{s,u=0}^{\infty} \left\{ \left[\frac{|\gamma| \chi_{sx}^2}{1 + \delta_{s0} + \delta_{u0}} - \frac{\chi_{uy}^2}{|\gamma|} (1 - \delta_{s0} - \delta_{u0}) \right] \times \right. \\ \times \frac{e^{-|\gamma| k_0 \Delta z}}{\left[\chi u_{sx} (\beta^2 + u_{sx}^2) (\beta_z^2 - \chi_{sx}^2) \right]^2} \left[\begin{array}{l} \sin \chi_{sx} x_1 \sin \chi_{sx} x_2 \\ \cos \chi_{sx} x_1 \cos \chi_{sx} x_2 \end{array} \right] \cos \chi_{uy} y_1 \cos \chi_{uy} y_2 \times \\ \times \{ \beta J_0(p_{\perp}) I_1(u_{sx} r_0) - u_{sx} J_1(p_{\perp}) I_0(u_{sx} r_0) \}^2 \times \\ \times \left[\begin{array}{l} \beta_z \sin p_z \cos \chi_{sx} L / 2 - \chi_{sx} \cos p_z \sin \chi_{sx} L / 2 \\ \beta_z \cos p_z \sin \chi_{sx} L / 2 - \chi_{sx} \sin p_z \cos \chi_{sx} L / 2 \end{array} \right]^2 \Bigg\}; \quad (4)$$

в положении *аб* (рис. 1, *б*)

$$k = \frac{128\pi k_0 \beta_z (k_1^2 - k_0^2)^2}{\beta^2 abs_{n0l}^H(p_{\perp}, p_z)} \times \\ \times \sum_{s,u=1}^{\infty} \left\{ \frac{\chi_{sx} \chi_{uy}}{\chi^2} \frac{|\gamma| (1 - 1/|\gamma|^2) e^{-|\gamma| k_0 \Delta z}}{u_{sz} u_{uy} (\beta^2 + u_{sx}^2) (\beta^2 + u_{uy}^2) (\beta_z^2 - \chi_{sx}^2) (\beta_z^2 - \chi_{uy}^2)} \times \right. \\ \times \{ \beta J_0(p_{\perp}) I_1(u_{sx} r_0) - u_{sx} J_1(p_{\perp}) I_0(u_{sx} r_0) \} \times \\ \times \{ \beta J_0(p_{\perp}) I_1(u_{uy} r_0) - u_{uy} J_1(p_{\perp}) I_0(u_{uy} r_0) \} \times$$

$$\begin{aligned} & \times \left[\sin \chi_{sx} x_1 (\beta_z \sin p_z \cos \chi_{sx} L/2 - \chi_{sx} \cos p_z \sin \chi_{sx} L/2) \right] \times \\ & \times \left[\cos \chi_{sx} x_1 (\beta_z \cos p_z \sin \chi_{sx} L/2 - \chi_{sx} \sin p_z \cos \chi_{sx} L/2) \right] \times \\ & \times \begin{bmatrix} \cos \chi_{sx} x_2 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \chi_{uy} y_1 \\ 0 \end{bmatrix} \times \\ & \times \left[\sin \chi_{uy} y_2 (\beta_z \sin p_z \cos \chi_{uy} L/2 - \chi_{uy} \cos p_z \sin \chi_{uy} L/2) \right] \times \\ & \times \left[\cos \chi_{uy} y_2 (\beta_z \cos p_z \sin \chi_{uy} L/2 - \chi_{uy} \sin p_z \cos \chi_{uy} L/2) \right] \Bigg\}; \end{aligned} \quad (5)$$

в положении *ав* (рис. 1, *в*)

$$\begin{aligned} k &= \frac{128\pi\beta_z(k_1^2 - k_0^2)^2}{\beta p_\perp abs_{n0l}^H(p_\perp, p_z)} \sum_{s,u=(0)}^{\infty} \frac{1}{(1 + \delta_{s0} + \delta_{u0})} \times \\ & \times \frac{\chi_{sx} e^{-|\gamma|k_0 \Box z}}{\chi u_{sx} (\beta^2 + u_{sx}^2)(\beta^2 - \chi^2)(\beta_z^2 - \chi_{sx}^2)(\beta_z^2 + \Gamma^2)} \times \\ & \times \left[\beta_z \sin p_z \operatorname{ch} \Gamma L/2 + \Gamma \cos p_z \operatorname{sh} \Gamma L/2 \right] \times \\ & \times \left[\Gamma \sin p_z \operatorname{ch} \Gamma L/2 - \beta_z \cos p_z \operatorname{sh} \Gamma L/2 \right] \times \\ & \times \{\beta J_0(p_\perp) I_1(u_{sx} r_0) - u_{sx} J_1(p_\perp) I_0(u_{sx} r_0)\} \times \\ & \times \{p_\perp J_0(p_\perp) J_1(\chi r_0) - \chi r_0 J_1(p_\perp) J_0(\chi r_0)\} \times \\ & \times \left[\sin \chi_{sx} x_1 (\beta_z \sin p_z \cos \chi_{sx} L/2 - \chi_{sx} \cos p_z \sin \chi_{sx} L/2) \right] \times \\ & \times \left[\cos \chi_{sx} x_1 (\beta_z \cos p_z \sin \chi_{sx} L/2 - \chi_{sx} \sin p_z \cos \chi_{sx} L/2) \right] \times \\ & \times \cos \chi_{sx} x_2 \begin{bmatrix} \cos \chi_{uy} y_1 \\ 0 \end{bmatrix} \cos \chi_{uy} y_2; \end{aligned} \quad (6)$$

в положении *вв* (рис. 1, *г*)

$$\begin{aligned} k &= \frac{128\pi\beta_z(k_1^2 - k_0^2)^2}{k_0 p_\perp^2 abs_{n0l}^H(p_\perp, p_z)} \sum_{s,u=(0)}^{\infty} \frac{e^{-|\gamma|k_0 \Box z}}{(1 + \delta_{s0} + \delta_{u0}) |\gamma| \left[(\beta^2 - \chi^2)(\beta_z^2 + \Gamma^2) \right]^2} \cos \chi_{sx} \times \\ & \times x_1 \cos \chi_{sx} x_2 \cos \chi_{uy} y_1 \cos \chi_{uy} y_2 \{p_\perp J_0(p_\perp) J_1(\chi r_0) - \chi r_0 J_1(p_\perp) J_0(\chi r_0)\}^2 \times \end{aligned}$$

$$\times \left[\begin{array}{l} p_z \sin p_z \operatorname{sh} \Gamma L / 2 + \Gamma \cos p_z \operatorname{sh} \Gamma L / 2 \\ \Gamma \sin p_z \operatorname{ch} \Gamma L / 2 - \beta_z \cos p_z \operatorname{sh} \Gamma L / 2 \end{array} \right]^2, \quad (7)$$

где

$$s_{n0l}^H(p_\perp, p_z) = \left\{ \left(\frac{k_1}{\beta} \right)^2 [J_1^2(p_\perp) - J_0(p_\perp)J_2(p_\perp)] + J_0^2(p_\perp) + J_1^2(p_\perp) \right\} \times \\ \times \left[\begin{array}{l} 2p_z + \sin 2p_z \\ 2p_z - \sin 2p_z \end{array} \right] + \left(\frac{\beta_z}{\beta} \right)^2 \{ J_1^2(p_\perp) - J_0(p_\perp)J_2(p_\perp) \} \left[\begin{array}{l} 2p_z - \sin 2p_z \\ 2p_z + \sin 2p_z \end{array} \right], \quad (8)$$

x_1, y_1 — координаты первого ДР (в положении a); x_2, y_2 — координаты второго резонатора; $\gamma = \Gamma / k_0$ — относительная постоянная распространения; $\chi_{sx} = s\pi / a$; $\chi_{uy} = u\pi / b$ — поперечные волновые числа прямоугольного волновода; $u_{sx} = [\chi_{sx}^2 - k_0^2]^{1/2}$; $u_{uy} = [\chi_{uy}^2 - k_0^2]^{1/2}$; β, β_z — постоянные распределения поля цилиндрических ДР в волноводе; $p_\perp = \beta r_0$; $p_z = \beta_z L / 2$; δ_{su} — символ Кронекера; $J_n(x)[I_n(x)]$ — [модифицированная] функция Бесселя; $k_1 = \sqrt{\varepsilon_{1r}} k_0$; $\chi = [\chi_{sx}^2 + \chi_{uy}^2]^{1/2}$.

На рис. 2, 3 показаны результаты численных расчетов коэффициентов взаимной связи (4)–(8) для материала ТБНС ($\varepsilon_r = 81$) и частоты основных магнитных колебаний ДР $H_{101}^+ f_0 = 7$ ГГц, расположенных в прямоугольном волноводе сечением 12×12 мм.

Зависимости связи от коэффициента «сжатия» резонаторов $\Delta = L / 2r_0$ вычислялись при постоянных значениях относительного расстояния между центрами ДР $\Delta z / 2r_0 = \text{const}$ для ориентаций aa, ab (рис. 2, $a, б$); $\Delta z / (r_0 + L / 2) = \text{const}$ — для ориентации ДР av (рис. 2, $в$) и $\Delta z / L = \text{const}$ для ориентации vv (рис. 2, $г$). В положениях aa, vv центры диэлектрических резонаторов располагались на оси прямоугольного волновода; при ортогональной ориентации осей ДР (рис. 2, $б$) координа-

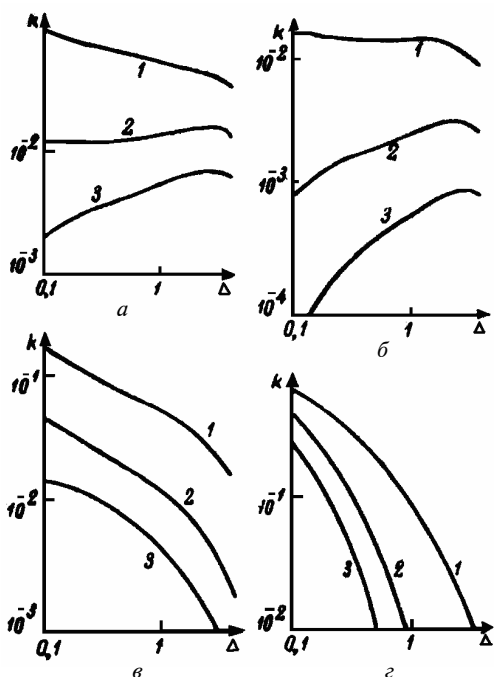


Рис. 2. Зависимость коэффициента связи от величины Δ при различной ориентации осей ДР

тельной ориентации осей ДР в волноводе. Так, коэффициенты взаимной связи можно увеличить, расположив один или оба диэлектрических резонатора коаксиально (рис. 1, в, 1, г) и существенно уменьшить, используя положения ДР с ортогональным расположением осей (рис. 1, б).

Рассмотрим зависимости коэффициентов взаимной связи от поперечных координат цилиндрических ДР в волноводе. Из соотношения (5) следует, что коэффициенты взаимной связи ДР при возбуждении в них основных магнитных колебаний, в положении ab обращаются в ноль, если $x_1 = x_2 = a/2$, или $y_1 = y_2 = b/2$, т. е. если оба резонатора расположены в одной из плоскостей симметрии прямоугольного волновода. В положении av коэффициенты связи, как видно из соотношения (6), обращаются в ноль только в плоскости симметрии: $x_1 = x_2 = a/2$.

ты резонатора в положении a равнялись $(x_1, y_1) = (a/2, b/4)$, а резонатора в положении $б$: $(x_2, y_2) = (a/4, b/2)$. В случае, изображенном на рис. 2, в, координаты первого ДР $(x_1, y_1) = (a/2, b/2)$, а второго ДР, расположенного коаксиально, $(x_2, y_2) = (a/4, b/2)$.

Как следует из приведенных кривых, коэффициенты взаимной связи можно изменять в широких пределах не только за счет выбора относительных размеров резонаторов и расстояния между их центрами, но также и за счет изменения относительных

На рис. 3 приведены результаты расчетов коэффициентов взаимной связи при вариации поперечных координат диэлектрических резонаторов с $\varepsilon_r = 81$, расположенных в прямоугольном волноводе сечением 12×12 мм, частотой основного магнитного колебания H_{101}^+ : $f_0 = 7$ ГГц и отношением полюсов $\Delta = 0,5$. Для резонаторов в положении aa (рис. 3, a) $y_1 = y_2 = b/2$; $\Delta z/2r_0 = 1,5$; для резонаторов в положении ab (рис. 3, b) $y_1 = b/4$; $y_2 = 3b/4$; $\Delta z/2r_0 = 1,5$; в av (рис. 3, $в$) $y_1 = y_2 = b/2$; $\Delta z/(r_0 + L/2) = 2$ и в положении vv (рис. 3, $г$) $y_1 = y_2 = b/2$; $\Delta z/L = 2$.

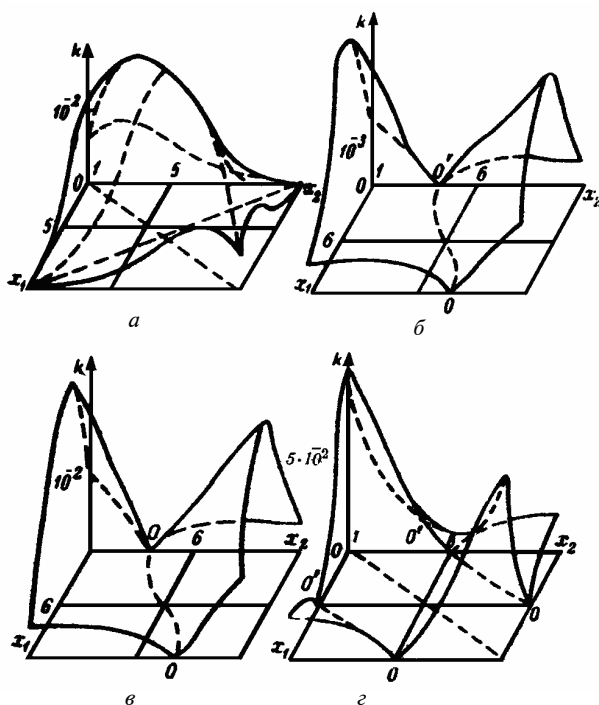


Рис. 3. Зависимость коэффициента связи от места расположения ДР в прямоугольном волноводе при различной ориентации осей

Видно, что коэффициенты взаимной связи принимают максимальное значение на оси волновода только при расположении ДР в положении aa . В остальных случаях зависи-

мость связи от поперечных координат, цилиндрических ДР носит более сложный характер. Так, в положениях ДР ab , av для каждого значения координаты второго ДР x_2 существует значение координаты первого ДР x_1 , характеризующее максимальной связью. Кроме того, при некоторых значениях координат (x_1, x_2) имеет место обращение в ноль коэффициентов взаимной связи. Кривые $k = 0$ (рис. 3, б; 3, в; 3, г) показаны пунктирной кривой в плоскости (x_1, x_2) и обозначены буквами OO' . Частоты синфазных и противофазных колебаний системы цилиндрических ДР с координатами на кривой OO' совпадают, а переход координат ДР через эту кривую приводит к смене частот связанных колебаний.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Экспериментальные исследования коэффициентов взаимной связи проводились в прямоугольном запердельном волноводе сечением 18×11 мм. Два одинаковых цилиндрических диэлектрических резонатора были изготовлены из материала ТБНС ($\epsilon_{1r} = \epsilon_{2r} = 81$) с отношением полуосей $\Delta_1 = \Delta_2 = 0,4$. В положениях aa , vv оба резонатора располагались на оси волновода. В положениях ab и av поперечные координаты ДР отличались между собой.

Отрезок запердельного волновода, содержащий неподвижный диэлектрический резонатор, возбуждался с одного из торцов. Другой торец запердельного волновода был снабжен микрометрическим винтом со стержнем, изготовленным из диэлектрика с низкой проницаемостью. На конце диэлектрического стержня прикреплялся второй диэлектрический резонатор. С вращением микрометрического винта стержень перемещался вдоль оси волновода и перемещал диэлектрический резонатор.

Частоты связанных колебаний системы ДР в запердельном волноводе фиксировались по максимумам отражения. Калибровка микрометрического винта проводилась от точки касания диэлектрических резонаторов. Все измерения проводились при минимальной связи неподвижного диэлектрического

кого резонатора с возбуждающим систему волноводом. Такая установка ДР минимизировала влияние стыка волноводов на резонансные характеристики структуры.

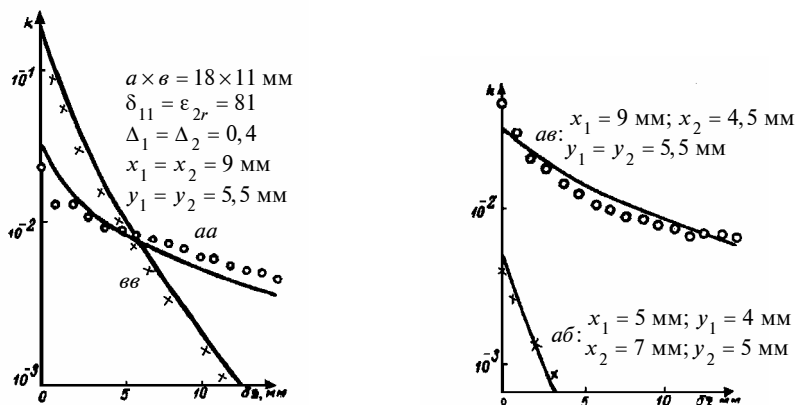


Рис. 4. Измеренная (xxx, ooo) и рассчитанная по формулам (4)–(8) зависимости коэффициента связи от расстояния между резонаторами

На рис. 4 приведены результаты проведенных экспериментальных исследований частот связанных колебаний системы цилиндрических ДР при различных относительных ориентациях их осей в прямоугольном волноводе. Крестиками и кружками нанесены измеренные значения коэффициентов взаимной связи. Сплошными кривыми показаны результаты расчета по формулам (4)–(8). Здесь δz – минимальное продольное расстояние между резонаторами, связанное с расстоянием между центрами ДР по формулам: для положений *aa*, *аб* $\Delta z = \delta z + 2r_0$; для положения *ав* $\Delta z = \delta z + r_0 + L/2$; для положения *вв* $\Delta z = \delta z + L$.

Как видно из проведенных исследований, полученные соотношения хорошо описывают данные экспериментов. Основным теоретическим источником погрешностей является приближенность представления поля на поверхностях резонаторов без учета влияния стенок волновода и наличия второго резонатора. Основным экспериментальным источником погрешности является неточность установки поперечных координат ДР в волноводе.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные в работе аналитические соотношения для коэффициентов взаимной связи диэлектрических резонаторов цилиндрической формы в прямоугольном запердельном волноводе позволяют использовать их в системах автоматизированного проектирования полосовых фильтров с различным расположением ДР. Выявленные в результате проведенных исследований закономерности изменения связи при вариации параметров структуры позволяют синтезировать заданные частотные характеристики СВЧ-устройств, содержащих связанные диэлектрические резонаторы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ильченко М.Е. Характеристики твердотельных многорезонаторных полосовых фильтров // Электродная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ.— 1986. — Вып. 1. — С. 13–16.
2. Cohn S.B. Microwave bandpass filters containing high-Q dielectric resonators // IEEE Trans. — 1968. — Vol. MTT-16, No 4. — P. 218–227.
3. Никольский В.В. Вариационные методы для внутренних задач электродинамики. — М.: Наука, 1967. — 460 с.
4. Маттей А.Л., Янг Л., Джонс Е.М. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. — М.: Связь, 1971. — Т. 1. — 367 с.
5. Трубин А.А. Исследование электромагнитных колебаний в системе связанных диэлектрических резонаторов с помощью теории возмущений // Вестн. Киев. политехн. ин-та. Сер. Радиотехника. — 1987. — Вып. 24.— С. 42–45.
6. Ильченко М.Е., Трубин А.А. Рассеяние электромагнитных волн на диэлектрическом резонаторе в волноводе // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. — 1981. — Т. 24, № 11. — С. 91–93.
7. Куш С.Н. Собственные частоты диэлектрических резонаторов // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 1975. — Т. 19, № 9. — С.79–82.

Статья поступила 13 ноября 1989 г.

М. Е. Ильченко, А. В. Захаров, Е. Е. Карякин

ПОДАВЛЕНИЕ ПАРАЗИТНЫХ ПОЛОС ПРОПУСКАНИЯ ФИЛЬТРОВ ИЗ ОТРЕЗКОВ ПЕРЕДАЮЩИХ ЛИНИЙ

Решена задача подавления всех паразитных полос пропускания полосовых фильтров из отрезков линий передачи с резонаторами параллельного типа; эффект подавления достигается использованием в фильтре с четвертьволновыми связями двух разновидностей резонаторов — короткозамкнутого регулярного и разомкнутого из отрезка плавно-нерегулярной линии.

Важной задачей техники СВЧ является устранение паразитных полос пропускания (ПП) полосовых фильтров из отрезков линий передачи. Хотя решению данной задачи уделяется значительное внимание [1–3], в настоящее время удается устранить паразитные ПП лишь частично.

Цель работы — *рассмотреть принципиальную возможность подавления всех паразитных ПП фильтров из отрезков линий передачи с резонаторами параллельного типа.*

Предполагается, что паразитные ПП могут быть полностью устранены в структуре полосового фильтра (рис. 1), включающей две разновидности резонаторов из отрезков линий передачи. Один из отрезков регулярный и короткозамкнутый на конце, другой плавно-нерегулярный и разомкнутый на конце, с волновым сопротивлением $W(\tau)$, изменяющимся по определенному закону. Время задержки обоих резонаторов и соединительных отрезков связи совпадает и равно t_3 . Модель фильтра (рис. 1) рассматривается в одноволновом приближении и без учета потерь.

Эффект подавления паразитных ПП фильтра может быть достигнут за счет взаимно противоположного характера распределения собственных частот резонаторов — нулей ω_{0i} , $i = 1, 2, \dots$, и полюсов ω_{pi} их входной проводимости Y в точках

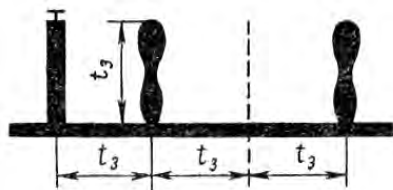


Рис. 1

подключения к регулярной линии связи. Общий случай взаимно противоположного распределения ω_{0i} , ω_{pi} показан на рис. 2, а, б. Рис. 2, а соответствует регулярному короткозамкнутому отрезку, а рис. 2, б — нерегулярному разомкнутому.

Кружками отмечены нули ω_{0i} — частоты параллельного резонанса, а крестиками — полюсы ω_{pi} — частоты последовательного резонанса резонаторов. Частоте ω_{0i} одного отрезка соответствует частота ω_{pi} другого отрезка для всех номеров $i \neq n$.

Эта взаимная компенсация противоположных по характеру собственных частот должна приводить к подавлению ПП фильтра связанными частотами параллельного резонанса ω_{0i} регулярных резонаторов (рис. 2, а). Нескомпенсированными остаются частоты последовательного резонанса ω_{pn} и $\bar{\omega}_{pn}$ регулярного и нерегулярного отрезков, соответствующие полюсам затухания фильтра. Нули входной проводимости ω_{0n} и $\bar{\omega}_{0n}$ двух отрезков совпадают между собой и с центральной частотой рабочей (единственной) ПП фильтра, соответствующей колебаниям резонаторов вида $(2n-1)\lambda/4$. Полагая $n=1, 2, 3, \dots$, можно по своему усмотрению использовать колебания вида $\lambda/4, 3\lambda/4, 5\lambda/4, \dots$, т. е. перемещать рабочую ПП фильтра в область более высоких частот.

Распределение нулей и полюсов Y нерегулярного разомкнутого отрезка (рис. 2, б) отличается от распределения ω_{0i} , ω_{pi} регулярного разомкнутого отрезка (рис. 2, в) двумя собственными частотами $\bar{\omega}_{0n}$, $\bar{\omega}_{pn}$, что позволяет записать функцию его входной проводимости в виде

$$Y(s) = \frac{1}{W_0} \operatorname{th}(st_3) \frac{(s^2 + \omega_{pn}^2)(s^2 + \bar{\omega}_{0n}^2)}{(s^2 + \bar{\omega}_{pn}^2)(s^2 + \omega_{0n}^2)}. \quad (1)$$

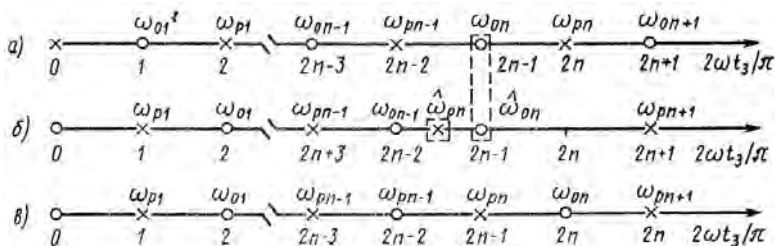


Рис. 2

В (1) $\omega_{pn} = (2n-1)\pi/(2t_3)$; $\omega_{0n} = 2n\pi/(2t_3)$, $\hat{\omega}_{0n} = \omega_{pn}$; $W_0 = W(0)$ — значение волнового сопротивления в начале нерегулярного отрезка (со стороны, примыкающей к линии связи фильтра); $s = \sigma + i\omega$ — комплексная частота.

В [4, 5] приведены соотношения, позволяющие по входной проводимости (1) определить функцию волнового сопротивления $W(\tau)$, $\tau \in [0; t_3]$ нерегулярного разомкнутого отрезка линии с распределением собственных частот, показанным на рис. 2, б. Волновое сопротивление нерегулярного отрезка является функцией текущей координаты τ и собственной частоты $\hat{\omega}_{pn}$, поскольку значения остальных собственных частот в (1) фиксированы. Как следует из распределения (рис. 2, б), $(2n-2)\pi/(2t_3) < \hat{\omega}_{pn} < (2n-1)\pi/(2t_3)$. Целесообразно определить $\hat{\omega}_{pn}$ таким образом, чтобы минимизировать перепад волнового сопротивления нерегулярного отрезка линии $m = W_{\max}/W_{\min}$, улучшая этим его практическую реализуемость. Эта задача решалась многократным вычислением функции $W(\tau)$ при различных значениях $\hat{\omega}_{pn}$ и построением зависимости $m = m(\hat{\omega}_{pn})$.

• Ниже приведены решения задачи для различных значений n , $n = 2$, $\hat{\omega}_{p2} = 2,7\pi/(2t_3)$, $\min(m) = 5,89$. Функция $W(\tau)$, соответствующая данному значению $\hat{\omega}_{p2}$, приведена на рис. 3 (непрерывная линия), значения W нормированы относитель-

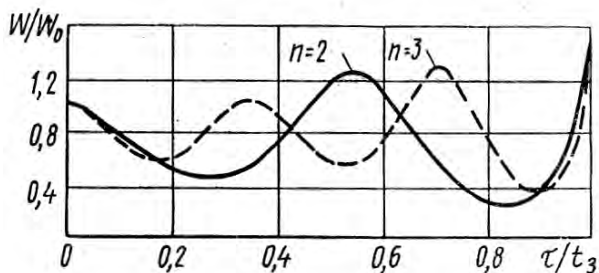


Рис. 3

но W_0 , $n = 3$, $\bar{\omega}_{p3} = 4,71\pi/(2t_3)$, $\min(m) = 3,35$. Соответствующая функция $W(\tau)$ приведена на рис. 3 (штриховая линия), $n = 4$, $\bar{\omega}_{p4} = 6,64$, $\min(m) = 2,59$. При увеличении n минимальное значение параметра m нерегулярного отрезка уменьшается, что улучшает его практическую реализуемость; при $n=1$ $m > 33$, что затрудняет реализуемость. Поэтому рассматриваемый подход распространяется только на построение однополосных фильтров, использующих колебания резонаторов вида $3\lambda/4$ ($n = 2$) и более высокие.

На рис. 4 приведены функции рабочего затухания $L(\omega)$, (дБ) трехрезонаторных фильтров, включающих синтезированные нерегулярные резонаторы, функции $W(\tau)$ которых приведены на рис. 3. Порядок следования резонаторов фильтра (считая слева направо): 1—1—2. Единица относится к регулярному резонатору, двойка — к нерегулярному. Рисунок 4, а характеризует фильтр, ПП которого связана с колебаниями

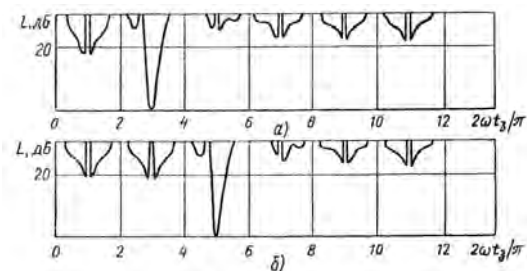


Рис. 4

вида $3\lambda/4$ ($n = 2$); на рис. 4, б представлена АЧХ фильтра, ПП которого обусловлена колебаниями $5\lambda/4$ ($n = 3$). При построении функции $L(\omega)$ определены параметры фильтров: волновое сопротивление регулярного резонатора Z_0 , волновое сопротивление нерегулярного резонатора Z_1 , коэффициент отражения Γ , коэффициент пропускания τ , коэффициент потерь α , коэффициент затухания β , коэффициент рассеяния γ , коэффициент поглощения δ , коэффициент отражения ϵ , коэффициент пропускания η , коэффициент потерь θ , коэффициент затухания ϕ , коэффициент рассеяния χ , коэффициент поглощения ψ .

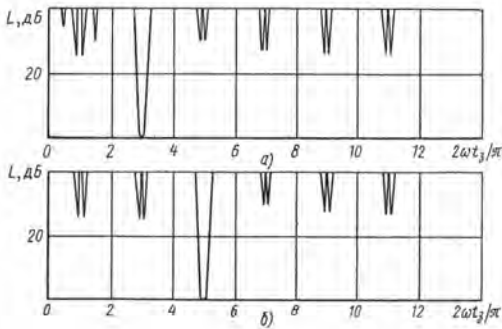


Рис. 5

наторов или увеличением волнового сопротивления линии связи, а также увеличением числа резонаторов. На рис. 5 приведены АЧХ пятирезонаторных фильтров с прежними значениями элементов. Порядок следования резонаторов: 1–1–2–1–1. Рис. 5, а относится к фильтру, ПП которого соответствует частоте колебаний вида $3\lambda/4$; на рис. 5, б приведена АЧХ фильтра, ПП которого соответствует частоте колебаний вида $5\lambda/4$. Заметим, что изрезанность характеристики фильтра (рис. 5) должна уменьшиться при учете конечной добротности его элементов. Сопоставление АЧХ фильтров (рис. 4 и 5) показывает, что при увеличении числа резонаторов функция рабочего затухания фильтра становится более симметричной в окрестности ПП.

Таким образом, АЧХ (рис. 4 и 5) свидетельствуют о правомерности рассматриваемого подхода к подавлению всех паразитных ПП фильтров с резонаторами параллельного типа.

Рассматриваемый фильтр (см. рис. 1) может быть рассчитан на основе низкочастотного прототипа [1]. При этих расчетах используется параметр крутизны реактивной проводимости резонаторов на частоте ω_{0n}

$$b_n = \frac{\omega_{0n}}{2i} \frac{dY(i\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{0n}}, \quad i = \sqrt{-1}. \quad (2).$$

У регулярного короткозамкнутого резонатора с волновым сопротивлением W

натора $W = 15 \text{ Ом}$; $W_0 = 40 \text{ Ом}$; волновое сопротивление регулярной линии связи $W_c = 100 \text{ Ом}$; сопротивления нагрузок фильтра $R = 50 \text{ Ом}$. Уровень внеполосного затухания фильтра может быть увеличен путем понижения уровня волнового сопротивления резо-

$$Y(i\omega) = -\frac{i}{W} \operatorname{ctg} \omega t_3, \quad \omega_{0n} = (2n-1)\pi/(2t_3)$$

и согласно (2) $b_n = (2n-1)\pi/(4W)$.

У нерегулярного разомкнутого резонатора с функцией входной проводимости (1)

$$\hat{b}_n = (2n-1)/W_0 \pi (n-1/4) (1 - \hat{\omega}_{pn}^2 / \hat{\omega}_{0n}^2). \quad (3)$$

Из (3) следует, что параметр крутизны реактивной проводимости нерегулярного резонатора при $W_0 = W$ больше, чем регулярного. Их отношение $\hat{b}_n / b_n = 4 / \pi^2 (n-1/4) (1 - \hat{\omega}_{pn}^2 / \hat{\omega}_{0n}^2)$ для установленных ранее значений $\hat{\omega}_{pn}$, минимизирующих параметр m нерегулярных отрезков, принимает значения: $n=1$, $\hat{b}_2 / b_2 = 1,219$; $n=3$, $\hat{b}_3 / b_3 = 1,308$; $n=4$, $\hat{b}_4 / b_4 = 1,078$.

Заметим, что в рассматриваемых фильтрах относительная ширина ПП не может превышать величины $2(\hat{\omega}_{0n} - \hat{\omega}_{pn}) / \hat{\omega}_{0n}$, которой при $n=2, 3, 4$ соответствуют значения 20, 11,6, 10,3 %.

- Показана принципиальная возможность подавления всех паразитных ПП фильтров из отрезков линий передачи с резонаторами параллельного типа. Эффект подавления достигается использованием в фильтре с четвертьволновыми связями двух разновидностей резонаторов — короткозамкнутого регулярного и разомкнутого плавно-нерегулярного, распределения собственных частот которых носят взаимно противоположный характер. Единственная ПП таких фильтров может быть совмещена с одним из видов колебаний резонаторов $(2n-1)\lambda/4$, ($n \geq 2$), что позволяет увеличить верхний предел рабочих частот у фильтров данного класса. При увеличении n уменьшается перепад волнового сопротивления резонаторов из отрезков плавно-нерегулярных линий, что улучшает их практическую реализуемость.

Литература

1. *Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т.* Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1. — М.: Связь, 1971.
2. *Козловский В. В., Бердышев В. П.* — Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника, 1984, № 5.
3. *Грибов Е. Ф.* — Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС, 1972, № 3.
4. *Ильченко М. Е., Захаров А. В.* — Радиотехника и электроника, 1990, № 3.
5. *Литвиненко О. Н., Левченко Е. Г.* — Радиотехника и электроника, 1976, № 9.

Поступила после доработки 18 июля 1990 г.

М.Ю. Ільченко, О.В.Захаров, Є.Є. Карякін

ОДНОСМУЖКОВІ НВЧ ФІЛЬТРИ

(Представлено академіком АН УРСР І.М. Чиженком)

Одним з головних завдань у вирішенні проблеми електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів (РЕЗ) є усунення паразитних смуг пропускання (СП) смужкових надвисокочастотних (НВЧ) фільтрів. Множина СП таких фільтрів зумовлена багаторезонансністю їх структурних елементів — резонаторів і ланцюгів зв'язку, що реалізовані із відрізків ліній передачі [1]. Серед цієї множини смуг лише одна є робочою, а решта відіграють негативну роль, тому їх називають паразитними.

У вирішенні завдань усунення паразитних СП можна виділити два основні підходи. Один з них [2, 3] заснований на використанні структурних елементів із розрідженим спектром резонансних частот. Інший [4, 5] передбачає наявність у фільтрі двох різновидів резонаторів із взаємно-протилежним характером розподілу власних частот, тобто частот послідовного і паралельного резонансів. В останньому випадку власні частоти взаємно компенсують одна одну, що й призводить до пригнічення паразитних СП. До останнього часу обидва підходи не дозволили повністю позбутися паразитних СП фільтра. В першому випадку не вдалося синтезувати розподілені структурні елементи з великим показником розрідження спектра. При реалізації другого підходу використовувалися резонатори з відрізків регулярної і ступінчасто-нерегулярної лінії [4, 5], які внаслідок їх спектральних особливостей [6] не забезпечують взаємної компенсації власних частот на всій частотній осі.

Нижче розглядаються смужкові фільтри з відрізків ліній передачі з резонаторами паралельного типу, в яких відсутні паразитні СП. Таким фільтрам властива єдина смуга, як це

має місце в низькочастотних фільтрах, що побудовані із зосереджених контурів. Модель фільтра розглядається нами в однорівневому наближенні, тобто вважається, що процес поширення електромагнітної хвилі описується телеграфним рівнянням. Наявність дисипативних втрат не враховуємо.

Для розгляду основної ідеї побудови односмушкового НВЧ фільтра звернемось до розподіленого ланцюга, схематично показаного на рис. 1 штриховою лінією. Він включає два різновиди резонаторів із відрізків регулярних ліній передачі — розімкненого і короткозамкненого, що підключені паралельно до лінії передачі. Час затримки резонаторів t_3 і інтервали між ними рівні між собою. Ланцюг є всезапираючим, у нього відсутні СП. Цей ефект пов'язаний із взаємопротилежним характером розподілу частот послідовного і паралельного резонансів двох резонаторів (рис. 2, а, б), які є відповідно нулями ω_{0n} , $n = 1, 2, \dots$, і полюсами ω_{pn} їх вхідного опору Z з боку підключення до лінії зв'язку. На рис. 2, а показані нулі (кружечки) і полюси (хрестики) вхідного опору розімкненого резонатора $Z_{xx}(s) = W \operatorname{cth} st_3$, де W — хвильовий опір відрізка лінії; $s = \sigma + j\omega$ — комплексна частота, $j = \sqrt{-1}$. На рис. 2, б наведено розподіл власних частот короткозамкненого резонатора з функцією $Z_{кз}(s) = W \operatorname{th} st_3$. По осі відкладена нормована частота $\bar{\omega} = 2\omega t_3 / \pi$ (див. рис. 2); в цьому випадку власні частоти відповідають числам натурального ряду. Протилежні за характером власні частоти двох резонаторів взаємно компенсують одна одну, внаслідок чого ланцюг (див. рис. 1, штрихова лінія) не має жодної СП.

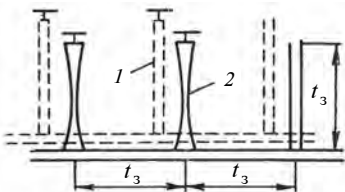


Рис. 1. Розподілені ланцюги із відрізків ліній передачі: 1 — всезапираюче коло; 2 — односмушковий фільтр

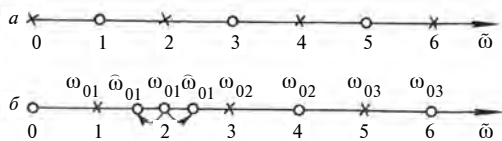


Рис. 2. Розподіл власних частот відрізків регулярних ліній передачі: а — розімкненого; б — короткозамкненого

Припускається, що від всезапираючого ланцюга можна перейти до односмушкового фільтра (див. рис. 1, суцільна лінія), якщо короткозамкнений резонатор із регулярної лінії замінити на резонатор із відрізка плавно-нерегулярної лінії, в якому лише одна із частот послідовного резонансу $\hat{\omega}_{0n}$ відрізняється від відповідної частоти ω_{0n} регулярного резонатора. На рис. 2, б показано приклад такого розподілу з відмінною від інших першою частотою $\hat{\omega}_{01}$. Допускається зміщення $\hat{\omega}_{0n}$ відносно ω_{0n} як в сторону більших, так і менших значень. В цьому випадку поблизу частоти $\omega_{0n} (\tilde{\omega} = 2n)$ повинна з'явитись єдина СП фільтра.

Якщо будь-який нуль ω_{0n} вхідного опору $Z_{\kappa 3}$ короткозамкненого відрізка регулярної лінії з часом затримки t_3 перенести з першопочаткового положення, тобто замінити на $\hat{\omega}_{0n}$, то формулу для вхідного опору $\hat{Z}_{\kappa 3}$ вже нерегулярного відрізка лінії можна записати у вигляді

$$\hat{Z}_{\kappa 3}(s) = W_0 \frac{s^2 + \hat{\omega}_{0n}^2}{s^2 + \omega_{0n}^2} \operatorname{th} st_3, \quad (1)$$

где W_0 — позитивна константа, що дорівнює величині опору на початку нерегулярного відрізка.

Вхідні опори Z_{xx} , $\hat{Z}_{\kappa 3}$ (10) і матриця передачі F_c однорідного відрізка лінії зв'язку з хвильовим опором

$$F_c = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} st_3 & W_c \operatorname{sh} st_3 \\ W_c^{-1} \operatorname{sh} st_3 & \operatorname{ch} st_3 \end{bmatrix}$$

використовуються при побудові функції робочого загасання $L = L(\omega)$ фільтра, що показаний на рис. 1. Процедура побудови функції $L(\omega)$ детально розглядається в [1] і за браком місця нами не наводиться. Залежність $L = L(\omega)$ зображена на рис. 3 суцільною лінією. При побудові функції робочого загасання (АЧХ) параметри фільтра вибрані такими: $W = 25$, $W_0 = 50$,

$W_c = 100$ Ом; опори навантажень фільтра $R = 50$ Ом. У фільтрі використані два резонатори із відрізків плавно-нерегулярних ліній з частотами послідовного резонансу $\bar{\omega}_{01}$, що симетрично зсунуті відносно ω_{01} в протилежних напрямках. У одного резонатора $\bar{\omega}_{01} = 2,3\omega_{p1}$, у іншого — $\bar{\omega}_{01} = 1,7\omega_{p1}$, у регулярного резонатора $\omega_{01} = 2\omega_{p1}$. Симетричний зсув $\bar{\omega}_{01}$ нерегулярних резонаторів в протилежних напрямках робить АЧХ фільтра симетричною в області СП. В іншому випадку ця якість втрачається, як показано на рис. 3 штриховою лінією для фільтра, в якому обидва нерегулярних резонатори характеризуються величиною $\omega_{01} = 2,3\omega_{p1}$. Наведена на рис. 3 функція робочого загасання свідчить про правомірність вихідних передумов побудови односмукового НВЧ фільтра.

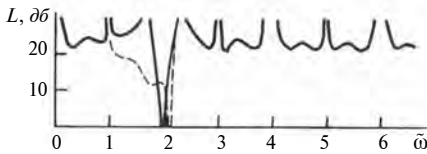


Рис. 3. Функція робочого загасання односмукового НВЧ фільтра

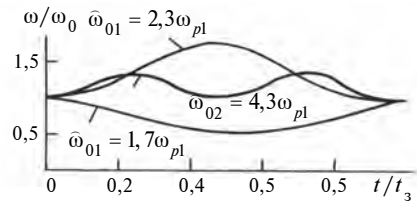


Рис. 4. Характер зміни опору резонаторів із відрізків плавно-нерегулярної лінії

Таким чином, використання в структурі фільтра (див. рис. 1) двох різновидів резонаторів — із розімкненого відрізка регулярної лінії пелює усунути всі паразитні СП. Цього ефекту можна досягти за рахунок взаємодії компенсації протилежних за характером власних частот резонаторів на всій частотній осі.

На рис. 3 єдина СП відповідає частоті ω_{01} . У загальному випадку ця смуга може відповідати будь-якій величині ω_{0n} . При збільшенні порядкового номера n ця смуга зміщується в бік більш високих частот. Для цього досить перемістити величину $\bar{\omega}_{0n}$ нерегулярних резонаторів відносно ω_{0n} . Щоб зрозуміти характер зміни функції хвильового опору відрізків плав-

но-нерегулярних ліній $W(\tau)$, $\tau \in [0; t_3]$ односмужкових фільтрів, запишемо вираз для цієї функції [7]

$$W(\tau) = W_0 \left(\frac{1 + \frac{\hat{\omega}_{0n}}{\omega_{0n}} \operatorname{tg} \omega_{0n} \tau \operatorname{tg} \hat{\omega}_{0n} \tau}{1 + \frac{\omega_{0n}}{\hat{\omega}_{0n}} \operatorname{tg} \omega_{0n} \tau \operatorname{tg} \hat{\omega}_{0n} \tau} \right). \quad (2)$$

Згідно з цим виразом (2), на рис. 4 показані різні функції $W(\tau)$, при побудові прийнято нормування величин відносно W_0 . При збільшенні порядкового номера n змінюваної частоти послідовно резонансу $\hat{\omega}_{0n}$ функція $W(\tau)$ характеризується більшим числом екстремумів області свого визначення — $\tau \in [0; t_3]$. Чим більша величина зміщення $\hat{\omega}_{0n}$ відносно ω_{0n} , тим більше відрізняються максимуми функції $W(\tau)$ від мінімумів. При цьому ширина СП фільтра (див. рис. 3) збільшується.

Наведений на рис. 1 односмужковий фільтр вміщує три резонатори. Число резонаторів фільтра може бути збільшене. При цьому зростає його позасмугове загасання і збільшується крутизна схилів АЧХ.

Таким чином, в рамках однохвильової моделі можливе усунення паразитних смуг пропускання фільтрів із відрізків лінії передачі, що досягається використанням резонаторів із відрізків лінії з певною функцією хвильового опору.

1. *Маттей Д. Лі., Янг Л., Джонс М. Т.* Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1. — М.: Связь, 1971. — 440 с.
2. *Ильченко М. Е., Захаров А. В.* Структурные элементы фильтров СВЧ с разреженным спектром полос пропускания // Радиотехника. — 1990. — № 6. — С. 27–30.
3. *Грибов Е. Ф.* Расчет малогабаритных полосовых фильтров с широкими полосами запираания // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС. — 1972. — Вып. 3. — С. 113–121.
4. *Козловский В. В., Сошников В. И.* Устройства на неоднородных линиях. — Киев : Техніка, 1987. — 191 с.
5. *Ильченко М. Е., Захаров А. В., Цыкалов В. Г.* Синтез резонаторов для фильтров с широкими полосами запираания // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. — 1990. — Вып. 4. — С. 23–25.

6. *Захаров А. В.* Резонансные частоты короткозамкнутых ступенчатых линий // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника.— 1976.— № 2.— С. 126—128.

7. *Литвиненко О. Н., Сошников В. И.* Колебательные системы из отрезков неоднородных линий. — М.: Сов. радио, 1972. — 144 с.

Київ. політехн. ін.-т

Надійшло 23.11.90

М. Е. Ильченко, А. В. Захаров, А. В. Борщевский

ОПТИМИЗАЦИЯ РЕЗОНАТОРОВ ИЗ ОТРЕЗКОВ ПЛАВНО НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

(Представлено член-корреспондентом АН Украины Л. Г. Гассановым)

Резонаторы из отрезков нерегулярных линий передачи, волновое сопротивление которых $W(\tau)$ изменяется по координате, широко используются в технике СВЧ благодаря ряду преимуществ по сравнению с резонаторами на основе регулярных линий [1, 2]. Существует обширный круг задач, в которых требуются заданные соотношения между начальными резонансными и антирезонансными частотами резонатора — полюсами ω_{pn} и нулями ω_{0n} его входного сопротивления $Z(s)$ ($s = \delta + j\omega$ — комплексная частота). Эти частоты также называют собственными. За счет особого распределения ω_{pn} , ω_{0n} могут быть улучшены качественные показатели резонатора — уменьшены габариты, расширен диапазон перестройки, повышена частотная стабильность, улучшены фильтрующие свойства и т. д.

Важным конструктивным параметром таких резонаторов, характеризующим диапазон изменения функции $W(\tau)$, является перепад волнового сопротивления $m = W_{\max} / W_{\min}$, где $W_{\max}$ и $W_{\min}$ — наибольшее и наименьшее значения $W(\tau)$ на интервале $\tau \in [0; t_3]$, t_3 — время задержки отрезка линии. Параметр m ограничен рядом технических условий и требований. Поскольку заданные соотношения между начальными собственными частотами могут быть реализованы на множестве функций $\{W_k(\tau)\}$ нерегулярного отрезка линии, то ограниченность параметра m приводит к следующей задаче оп-

тимального синтеза. Среди множества функций $\{W_k(\tau)\}$, обеспечивающих резонатору заданные соотношения между начальными собственными частотами, требуется определить такую $W^*(\tau)$, которая характеризуется минимальным значением m . Сформулированная задача предусматривает оптимизацию формы резонаторов. Известные методы ее решения [2] распространяются лишь на резонаторы, характеризующиеся ступенчатыми функциями $W(\tau)$. Общий математический подход к решению сформулированной задачи для более широкого класса функций $\{W_k(\tau)\}$ в настоящее время отсутствует.

В данной работе рассматривается метод оптимизации резонаторов, основанный на решении обратной спектральной задачи [3] для отрезков нерегулярных линий. Метод распространяется на резонаторы, функция волнового сопротивления которых $W(\tau)$ дважды непрерывно дифференцируема на интервале $\tau \in [0; t_3]$, $[W(\tau) \in C''(0; t_3)]$ и характеризуется конечным значением параметра $m (m < \infty)$. Рассмотрение ведется в одноволновом приближении [2], считается, что процессы в линии описываются телеграфным уравнением, а диссипативные потери пренебрежимо малы.

Для обоснования метода рассмотрим существующую взаимосвязь между функцией $W(\tau)$ отрезка линии и его собственными частотами $\{\omega_{pn}\}$, $\{\omega_{0n}\}$. Резонансные частоты ω_{pn} являются квадратными корнями собственных значений λ_n краевой задачи Штурма—Лиувилля [3], определяемой дифференциальным уравнением второго порядка для напряжения нерегулярной линии

$$-U'' + q(\tau)U = \lambda U, \quad \tau \in [0; t_3], \quad (1)$$

и краевыми условиями, соответствующими режимам холостого хода или короткого замыкания на концах отрезка. Потенциал уравнения (1) $q(\tau)$ — вещественная функция, определяемая волновым сопротивлением линии [1]

$$q(\tau) = \left[\frac{W'(\tau)}{2W(\tau)} \right]^2 - \left[\frac{W'(\tau)}{2W(\tau)} \right]', \quad (2)$$

Антирезонансные же частоты ω_{0n} определяются дифференциальным уравнением для тока линии. Собственные частоты ω_{pn} , ω_{0n} чередуются между собой

$$0 < \omega_{p1} < \omega_{01} < \omega_{p2} < \omega_{02} < \dots \quad (3)$$

кроме того, они удовлетворяют дополнительным ограничениям при $n \rightarrow \infty$. Распределение (3) соответствует короткозамкнутому на одном конце отрезку линии, если же отрезок разомкнут с обоих концов, то частоты ω_{pn} и ω_{0n} в (3) поменяются местами.

Прямая спектральная задача заключается в определении $\{\omega_{pn}\}$, $\{\omega_{0n}\}$ по заданной функции $W(\tau)$ и соответствующим граничным условиям на концах отрезка. Поскольку уравнение (1) в общем виде не разрешимо при произвольном потенциале (2), то существует лишь ограниченный набор функций $W(\tau)$, $[q(\tau)]$, для которого удастся точно определить собственные частоты ω_{pn} , ω_{0n} . Поэтому оптимизировать отрезки плавно нерегулярных линий на основе спектрального метода затруднительно.

Ситуация существенно изменяется при использовании обратной спектральной задачи, заключающейся в определении функции $W(\tau)$ по заданным последовательностям $\{\omega_{pn}\}$ и $\{\omega_{0n}\}$, удовлетворяющим условиям сформулированной в [4] теоремы. Ниже она приведена в виде, наиболее приемлемом для последующего изложения. При ее формулировке используются обозначения ω_{pn}^0 и ω_{0n}^0 для собственных частот регулярного (однородного) отрезка линии, волновое сопротивление которого постоянно. Как известно [1], эти частоты выражаются равенствами

$$\omega_{pn}^0 = \left(n - \frac{1}{2}\right) \frac{\pi}{t_3}, \quad \omega_{0n}^0 = \frac{n\pi}{t_3}$$

для короткозамкнутого на одном конце отрезка,

$$\omega_{pn}^0 = \frac{n\pi}{t_3}, \quad \omega_{0n}^0 = \left(n - \frac{1}{2}\right) \frac{\pi}{t_3} -$$

для разомкнутого на обоих концах отрезка.

Теорема. Если для последовательностей резонансных $\{\omega_{pn}\}$ и антирезонансных $\{\omega_{0n}\}$ частот отрезка нерегулярной линии передачи, удовлетворяющих условию чередования (3), выполняются асимптотические условия

$$\lim_{n \rightarrow \infty} (\omega_{pn} - \omega_{pn}^0) = \lim_{n \rightarrow \infty} (\omega_{0n} - \omega_{pn}^0) = 0, \quad (4)$$

то его функция волнового сопротивления $W(\tau)$ дважды непрерывно дифференцируема и принимает положительные конечные значения $[0 < W(\tau) < \infty]$ на интервале $\tau \in [0; t_3]$.

Заметим, что условия $0 < W(\tau) < \infty$ и $m < \infty$ равносильны. В дальнейшем рассматриваются только отрезки плавно нерегулярных линий с функциями $W(\tau) \in C''(0, t_3)$ и $m < \infty$. Соотношения (4) показывают, что на очень высоких частотах разность однотипных собственных частот регулярных и плавно нерегулярных линий с одинаковыми значениями t_3 неограниченно убывает с ростом n . Спектры собственных частот таких отрезков получаются при смещении начальных частот спектров регулярных отрезков, как показано на рис. 1. Рис. 1, а соответствует разомкнутому отрезку регулярной линии, а рис. 1, б – разомкнутому отрезку плавно нерегулярной линии.

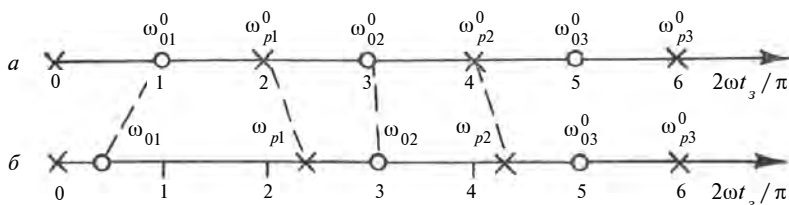


Рис. 1

Для рассматриваемых отрезков плавно нерегулярных линий переход от $\{\omega_{pn}\}$, $\{\omega_{0n}\}$ к $W(\tau)$ осуществляется в замкнутом виде [4]

$$W(\tau) = W_0 \frac{\prod_{i=1}^N \mu_i^2}{\prod_{i=1}^N \beta_i^2} \cdot \frac{|c_{ij}|^2}{|d_{ij}|^2}, \quad i, j = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

где $W_0 = W(0)$ — значение волнового сопротивления в начале отрезка, числа β_j являются начальными резонансными частотами ω_{pl} нерегулярного отрезка и смещаемыми антирезонансными частотами ω_{0k}^0 регулярного отрезка (рис. 1, а), а числа μ_i являются начальными антирезонансными частотами ω_{0k} нерегулярного отрезка и смещаемыми резонансными частотами ω_{pl}^0 регулярного отрезка; N — общее число изменяемых собственных частот; $|c_{ij}|$ и $|d_{ij}|$ — определители квадратных матриц N -го порядка, элементы которых c_{ij} , d_{ij} (i — номер строки, j — номер столбца) вычисляются по следующим формулам:

$$c_{ij} = \frac{\mu_i \operatorname{tg} \mu_i \tau \operatorname{tg} \beta_j \tau + \beta_j}{\mu_i^2 - \beta_j^2}; d_{ij} = \frac{\mu_j \operatorname{tg} \mu_i \tau \operatorname{tg} \beta_j \tau + \mu_i}{\mu_i^2 - \beta_j^2}. \quad (6)$$

Выражения (5), (6), определяющие функцию $W(\tau)$ через ω_{pn} , ω_{0n} , справедливы как для разомкнутых отрезков линий, так и для короткозамкнутых на одном конце. Так, если у разомкнутого отрезка регулярной линии изменить две начальные собственные частоты ω_{01}^0 и ω_{pl}^0 , то функция $W(\tau)$ уже нерегулярного отрезка, согласно выражениям (5), (6), запишется в развернутом виде

$$W(\tau) = W_0 \left(\frac{\omega_{01} \omega_{pl}^0}{\omega_{01}^0 \omega_{pl}} \right)^2 \times \left(\frac{\frac{\omega_{01} \operatorname{tg} \omega_{01} \tau \operatorname{tg} \omega_{01}^0 \tau + \omega_{01}^0}{\omega_{01}^2 - (\omega_{01}^0)^2} \frac{\omega_{01} \operatorname{tg} \omega_{01} \tau \operatorname{tg} \omega_{pl} \tau + \omega_{pl}}{\omega_{01}^2 - \omega_{pl}^2}}{\frac{\omega_{pl}^0 \operatorname{tg} \omega_{pl}^0 \tau \operatorname{tg} \omega_{01}^0 \tau + \omega_{01}^0}{(\omega_{pl}^0)^2 - (\omega_{01}^0)^2} \frac{\omega_{pl}^0 \operatorname{tg} \omega_{pl}^0 \tau \operatorname{tg} \omega_{pl} \tau + \omega_{pl}}{(\omega_{pl}^0)^2 - \omega_{pl}^2}} \right)^2 \times \left(\frac{\frac{\omega_{01}^0 \operatorname{tg} \omega_{01} \tau \operatorname{tg} \omega_{01}^0 \tau + \omega_{01}}{\omega_{01}^2 - (\omega_{01}^0)^2} \frac{\omega_{pl} \operatorname{tg} \omega_{01} \tau \operatorname{tg} \omega_{pl} \tau + \omega_{01}}{\omega_{01}^2 - \omega_{pl}^2}}{\frac{\omega_{01}^0 \operatorname{tg} \omega_{pl}^0 \tau \operatorname{tg} \omega_{01}^0 \tau + \omega_{01}}{(\omega_{pl}^0)^2 - (\omega_{01}^0)^2} \frac{\omega_{pl}^0 \operatorname{tg} \omega_{pl}^0 \tau \operatorname{tg} \omega_{pl} \tau + \omega_{pl}}{(\omega_{pl}^0)^2 - \omega_{pl}^2}} \right)^2. \quad (7)$$

Задача оптимизации формы резонаторов из отрезков плавно нерегулярных линий может быть сформулирована следующим образом.

При ограничениях (3) на собственные частоты ω_{pn} , ω_{0n} (независимые переменные), часть из которых удовлетворяет условиям связи

$$F_j(\omega_{pk}, \omega_{ok}) = 0, \quad (7')$$

требуется минимизировать перепад волнового сопротивления отрезка линии

$$m = m(\{\omega_{pn}\}, \{\omega_{0n}\}), \quad m \geq 1, \quad (7'')$$

и определить функцию $W^*(\tau)$, на которой реализуется этот минимум. Размерность N задачи минимизации (7) равна общему числу варьируемых собственных частот ω_{pn} и ω_{0n} целевой функции (7'') минус число условий связи (7). Точность вычисления параметра m отрезка зависит от числа разбиений интервала $\tau \in [0; t_3]$, на котором определяется функция волнового сопротивления (рис. 2). Точное вычисление m ($W_{\max}$ и $W_{\min}$) требует чрезвычайно больших затрат машинного времени. При решении прикладной задачи, рассматриваемой ниже, интервал $\tau \in [0; t_3]$ равномерно разбивался на 40 делений. Значения $W(\tau)$ вычислялись в точках $\tau = it_3/40$, $i = 0, 1, 2, \dots, 40$. Вычисления значений функции волнового сопротивления (5) удобно проводить полагая $t_3 = \pi/2$, тогда собственные частоты ω_{pn} , ω_{0n} отрезка регулярной линии выражаются числами натурального ряда.

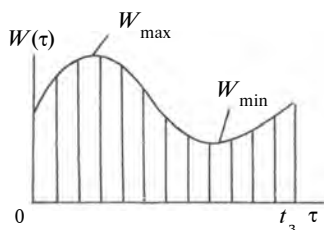


Рис. 2

Задача математического программирования (7) может быть решена на основе r -алгоритма [5], использующего растяжение пространства в направлении разности двух последовательных субградиентов. Алгоритм позволяет увеличивать размерность N задачи (7) до

нескольких десятков единиц при приемлемых затратах машинного времени.

Проиллюстрируем на примере рассматриваемый метод оптимизации резонаторов. Так, чрезвычайно важной является задача разрежения спектра резонансных частот разомкнутого отрезка линии, под которой понимают увеличение взаимного удаления ω_{p2} и ω_{p1} , характеризуемого показателем $R = \omega_{p2}/\omega_{p1}$. У регулярного отрезка $R = 2$. Положим $R = 5$, тогда для этой задачи будем иметь одно условие связи (7)

$$\omega_{p2} - 5\omega_{p1} = 0.$$

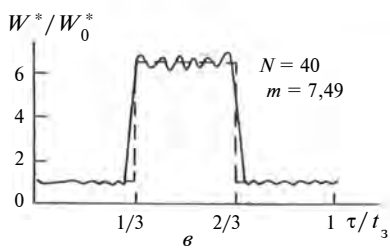
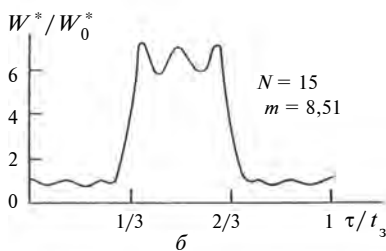
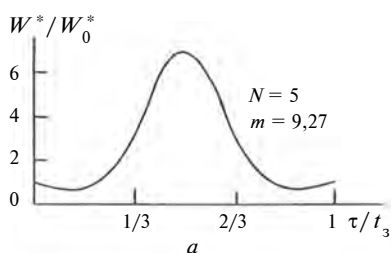


Рис. 3

$N = 40$ достигается минимальное значение $m = 7,49$, оно реализуется на функции $W^*(\tau)$, изображенной на рис. 3, в сплошной линией.

Число изменяемых собственных частот ω_{pn} , ω_{0n} , определяющих функцию $W(\tau)$ и параметр m , примем равным 6. Тогда размерность задачи оптимизации (7) составит $N = 5$. Минимум $m = 9,27$ достигается при значениях переменных $\omega_{01} = 0,660$, $\omega_{p1} = 1,004$, $\omega_{02} = 3,416$, $\omega_{p2} = 5,020$, $\omega_{03} = 5,411$, $\omega_{p3} = 6,608$ и реализуется на функции $W^*(\tau)$, построенной графически на рис. 3, а. Значения функции волнового сопротивления нормированы относительно W_0^* . На рис. 3, б приведена функция $W^*(\tau)$, полученная в результате решения этой же задачи оптимизации с числом независимых переменных $N = 5$. Минимальное значение m составило 8,51. При

Анализ приведенных на рис. 3 решений свидетельствует о том, что увеличение числа варьируемых собственных частот ω_{pn} , ω_{0n} отрезка линии позволяет уменьшить величину перепада волнового сопротивления m . При этом увеличивается число степеней свободы функции $W(\tau)$, что и позволяет более точно воспроизвести глобально оптимальное решение. На рис. 3, в такое решение изображено пунктирной линией и представляет собой отрезок вырожденной двухуровневой ступенчатой линии со скачками волнового сопротивления при $\tau/t_3 = 1/3$ и $2/3$. Это решение обеспечивает показатель разрежения спектра $R = 5$ при $m = 6,464$.

Заметим, что в рассматриваемом методе оптимизации нет принципиальных ограничений на число варьируемых собственных частот отрезка плавно нерегулярной линии. Оно может быть сколь угодно большим.

М. Е. Ilchenko, A. V. Zakharov, A. V. Borshchevsky

OPTIMIZATION OF RESONATORS FROM SEGMENTS OF SMOOTHLY IRREGULAR TRANSMISSION LINES

Summary

The proposed method based on multiple solution of the back spectral problem permits minimizing the changes in the wave resistance of the cavities formed by sections of smooth-irregular transmittance lines having the reference ratio between initial natural frequencies. The method may be used to synthesize of microwave resonators of different purposed.

1. Литвиненко О. Н., Сошников В. И. Колебательные системы из отрезков неоднородных линий.— М.: Сов. радио, 1972.— 144 с.
2. Кац Б. Н., Мещанов В. П., Фельдштейн А. Л. Оптимальный синтез устройств СВЧ с Т-волнами.— М.: Радио и связь, 1984.— 288 с.
3. Марченко В. А. Спектральная теория операторов Штурма—Лиувилля.— Киев: Наук. думка, 1972.— 219 с.
4. Ильченко М. Е., Захаров А. В. Синтез распределенно-сосредоточенных колебательных систем по собственным частотам // Радиотехника и электроника.— 1990.— № 7.— С. 1496—1504.
5. Шор Н.З. Методы минимизации недифференцируемых функций и их приложения.— Киев : Наук. думка, 1979.— 199 с.

М. Е. Ильченко, А. В. Захаров

ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ЦЕПЕЙ СО ШЛЕЙФАМИ

Рассматриваются колебательные системы, состоящие из отрезков линий передачи с параллельными шлейфами и перестраиваемые переменной емкостью в широкой полосе частот, а также способы увеличения их диапазонности. Показано преимущество таких колебательных систем перед системами на основе ступенчато-нерегулярных линий. Приведены расчетные соотношения,

КС: колебательная система, распределенная цепь, шлейф, электронное управление частотой

В аппаратуре СВЧ широко применяются перестраиваемые колебательные системы (КС), состоящие из отрезков линий передачи и переменной емкости, использование которой позволяет осуществить электронное управление частотой [1–5]. Важной задачей является увеличение диапазонности таких систем, для чего первоначально выбиралось оптимальное место включения переменной емкости C в отрезок регулярной линии [2]. Диапазонность КС может быть улучшена также за счет замены отрезков регулярных линий передачи нерегулярными [3–5]. Дальнейшее расширение диапазона перестройки таких систем можно осуществить путем усложнения их распределенной части. В настоящей работе рассматриваются перестраиваемые КС с параллельными шлейфами, полученные в результате структурно-параметрического синтеза распределенных систем шлейфной структуры. Анализируются их диапазонные свойства при перестройке на низшей резонансной частоте ω_1 . Потери и высшие типы волн не рассматриваются.

Резонансные частоты ω_k КС без потерь определяются уравнением:

$$1/\omega_k C = X(\omega_k), \quad (1)$$

где $X(\omega)$ — входное сопротивление в точках подключения переменной емкости C . Диапазонность системы характеризуется соотношением между коэффициентом перекрытия по частоте $K = \omega_{1\max} / \omega_{1\min}$ и коэффициентом перекрытия по емкости $\chi = C_{\max} / C_{\min}$. Заданное значение K в более широкодиапазонной КС реализуется при меньшем χ .

Необходимая для перестройки величина χ может быть вычислена из (1):

$$\chi = KX(\omega_{1\max}) / X(\omega_{1\min}). \quad (2)$$

Соотношение (2) свидетельствует о том, что диапазонность КС зависит от функции входного сопротивления $X(\omega)$. Для короткозамкнутой системы, конец которой нагружен переменной емкостью, выполняется условие $0 < \omega_1 \leq \omega_{p1}$, где ω_{p1} — первый полюс функции $X(\omega)$. У короткозамкнутой КС на нулевой частоте $X=0$. Величина ω_{p1} определяет ширину резонансной области. С увеличением ω_{p1} повышается диапазонность резонатора, так как при этом увеличивается чувствительность ω_1 к изменению C : $S_1 = d \ln \omega_1 / d \ln C$ [3, 4] (рис. 1, а). Расширение резонансной области, т.е. переход от ω'_{p1} к ω''_{p1} , приводит к увеличению чувствительности ($S''_1 > S'_1$), что, в свою очередь, уменьшает значение χ ($\chi'' < \chi'$), обеспечивающее перестройку в заданной полосе частот.

Нерегулярные линии передачи, волновое сопротивление которых $W(\tau)$ убывает к короткозамкнутому концу, повышают ω_{p1} . Это повышение возрастает при увеличении перепада волнового сопротивления $m = W_{\max} / W_{\min}$, где $W_{\max}$ и $W_{\min}$ — максимальное и минимальное волновые сопротивления рас-

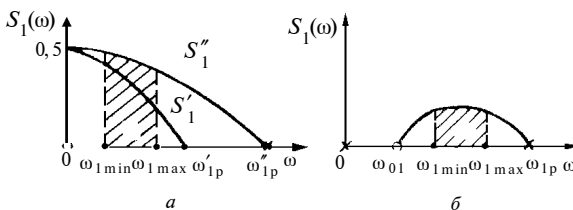


Рис. 1. Функции чувствительности нижней резонансной частоты ω_1 короткозамкнутой (а) и разомкнутой (б) систем к изменению емкости

пределенной цепи. На рис. 2, а изображена топология трех-ступенчатой линии с равными длинами составных отрезков, которая повышает ω_{pl} и увеличивает диапазонность КС. Волновые сопротивления отрезков приведены на рисунке, стрелкой указано место подключения переменной емкости. Функция ступенчатой линии

$$X(\omega) = W \frac{(1 + 1/\sqrt{m} + 1/m)\Omega - \Omega^3/\sqrt{m}}{1 - (1 + 2\sqrt{m})\Omega^2/m}, \quad (3)$$

где $\Omega = \operatorname{tg}(\omega t_3/3) = \operatorname{tg}(\Theta/3)$ — частотная переменная; t_3 — время задержки ступенчатой линии; $\Theta = \omega t_3$ — электрическая длина ступенчатой линии.

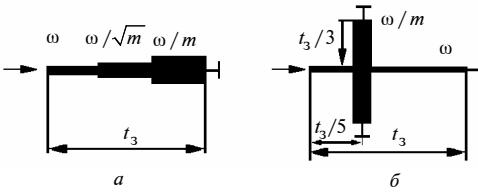


Рис. 2. Топология ступенчатой (а) и с параллельными шлейфами (б), перестраиваемых КС с короткозамкнутым концом

Степень повышения ω_{pl} характеризуется величиной

$$N = \omega_{pl} / \omega_{pl}^0, \quad (4)$$

где ω_{pl}^0 — первый полюс $X(\omega)$ отрезка регулярной (четверть-волновой) линии. Из (3) можно получить зависимость $N(m)$ ступенчатой линии (см. рис. 2, а):

$$N(m) = 6 / \pi \arctg \sqrt{\frac{m}{1 + 2\sqrt{m}}}, \quad (5)$$

которая представлена на рис. 3 кривой 1.

Более существенно повышает ω_{pl} распределенная цепь с двумя низкоомными короткозамкнутыми шлейфами, параметры которой указаны на рис. 2, б. Входное сопротивление цепи описывается функцией:

$$X(\omega) = W \frac{(4m + 3)\Omega - \Omega^3}{4m + 1 - 3\Omega^2}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что

$$N(m) = 6 / \pi \arctg \sqrt{(4m+1)/3}. \quad (7)$$

Зависимость (7) представлена на рис. 3 кривой 2.

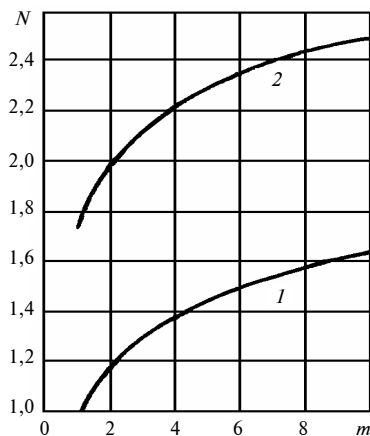


Рис. 3. Зависимость показателя расширения резонансной области КС от величины перепада волнового сопротивления для КС (рис. 2,а (1) и 4,б, 2,б (2))

Соотношение (4) может быть представлено в виде: $N = \Theta_{\text{Iпред}} / \Theta_{\text{Iпред}}^0 = \Theta_{\text{Iпред}} / 90^\circ$, где $\Theta_{\text{Iпред}} = \omega_{\text{pl}} t_3$ — предельная электрическая длина резонатора, возбуждаемого на нижней резонансной частоте ω_1 ; $\Theta_{\text{Iпред}}^0 = 90^\circ$ — аналогичная величина четвертьволнового резонатора. Это позволяет, пользуясь зависимостями (5) и (7), определить, что $\Theta_{\text{Iпред}} = N \cdot 90^\circ$. Последнее равенство позволяет применить соотношения (5), (7) на практике, так как значение $\Theta_{\text{Iпред}}$ по-

зволяет оценить физическую длину резонатора. Так, при $m = 5$ для КС рис. 2,а $N = 1,456$, $\Theta_{\text{Iпред}} = 131^\circ$; для КС рис. 2,б $N = 2,31$, $\Theta_{\text{Iпред}} = 207,9^\circ$.

Система со шлейфами характеризуется и более высокой диапазонностью. При $m = 5$ для ее перестройки в диапазоне электрических длин от 50 до 100 град требуется значение $\chi = 4,55$, что следует из (2), (6). Для ступенчатой КС (см. рис. 2,а) при прежних условиях значение $\chi = 6,81$, что определено из (2), (3). Таким образом, преимущество КС на основе распределенной цепи со шлейфами составило 33,2 %. Заметим, что перестройка системы на основе регулярной линии в указанной полосе электрических длин физически неосуществима. Рассмотренный пример свидетельствует о том, что диапазонность резонатора (см. рис. 2,б) близка к диапазонности сосредоточенного LC-контура, являющегося наиболее широкодиапазонной системой без потерь [2, 3], для которой

$\chi = K^2$. Сходство возрастает по мере уменьшения электрической длины резонатора. Так, при $m = 5$ полоса $40\text{град} \leq \Theta \leq 80\text{ град}$ реализуется, если $\chi = 4,32$, а полоса $30\text{ град} \leq \Theta \leq 60\text{ град}$ обеспечивается при $\chi = 4,17$.

Если КС содержит отрезок линии, один конец которой разомкнут, а другой содержит переменную емкость, то для нее выполняется условие $\omega_{01} \leq \omega_1 \leq \omega_{p1}$, где ω_{01} и ω_{p1} — нуль и полюс функции $X(\omega)$ (см. рис. 1,б). У разомкнутых систем на нулевой частоте $X \rightarrow -\infty$. Их диапазонность ниже, чем у короткозамкнутых, что определяется особенностями функции чувствительности $S_1(\omega)$ [3, 4]. Целесообразность использования таких систем обусловлена удобством подключения разомкнутого конца линии к распределенной цепи (в схемах электрически перестраиваемых фильтров) или к активному элементу усилителей и генераторов. Расширение резонансной области и взаимное удаление частот ω_{01}, ω_{p1} функции $X(\omega)$ приводят к увеличению функции $S_1(\omega)$ и росту диапазонности разомкнутых КС [3, 4]. Такой особенностью обладает ступенчато-нерегулярный резонатор [5] с параметрами, приведенными на рис. 4,а. Его входное сопротивление описывается функцией:

$$X(\omega) = -W \frac{1 - (2m + 1)\Omega^2}{(2m + 1)\Omega - \Omega^3}. \quad (8)$$

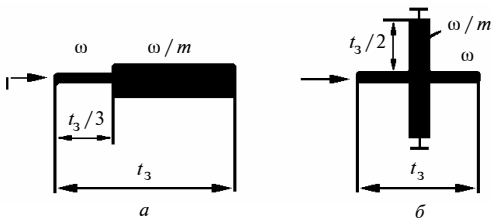


Рис. 4. Топология ступенчатой (а) и с параллельными шлейфами (б) перестраиваемых КС с разомкнутым концом

Ввиду колоколообразного характера функции чувствительности этого резонатора (см. рис. 1,б) заданная величина K может быть реализована при различных значениях χ , зависящих от границ полосы перестройки $\omega_{1\min}$, $\omega_{1\max}$ (их отношение при этом неизменно). Существуют границы $\omega_{1\min}^*$,

$\omega_{1\max}^*$, при которых $\chi = \chi_{\min}$ [4]. Эти границы определяют оптимальную полосу перестройки. При $m = 5$ и $K = 2$ границы оптимальной полосы $\Theta_{1\min}^*$ и $\Theta_{1\max}^*$, рассчитанные по (2), (8) и выраженные в электрических длинах, равны 77,4 и 154,8 град. Для реализации оптимальной полосы требуется величина $\chi_{\min} = 9,22$. При увеличении перепада волнового сопротивления m ступенчатой линии (см. рис. 4,а) $\chi_{\min}$ уменьшается. Заметим, что величина $K = 2$ в КС с отрезком регулярной линии физически не реализуется.

Лучшей диапазонностью обладает КС с двумя низкоомными короткозамкнутыми шлейфами, подключенными к середине отрезка линии (рис. 4,б). Такая система характеризуется наличием разомкнутого конца линии и в то же время обладает достоинством короткозамкнутых систем с функцией чувствительности (см. рис. 1,а). В ней $X(0) = 0$, а $0 < \omega_1 \leq \omega_{p1}$.

Из функции входного сопротивления

$$X(\omega) = W \frac{(2m+1)\Omega - \Omega^3}{2m - 2\Omega^2} \quad (9)$$

следует зависимость:

$$N(m) = 4\pi \operatorname{arctg} \sqrt{m}, \quad (10)$$

где $\Omega = \operatorname{tg}(\omega t_3 / 2) = \operatorname{tg}(\Theta / 2)$.

Зависимость (10) практически совпадает с кривой 1 на рис. 3. Ниже в форме отношения $\chi / (\Theta_{1\min} \dots \Theta_{1\max})$ при $m = 5$ приведены значения зависимости χ от границ полосы перестройки шириной в октаву, полученные из (2), (9): 10,5/(60 ... 120 град); 6,07/(50 ... 100 град); 4,95/(40 ... 80 град); 4,44/(30 ... 60 град); 4,18/(20 ... 40 град). Увеличение m приводит к уменьшению χ . Приведенные значения χ свидетельствуют о лучшей диапазонности КС шлейфной структуры (см. рис. 4,б) по сравнению со ступенчато-нерегулярной (см. рис. 4,а). Другим ее преимуществом являются меньшие габариты, поскольку она работает в области меньших электрических длин Θ . При уменьшении Θ ее диапазонность приближается к диапазонности сосредоточенного LC-контура, однако при этом наблюдается нежелательное увеличение минимального значения переменной емкости $C_{\min}$.

Рассмотренные КС содержат соразмерные отрезки линий передачи, что позволило описать их наиболее простыми математическими соотношениями. Если условие соразмерности отрезков не выполняется, то запись соотношений усложняется, однако основные качественные особенности КС остаются прежними. По мере уменьшения длины шлейфов диапазонность КС несколько увеличивается.

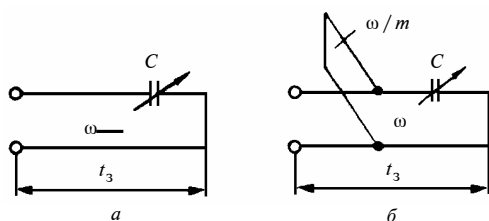


Рис. 5. КС с последовательным включением переменной емкости в отрезок линии передачи (а), в отрезок линии передачи с параллельным шлейфом (б)

На рис. 5,а приведена КС с последовательным включением C в отрезок короткозамкнутой линии передачи, рассмотренная в [2]. Диапазонность системы увеличивается при подключении к отрезку линии (между ее разомкнутым концом и переменной емкостью) параллельного короткозамкнутого шлейфа с низким волновым сопротивлением. В результате получаем КС [6], изображенную на рис. 5,б. Чувствительность $S_1(\omega)$ исходной системы (см. рис. 5,а) показана на рис. 1,б. Подключение короткозамкнутого шлейфа приводят к тому, что частота ω_{01} функции $X(\omega)$ обращается в нуль, а $S_1(\omega)$ увеличивается. Этим и объясняется широкодиапазонность, которая приближается к широкодиапазонности LC -контура.

Таким образом, установлено, что КС на основе распределенных цепей со шлейфами, перестраиваемые переменной емкостью на низшей резонансной частоте, обладают более высокой диапазонностью, чем системы на основе регулярных и ступенчато-нерегулярных линий передачи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ильченко М. Е., Мелков Г. А., Мирских Г. А. Твердотельные СВЧ-фильтры. — Киев: Техника, 1977.
2. Богачев В. М., Лаут Л. Н. Перестраиваемые колебательные системы на отрезках длинной линии // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 1971. — Т. 14, № 10. — С. 1137–1144.

3. Захаров А.В. Синтез сорокадиапазонных колебательных систем // Радиотехника и электроника. — 1982. — Т. 29, № 4. — С. 724–731.
4. Захаров А.В. К теории диапазонных колебательных систем // Радиотехника. — 1982. — Т. 37, № 12. — С. 59–62.
5. Козловский В. В. Расчет многоступенчатых резонаторов, состоящих из однородных отрезков линий передач, по диапазону перестройки // Радиотехника. — 1979. — Т. 34, № 8. — С. 30–34.
6. А. с. 1401526, Н01Р 7/00. Перестраиваемый резонатор / М. Е. Ильченко, А. В. Захаров. Опубл. в Бюл. № 21, 1988.

Статья поступила 19 января 1990 г.

Ільченко М.Ю.

ПРОБЛЕМИ РОЗВИТКУ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ В УКРАЇНІ

Анотація. Провідні країни надають телекомунікаціям господарсько-стратегічних пріоритетів, з якими пов'язують майбутній розвиток економіки, що базуватиметься на інформаційних технологіях. Діставши разом з незалежністю у спадок вкрай незадовільний рівень розвитку телекомунікацій, наша держава вимушена прискореними темпами вирішувати цілий комплекс проблем, щоб якнайшвидше увійти в світовий телекомунікаційний простір.

Анотация. Ведущие страны придают телекоммуникациям хозяйственно-стратегические приоритеты, с которыми связывают будущее развитие экономики, основанной на информационных технологиях. Получив вместе с независимостью в наследство неудовлетворительный уровень развития телекоммуникаций, Украина вынуждена ускоренными темпами решать целый комплекс проблем, чтобы как можно быстрее войти в мировое телекоммуникационное пространство.

Summary. Telecommunications are given strategic priority by the leading countries on account of future development of economy based on information technologies. Having inherited together with independence a poor state of telecommunications, Ukraine has to quickly solve a whole set of problems in order to enter the world of telecommunications as soon as possible.

Вступ. На території колишнього СРСР існувала система централізації управління всіма галузями, в тому числі і зв'язком. Міжнародний телефонний зв'язок кожної республіки з будь-якою державою світу здійснювався лише через Москву [1]. Всупереч досвіду розвинених країн не було і мови про ліквідацію монополізму у виробництві та експлуатації засобів зв'язку, про послаблення державного контролю на ринку послуг зв'язку. Фінансування галузі здійснювалось за залишковим принципом. В той час, як в провідних державах світу інвестиції в галузь зв'язку за останні десятиріччя складали 3–4 %, а в деяких випадках навіть до 8 %, у нас вони не перевищували 0,9 % загальногосподарського обсягу інвестицій. Які ж наслідки?

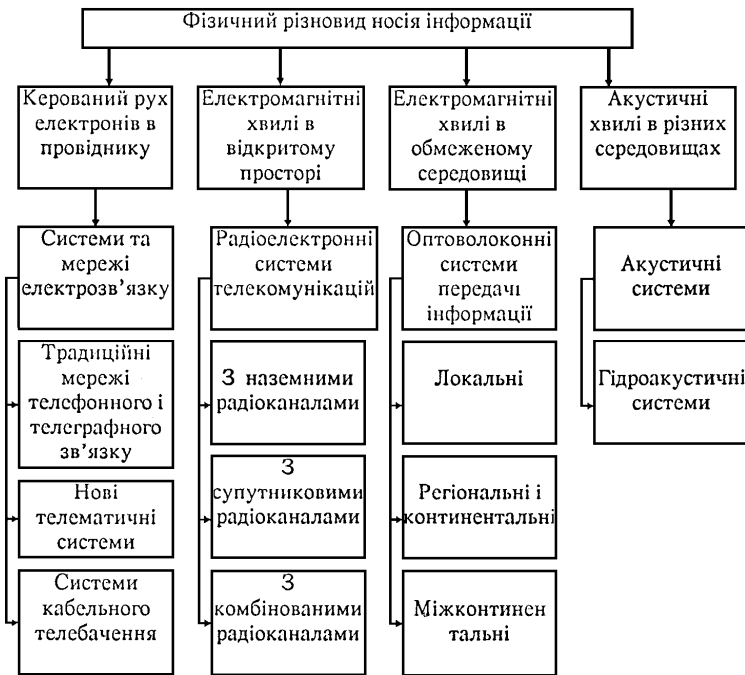
На початку 90-х років рівень забезпеченості засобами зв'язку в межах Союзу відповідав американському середини 50-х, а європейському і японському — середини 60-х років. Окремі регіони величезної країни опинились майже на останньому місці у світі за розвитком послуг зв'язку [2]. Так, Україна на час становлення своєї державності мала близько 140 телефонів на 1000 жителів, в той час як США — 920, країни Західної Європи — до 800. В розвинених країнах вже було забезпечено до 15–20 програм телебачення і радіомовлення, причому, високоякісне стереофонічне радіомовлення не тільки в стаціонарних умовах, а й на транспорті. На Україні ж — лише 2-3 програми телебачення і відсутність власної системи безпосередньо супутникового телебачення. Японія вже декілька років демонструвала світові свою якісно нову систему телебачення високої чіткості. В Україні навіть дослідницькі роботи з цієї проблеми не велись. Україна випала з можливості надання цілої низки сучасних телекомунікаційних послуг: довідкові служби (відеотекст, телеконференції та ін.), електронна пошта, віддалений доступ до баз даних, радіотелефонний стільниковий зв'язок* з рухомими об'єктами, надання в оренду цифрових виділених каналів зв'язку (канали на 1,544 і більше Мбіт/с) та ін. [3].

Враховуючи, що становлення державності України, відродження її економіки і входження в світове співтовариство неможливі без прискореної ліквідації відставання в галузі телекомунікацій, була розроблена і в вересні 1993 року прийнята урядом Національна програма розвитку зв'язку [4] і Програма створення системи супутникового зв'язку України [5]. Практична реалізація цих програм вимагає вирішення наукових, технічних, організаційних та інших проблем.

Класифікація телекомунікаційних систем та найважливіші тенденції їх розвитку. Невід'ємну частину будь-якої системи телекомунікацій складають лінії зв'язку. При цьому в залежності від виду фізичного носія інформації можна визначити (мал. 1) чотири основних різновиди телекомунікаційних систем: а) системи та мережі електрозв'язку, в яких канали пере-

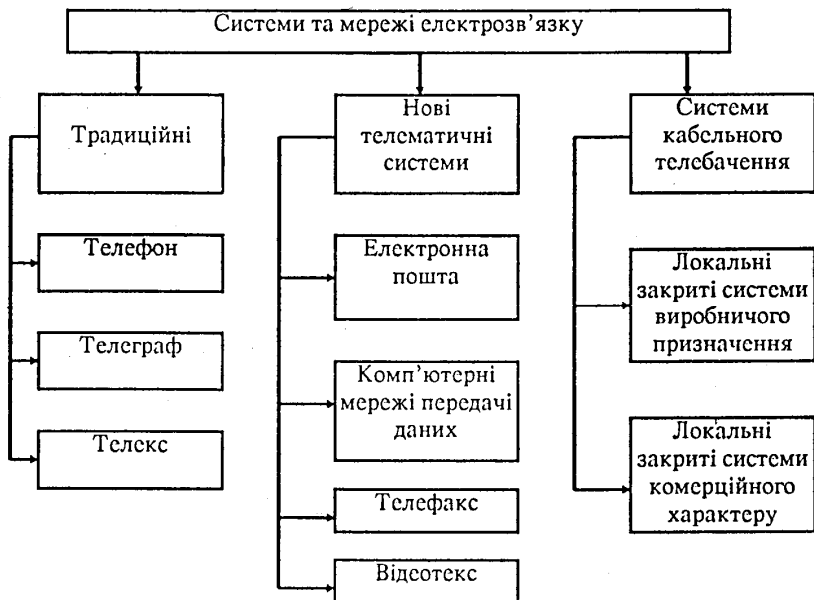
* Стільниковий зв'язок — рос., сотовая связь.

дачі інформації реалізують за допомогою провідникових ліній; б) радіоелектронні системи зв'язку і телебачення, в яких інформація передається за допомогою електромагнітних хвиль у відкритому, в т.ч. космічному, просторі; в) оптоволоконні системи передачі інформації, що реалізуються за допомогою хвилеводів оптичного діапазону з можливістю передачі надзвичайно великих обсягів інформації; г) акустичні системи зв'язку, в яких носієм інформації виступають акустичні хвилі в різних середовищах, зокрема у воді.



Мал. 1. Класифікація телекомунікаційних систем та мереж в залежності від фізичного різновиду носія інформації

Першими були створені провідникові системи та мережі електрозв'язку (мал. 2). До їх традиційних застосувань у вигляді телефону і телеграфу останнім часом додалися нові телематичні системи: телефакс, електронна пошта, відеофон, відеотекст, передача даних та ін. [6]. До цього ж класу можна



Мал. 2. Класифікація систем та мереж електрозв'язку

віднести закриті системи кабельного телебачення різного призначення.

Найважливішими тенденціями розвитку систем електрозв'язку є розширення їх різновидів, а також цифровізація. Цифрова система передає розмову (або іншу інформацію), розділяючи її на мільйони імпульсів, які блискавично розповсюджуються по каналу зв'язку з наступним перетворенням у вихідну інформацію в приймальному пристрої. Чи не найважливішою тенденцією розвитку телекомунікаційних пристроїв, систем та мереж є взаємне переплетіння засобів зв'язку і електронно-обчислювальної техніки. Так, наприклад, сучасні телефони і комп'ютери побудовані на однакових комплектуючих деталях і засобах програмування. Внаслідок конструктивної і інформаційної сумісності засобів зв'язку та обчислювальної техніки з'являються якісно нові обладнання і послуги телекомунікаційних комп'ютерних мереж.

Використання електромагнітних хвиль, що розповсюджуються у відкритому просторі, суттєво збільшує можливості створення і реалізації систем зв'язку, мовлення і телебачення



Мал. 3. Класифікація радіоелектронних систем телекомунікацій

(мал. 3). Тенденції розвитку радіоелектронних телекомунікаційних систем у світі сьогодні характеризуються широкомасштабним впровадженням ряду видів радіотелефонної апаратури. По-перше, це широка номенклатура радіостанцій у діапазоні 27 МГц, радіус дії яких обмежений декількома кілометрами. Вони забезпечують зв'язок одного або декількох абонентів між собою і не мають зв'язку з АТС. По-друге, це так звані радіоподовжувачі у діапазоні 46–49 МГц, кожен з яких являє собою телефонний апарат, що має базовий блок і одну або декілька трубок, які по радіоканалу зв'язані з блоком і дозволяють на відстані до сотень метрів від базового блока забезпечити зв'язок з будь-яким абонентом АТС. Розвиток цього принципу з використанням більш високочастотного діапазону призвів до створення мережі так званого стільникового зв'язку з рухомими об'єктами, коли вся територія умовно розділяється на клітинки – стільники з лінійними розмірами від

одиниць до десятків кілометрів, в центрі кожного такого стільника знаходиться базова малопотужна станція, з якою здійснюється радіозв'язок абонентів рухомих об'єктів, що знаходяться на території даного стільника. Базові станції системи стільникового зв'язку в свою чергу через вузлові станції з'єднані з телефонною мережею загального користування. Зв'язок базових станцій з вузловими здійснюється провідними або радіорелейними каналами, що забезпечує можливість надання високоякісного радіозв'язку великій кількості абонентів в умовах обмеженого частотного діапазону. Чим менше розмір стільника, тим частіше можна використовувати одні й ті ж частоти для зв'язку з рухомими об'єктами. При переміщенні абонента з території одного стільника до іншого комп'ютер автоматично перемикає сигнал на сусідню базову станцію так, що абонент практично цього не помічає. Для реалізації стільникового зв'язку виділені частоти 450 МГц, 900 МГц, 1,6 ГГц, 1,9 ГГц, 2,5 ГГц, 3 ГГц. Чим вища частота, тим менші розміри стільника. Так, наприклад, в діапазоні 900 МГц оптимальні лінійні розміри стільника близько 3,2 км, а для 3 ГГц — менше 1,2 км. У сільській місцевості недоцільно розгортати всю систему стільникового зв'язку, оскільки достатньо обмежитись однією клітинкою-зоною і однією базовою станцією, підключеною до телефонної мережі. Взагалі ж зонові радіотелефонні системи мають специфіку порівняно з стільниковими. Це стосується насамперед багато більших лінійних розмірів зон (десятки кілометрів), діапазону частот, наявності комутаційних пристроїв в зонних і центральних станціях.

Системи радіотелефонного зв'язку на протязі останніх 10 років інтенсивно впроваджуються у розвинених країнах. Так, наприклад, у США з 1984 року по 1993 рік кількість абонентів стільникової мережі зв'язку зросла до 10 млн. В Японії очікується п'ятиразове збільшення стільникових телефонів з 1991 по 1997 рік. Міжнародна співпраця сьогодні вже призвела до впровадження взаємоузгодженого всесвітнього стандарту для мереж стільникового зв'язку GSM (Group Special Mobile). Ця система охоплює все обладнання, необхідне для створення комплексної інфраструктури зв'язку з рухомими об'єктами при використанні цифрової техніки і діапазону частот 900 МГц [7].

Найбільш сміливою тенденцією розвитку систем радіозв'язку сьогодні є проект «Іридій» фірми «Моторола», здійснення якого планується до 1998 року при вартості реалізації 3,37 млрд. доларів США. Технічна ідея проекту зводиться до того, що всю територію Землі умовно розділяють на клітинки, які будуть в зоні прямої видимості низькоорбітальних супутників, загальна кількість яких складатиме 66. Ці супутники-ретранслятори повинні забезпечити телефонний зв'язок абонентів, що знаходяться в будь-якій місцевості на земній кулі. Це буде повністю автономна, не зв'язана з наземними мережами система всесвітнього телефонного зв'язку [8].

Всесвітні системи радіомовлення і телебачення реалізуються шляхом використання супутників, розміщених на геостационарній орбіті [9]. Прикладом такої всесвітньої телевізійної системи є реалізація інформаційної програми CNN.

Окремий вид телекомунікаційних систем створюється за принципом використання оптичного волокна як каналу передачі інформації. Найбільш вагома специфіка такого каналу — можливість передавати надзвичайно великі обсяги інформації. Це обумовлено використанням електромагнітних хвиль оптичного діапазону з довжинами хвиль порядку одного мікрометра. Оптичне волокно являє собою своєрідний діелектричний хвилевід з малим розміром поперечного перерізу. Так, для сучасних волокон [10] діаметр хвилевода складає одиниці мікрометрів. Ключова проблема волоконної техніки — зменшення втрат енергії при розповсюдженні світла вздовж волокна. Варіанти вирішення проблеми: а) встановлення підсилювачів на деякій відстані один від одного для компенсації втрат енергії при розповсюдженні хвилі; б) використання волокна із ербія, яке має ефект самопідсилення в тому випадку, коли по волокну пропускають два світлових сигнали з великою різницею довжин хвиль, що виключає їх інтерференцію. При цьому один сигнал несе корисну інформацію, а другий виконує роль енергетичного каналу і забезпечує постійну регенерацію сигналу. Саме такі оптичні волокна будуть використані у 1996 році для прокладки трансатлантичних оптичних кабелів TAT 12 і TAT 13 між Францією, Великобританією та США довжиною 12800 км. Кожен з цих кабелів зможе передавати 5 мільярдів біт інформації, що відповідає 500000 телефонних

каналів або 500 програмам телебачення. У 1995 році планується прокладка також транстихоокеанського кабелю ємністю 500000 телефонних каналів. Ці два приклади ілюструють революціонізує значення оптичного волокна для прогресу телекомунікацій у міжконтинентальних масштабах. На сьогодні ж оптоволоконні системи телекомунікацій успішно впроваджуються в мережах США, Японії, Франції та інших країн. Тільки у Франції оптична мережа сягає 220000 км. Ринок оптичного волокна в світі щорічно зростає на 35 %. В Україні створення вітчизняного сучасного оптичного кабеля залишається проблемою.

Ще один вид систем зв'язку створюється з використанням акустичних хвиль, що розповсюджуються в різних середовищах. Найбільш поширені гідроакустичні системи, які забезпечують передачу інформації з об'єктів, розміщених під водою. Це специфічний клас засобів телекомунікацій, що заслуговує окремого розгляду.

Проблеми і напрямки розвитку систем електрозв'язку. Невід'ємною складовою будь-якої мережі електрозв'язку є система комутації, що забезпечує з'єднання абонентів за їхнім бажанням. При цьому існують різні види комутації: комутація каналів, комутація повідомлень і комутація пакетів. Завдяки комутації каналів між джерелом інформації та її споживачем створюється складний канал, що формується з декількох простих аналогових або цифрових каналів. Комутація повідомлень реалізується за два етапи. На першому етапі забезпечується з'єднання джерела інформації із запам'ятовуючим пристроєм (ЗП) і передача повідомлення в ЗП. На другому етапі здійснюється з'єднання ЗП з каналом — споживачем інформації і передача йому повідомлення, що зберігалось в ЗП. Термін зберігання повідомлення в ЗП комутаційної системи залежить від кількості замовлень, які чекають передачі в необхідному напрямку, кількості каналів, обсягу інформації, що передається, тощо. При комутації пакетів інформація, що передається, умовно розділяється на частини однакової довжини, які називаються пакетами. Кожен пакет містить дві складові: службову і інформаційну. До службової складової пакету входять адреса повідомлення, а також дані, що визначають належність цього пакета певному повідомленню, зокрема його

порядковий номер у повідомленні. До інформаційної складової входить власне частина повідомлення, що передається. Кожен пакет передається як самостійне повідомлення згідно принципу комутації повідомлень. Всі пакети одного повідомлення можуть бути передані або незалежно по різних шляхах мереж зв'язку (датаграмний спосіб передачі), або по одному шляху, прокладеному на мережах першим пакетом (віртуальний спосіб передачі). У другому випадку мати в службовій частині кожного пакету адресу всього повідомлення, номер пакету в повідомленні та деякі інші дані недоцільно. Тому їх виключають, а сам спосіб такого формування пакетів та їх передачі по віртуальному каналу називають швидкою комутацією пакетів (ШКП).

Ідея реалізації комутації пакетів була запропонована ще в 50 роки, але знайшла своє впровадження лише останнім часом при реалізації цифрових систем передачі даних і мови. Завдяки тому, що довжина пакета в багато разів менша довжини самого повідомлення існують можливості передачі пакета одного повідомлення в паузах іншого повідомлення; при цьому істотно підвищується ефективність використання засобів зв'язку.

Останнім часом запропоновано нові методи комутації. Серед них заслуговує на увагу запропонована Л.П. Щербиною комутація цифрових потоків, коли джерела інформації можуть передавати повідомлення в цифровій формі з різною швидкістю, практична реалізація ідей комутації пакетів і потоків здійснюється стосовно цифрових сигналів; вони мають чимало специфічного, неоднозначного і тому науково-технічні дослідження тут є актуальними.

Основою будь-якої автоматичної телефонної станції (АТС) є комутаційна система. На певних етапах їх створення були моторні, машинні, декадно-крокові, координатні АТС. Сьогодні мова йде про квазіелектронні та електронні АТС. За винятком останньої всі попередні АТС реалізували просторову комутацію ланцюгів. Якісно нова ситуація має місце в електронних АТС, де використовують не просторову, а часову комутацію в широких мережах. Приклади таких АТС – 5ESS (США), EWSD (Німеччина), «Меридіан-1» (Канада), «Тест» і «С-32» (Україна) та ін.

Без перебільшення можна сказати, що комутаційна техніка — це флагман індустрії зв'язку. Розробка і виробництво цифрових комутаційних систем коштує в 20–30 разів дорожче їх «доелектронних» попередників і сягає 1–1,5 млрд. доларів. Тому для України важливо налагоджувати виробництво електронних АТС з урахуванням досвіду їх розробки за кордоном, що й планується [4] зробити найближчим часом з використанням виробничих потужностей Київського ВО ім. С.П. Корольова та Чернігівського приладобудівного заводу, а також організаційного забезпечення переоснащення великих АТС України за допомогою спільного українсько-американсько-голандсько-німецького підприємства «УТЕЛ». Це вкрай актуально для нашої держави, оскільки, по-перше, Україна відстає за рівнем забезпеченості телефонним зв'язком від розвинених країн майже в 3 рази, по-друге, досвід розвинених країн свідчить про доцільність створення єдиного телекомунікаційного простору на базі взаємосумісних національних мереж зв'язку. Мова може йти також про реалізацію телекомунікаційних комп'ютерних мереж (ТКМ), в тому числі інтелектуальних [11]. Телекомунікаційні мережі базуються на використанні: а) каналів зв'язку на основі загальнодержавних чи міжнародних комутованих мереж; б) інформаційних баз даних учасників мереж (освітнянських, дослідницьких, комерційних чи державних установ і т. ін.), які формуються ними та зберігаються в пам'яті комп'ютерів, як термінальних пристроїв, що через модеми підключаються до телекомунікаційних комп'ютерних систем; в) ресурсів вказаних комп'ютерів та спеціального програмного забезпечення до них.

У телекомунікаційних комп'ютерних мережах практично реалізують цілу низку послуг. Електронна пошта сьогодні найбільш поширена послуга ТКМ. Її різновидами є: а) проста електронна пошта за схемою один-один, коли один абонент обмінюється інформацією з іншим абонентом за його вибором; б) поштові списки (один — до багатьох); в) телеконференції (багато абонентів — до багатьох). Система BBS (Bulletin Board Systems) однією із реалізацій телеконференцій; г) послуги віддаленого доступу до ресурсів; вони були вперше реалізовані з метою використання обчислювальних потужностей

великих машин на відстані. Сьогодні реалізується також доступ до інформаційних ресурсів віддалених баз даних в режимах: «on-line» — робота безпосередньо з записами тієї чи іншої бази даних на екрані комп'ютера, що знаходиться в режимі зв'язку з машиною керування базою; «off-line» — режим роботи, в якому спочатку формується пакет запиту до бази даних, а потім після надсилання запиту приймається необхідна інформація і вже після виходу (off) з режиму зв'язку прийняті дані обробляються. Перший з вказаних двох режимів дозволяє більш оперативно отримувати інформацію, але за рахунок збільшення завантаження каналу зв'язку і відповідно більшу абонентну плату.

У світі існує велика кількість телекомунікаційних інформаційних мереж різного призначення. Наведемо коротко інформацію про деякі з них, доступ до яких можливий в Україні.

Мережа RELCOM (Reliable Communication) є однією з найбільш розгалужених на території СНД; вона має тисячі абонентів в Росії, Україні, Прибалтиці. Одночасно вона є складовою частиною європейської мережі EVNET. Абоненти мережі RELCOM мають можливість: а) листуватися по електронній пошті як з іншими абонентами цієї мережі, так і з абонентами міжнародних мереж, які сумісні по формату повідомлень з мережею INTERNET; б) отримувати повідомлення телеконференції VSENET згідно з передплатою на зацікавлені теми і самому відправляти власні повідомлення учасникам телеконференції. Повідомлення електронної пошти RELCOM має заголовок із службовою інформацією і власне повідомлення у вигляді тексту, кодів, графіків і т. ін. У кожного абонента мережі є власна адреса, і відповідні поштові програми визначають, куди потрібно передати повідомлення для нього. Телеконференція VSENET дозволяє вести обмін інформацією між користувачами у всьому світі. Кожен з них може прочитати будь-яке повідомлення або ж надіслати його сам. Повідомлення телеконференції згруповуються за тематичними блоками, кількість яких складає декілька сот. При цьому щоденний оборот інформації перевищує 10 мегабайт.

Мережа SPRINT є найбільшою в світі мережею передачі даних з комутацією пакетів. Власником акцій мережі є корпорація Sprint International (США). В Україні послуги мережі

SPRINT надає спільне українсько-німецьке підприємство «Інфоком», яке створило мережу «УкрПАК», що забезпечує передачу даних з швидкістю 9600 біт/с по існуючих телефонних каналах згідно з протоколом X.25. Мережа робить можливою взаємодію між абонентами України, країн СНД (близько 4 тисяч користувачів) і більш як з 80 світовими мережами передачі даних. Мережа SPRINT забезпечує високоефективну передачу інформації. Кожен користувач мережі із свого терміналу чи персонального комп'ютера має можливість доступу до необхідних баз даних, обчислювальних комплексів та інших систем, що підключаються завдяки відомому їх мережному мнемонічному коду або адресі. Мережа надає послуги електронної пошти, забезпечуючи швидкий і надійний зв'язок в різних формах, в тому числі доставку телексних, факсних повідомлень і та ін.

Мережа LECTELECOM є глобальною інформаційною комп'ютерною мережею. Вона має розподілену структуру і до її складу входять регіональні мережі, локальні мережі, регіональні вузли і абонентські пункти. Регіональний вузол в Санкт-Петербурзі виконує функції адміністратора мережі. Система мережної адреси відповідає міжнародній системі X.121. Архітектура алгоритмічного забезпечення мережі забезпечує її сумісність з іншими мережами, що функціонують у відповідності з стандартами X.25, X.75, X.224, X.400. Сполучення з іншими інформаційними мережами здійснюється через шлюзи, в яких перетворюються формати повідомлень і пакетів, а також узгоджуються протоколи обміну. Завдяки цьому глобальна комп'ютерна мережа LECTELECOM сумісна по своїх характеристиках з більшістю існуючих мереж: OMNET, TELENET (США), TRANSPAC (Франція), DATAPAC (Канада), SPRINT, RELCOM, SOVAN TELEPORT, GLASNET (СНД) та ін.

Наведемо також коротку інформацію про деякі нові системи та послуги електрозв'язку, які сьогодні створено у розвинених країнах. Відеотекс — інформаційно-довідкова система, що забезпечує діалог абонента телефонної мережі з банком даних. Підключення до нього здійснюється набором телефонного номера, а відповідь відображається на екрані домашнього телевізора чи спеціального термінала.

Основу банку даних системи Відеотекс складає ЕОМ з відповідним математичним забезпеченням, що забезпечує доступ до інформації дуже широкого призначення. Наприклад, новини життя в місті, країні, світі, погода, культурні заходи, довідкова телефонна служба, різні поради, біржова інформація та багато іншого. Ще у 1989 році система Відеотекс у Франції мала близько 5 млн. абонентів і її обслуговували 10 тисяч служб-надавачів інформації. Зокрема було повністю припинено видання телефонних довідників і здійснено переведення всього масиву довідкової інформації на електронну основу. В Україні, на жаль, система Відеотекс поки що відсутня.

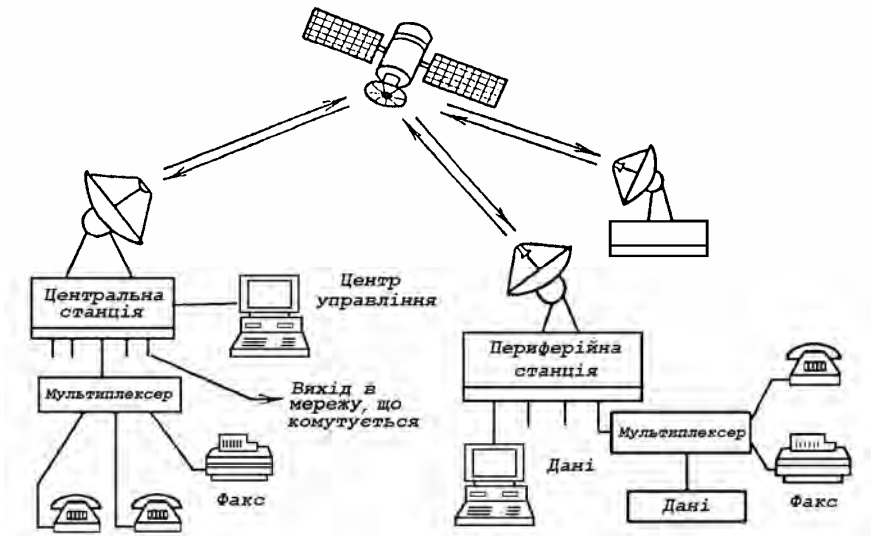
Відеофон — це телефонний пристрій з екраном і камерою, що дозволяє бачити співрозмовника. Поки що надто висока вартість обладнання стримує його широке впровадження. Однак компанія FRANCE TELECOM розраховує найближчим часом у декілька разів здешевити апарат.

Відеокодек (кодер-декодер) — це ключовий пристрій для організації відеоконференцій по існуючих каналах зв'язку. При цьому пряме синхронізоване зображення кожного з учасників передається на всі пункти по телефонній мережі і реєструється на телеекранах. Окрім нарад така система все частіше починає застосовуватись в учбовому процесі.

Таким чином, головними напрямками розвитку систем електрозв'язку є: цифровізація систем і засобів телекомунікацій з використанням перспективних методів обробки інформації та сучасної обчислювальної техніки; реалізація інформаційних мереж з використанням каналів зв'язку, баз даних та комп'ютерів з відповідним програмним забезпеченням; розширення різновидів послуг електрозв'язку.

Перспективи створення системи супутникового зв'язку і телебачення України. Загальновідомо, що батьківщиною першого супутника Землі був СРСР, а на Україні створені могутні виробництва ракетно-космічної галузі. Однак на фініші свого існування Союз мав змогу здійснювати міжміський телефонний зв'язок по каналах, з яких лише 3 % були супутниковими [12]. В міжнародних телефонних каналах у нас щорічно здійснювалось 0,24 розмови на одного жителя. В США той же показник складав 3,36, Німеччині — 9,15, Швейцарії —

34,4. Із 140 військових супутників Союзу лише 10 були цивільними супутниками зв'язку і мовлення. І жоден з них не дістався Україні при розпаді СРСР... Тому було вирішено скористатися космічними апаратами зв'язку інших держав. Так, Київська міжнародна телефонна станція отримала можливість прямого виходу в Європу через ретранслятор космічного апарату «Євтелсат». Оренда ще двох ретрансляторів космічного апарату «Інтелсат» з використанням наземної станції в м. Золочеві дозволила встановити зв'язок з країнами північноамериканського континенту, південно-східної Азії та Австралії.



Мал. 4. Структура мережі зв'язку з використанням МЗС

Перспективи створення власної національної системи супутникового зв'язку (ССЗ) визначає програма, схвалена урядом у вересні 1993 року. У відповідності до неї ССЗ України буде створюватись в три етапи [5]. На першому етапі (1993–1997 р.р.) закладаються основи національної системи шляхом розробки космічних апаратів (КА) і земних станцій, в т.ч. телепорту поблизу Києва, вдосконалення систем керування КА. При цьому послуги зв'язку надаються з використанням оренди бортових ресурсів КА інших країн. На другому етапі

(1997–2000 рр.) закінчується розробка і ведеться дослідна експлуатація обладнання земного та космічного сегментів. На третьому етапі (після 2000 р.) здійснюється повне розгортання системи з використанням як власних КА, так і оренди закордонних КА.

Єдина ССЗ України передбачає реалізацію декількох підсистем різного функціонального призначення. Серед них: а) підсистема мереж телефонного зв'язку загального керування; б) підсистема супутникового телебачення, яка дозволить, зокрема, збільшити прийом телевізійних програм різного призначення до 20; в) підсистема відомчого зв'язку для забезпечення президентського і урядового зв'язку, а також зв'язку в системі Міноборони; г) підсистема ділового зв'язку, що повинна забезпечити потреби інформаційного обміну в державних структурах, підприємствах всіх форм власності, науковій, транспортній, фінансовій та інших сфер діяльності; д) підсистема зв'язку з рухомими об'єктами, яка повинна забезпечити диспетчерський зв'язок для керування технологічними процесами на транспорті, надання послуг зв'язку пасажиром різних транспортних засобів і окремим абонентам; ж) підсистема аварійної і рятувальної служб міжнародної системи Коспас–Сарсат.

Окремим напрямком програми є проекти створення систем супутникового зв'язку з космічними апаратами на низьких орбітах з використанням малих і недорогих земних станцій для забезпечення споживачів послугами телефонного, телеграфного зв'язку, передачі даних, електронної пошти та ін. На відміну від всесвітнього проекту «Іридій» українські проекти «Аріадна» та «Діоніс» передбачають виведення на низькі орбіти 25 космічних апаратів, рух яких по орбітах чітко зфазовано. Вартість цих проектів фахівці оцінюють як на декілька порядків меншу ніж «Іридій», що обумовлено: а) можливостями запуску на орбіту супутників за допомогою існуючих на Україні бойових ракет-носіїв, термін зберігання яких на позиціях і сховищах закінчується; б) спрощеною системою керування КА та обробкою інформації в космічному і наземному сегментах.

Використання супутників для забезпечення зв'язку має свої особливості, обумовлені параметрами технічних засобів

обладнання як на борту, так і на Землі. Так, при використанні на геостационарних супутниках приймально-передавальних антен з діаграмою направленості близько 17 градусів забезпечуються можливості глобального зв'язку шляхом обслуговування великих територій Землі (континентів), що відповідають прямій видимості з борта супутника. При цьому необхідно використовувати земні станції з параболічними антенами діаметром 25–30 метрів аби забезпечити достатню якість зв'язку при потужностях супутникового ретранслятора 5–10 Вт. Для обслуговування порівняно невеликих земних територій в рамках національних програм зв'язку шляхом застосування на борту гостронаправлених антен можливо істотно підвищити рівень сигналу для приймання його земною станцією. Завдяки цьому діаметр антени можна зменшити до 1,5–3 метрів, а саму земну станцію розміщати безпосередньо у споживачів. В зарубіжній літературі такі земні станції (МЗС) мають назву VSAT (Very Small Aperture Terminal). Їх поява якісно змінила можливості ділового зв'язку, який став просто здійснюватись для обміну інформацією між підприємствами, банками та іншими організаціями, в т. ч. з використанням комп'ютерів.

Звичайно [13] мережа ділового зв'язку з використанням МЗС має радіальну структуру (мал. 4). Центральна станція з антеною діаметром 5–6 м керує мережею МЗС з антенами діаметром 1,5–2,5 м. Всі антени стаціонарно орієнтовані на супутник без будь-яких корекцій положення. Обмін інформацією здійснюється по цифрових каналах зв'язку з швидкістю від 64 кбіт/с до 2048 кбіт/с, що забезпечує телефонний та факсимільний зв'язок, передачу даних і організацію телеконференцій. Як правило, обмін інформацією здійснюється через центральну станцію, хоча можливий і безпосередній зв'язок між периферійними МЗС. При цьому мережа МЗС може бути підключена до земної мережі, що комутується.

Системи МЗС вперше були реалізовані в Європі і Японії ще в середині 80-х років. Так, у 1987 році в мережі МЗС на базі супутника «Телеком» працювало 60 малих станцій. У 1993 році компанія «Євтелсат» створила загальноєвропейську мережу МЗС від Ісландії до Москви з використанням 8 супут-

ників і забезпечила надійну передачу зв'язкової, цифрової чи графічної інформації між тисячами пунктів в Європі. До членів цієї системи ввійшли 34 держави, в т. ч. Азербайджан, Литва, Вірменія. Готується до вступу і Україна.

Науково-технічні проблеми. Проблема виходу України із скрутного стану телекомунікацій має як наукові, так і практичні аспекти. Зважаючи на це, Верховна Рада України у 1993 році визначила серед пріоритетних напрямків науки і техніки нашої держави також розгортання робіт в галузі створення і впровадження сучасних систем зв'язку. На виконання цього рішення Державним комітетом України з питань науки і технологій на конкурсній основі було сформовано Державну науково-технічну програму «Системи зв'язку», до якої ввійшли 68 проектів. Ці проекти розподілені за трьома напрямками: 06.09.01 — «Телекомунікаційні комп'ютерні мережі»; 06.09.02 — «Системи провідного, радіо- і оптоволоконного зв'язку»; 06.09.03 — «Створення науково-технічної і законодавчої бази та підготовка спеціалістів в галузі систем зв'язку».

Основним завданням наукових досліджень з першого напрямку є вирішення проблеми створення Національної інформаційно-комп'ютерної мережі (НІКМ) з розподіленими базами даних та знань. Належить визначити основні концептуальні положення по реалізації НІКМ на техніко-технологічній базі інтегрованого середовища для обміну даними з раціональним використанням: телефонної комутованої мережі зв'язку, спеціалізованої комутованої телефонної системи зв'язку «Іскра», лінійних споруд спеціалізованих широкосмугових кабельних ліній зв'язку м. Києва, супутникових каналів зв'язку створюваної національної системи зв'язку, мережі передачі даних з комутацією пакетів «Укрпак» та ін. Необхідно розробити архітектуру НІКМ, впровадити міжнародні стандарти і протоколи в мережевих технологіях обробки даних та технічно, програмно і інформаційно забезпечити створення НІКМ України.

Цілу низку проблем зв'язку належить вирішити з напрямку 06.09.02. Необхідно створити перспективні системи електро- та радіозв'язку з використанням останніх досягнень наукових досліджень та прогресивних технологій телекомунікацій, в тому числі: а) перспективних цифрових комутаційних

мереж на базі швидкої комутації пакетів, комутації різношвидкісних цифрових потоків, динамічного розподілу ресурсів цифрових групових трактів; б) цифрових радіотелефонних мереж для сільської місцевості; в) завадостійких систем конфіденційного зв'язку з використанням спеціальних сигналів та нових засобів кодування і захисту інформації, що передається по телекомунікаційних мережах; г) власного програмного забезпечення систем комутації і керування телекомунікаційними мережами, в тому числі розробок інтелектуальних систем керування мережами зв'язку і процесами розподілу інформації.

Актуальними є наукові дослідження з проблеми впровадження оптоволоконних систем зв'язку, в тому числі: а) промислового випуску оптичного кабелю з параметрами на рівні світових досягнень; б) розробки нових видів світловодів, багатоканальних розгалужувачів, оптоелектронних комутаторів, оптичних з'єднувачів, підсилювачів та генераторів сигналів оптичного діапазону; в) пошуку та використання нових фізичних принципів побудови елементів та систем оптоволоконних засобів зв'язку.

Розвиток систем супутникового зв'язку пов'язаний з паралельним розширенням складу і технічних можливостей міжнародних та регіональних систем супутникового зв'язку різного призначення на базі використання різних орбіт КА і діапазонів частот. Прогрес при цьому визначатиметься використанням передових супутникових технологій, зокрема: а) багатofункціональних КА з великою кількістю потужних стволів, широкими смугами пропускання, ретрансляцією корисних сигналів і та ін. При цьому, незважаючи на зростання вартості КА, вартість системи зв'язку в розрахунку на один канал зменшується внаслідок здешевлення земних станцій, що входять до системи зв'язку; б) ефективних систем багатостанційного доступу; в) міжсупутникових ліній зв'язку; г) систем МЗС; д) компресії телевізійних сигналів для передачі їх більшої кількості через супутникові ретранслятори; ж) комутації та обробки сигналів на борту КА.

Загальною проблемою розвитку всіх засобів телекомунікацій є удосконалення елементної бази засобів зв'язку, в тому числі: а) систем частотної фільтрації (зменшення габаритних

розмірів, маси і втрат, підвищення їх частотної селективності); б) малошумливих підсилювачів (зменшення коефіцієнту шуму, збільшення динамічного діапазону; в) твердотільних передавачів (збільшення потужності); г) синтезаторів частот (підвищення стабільності частоти, зменшення рівня шуму); д) антенних пристроїв (розвиток нових схемотехнічних рішень); ж) мікроелектронних інтегральних схем різного функціонального призначення. Актуальним є створення нових видів елементної бази для перспективних діапазонів частот, особливо міліметрового, а також вирішення проблем технології виготовлення та виробництва елементів, вузлів та модулів телекомунікаційної апаратури.

За напрямком 06.09.03 Державної програми «Системи зв'язку» передбачається розробка науково-обґрунтованих пропозицій щодо формування системи державного управління системою зв'язку в Україні та вдосконалення підготовки висококваліфікованих інженерних та наукових спеціалістів, здатних не тільки експлуатувати, а також і розробляти перспективні засоби телекомунікацій.

Висновки. Телекомунікації охоплюють всю нашу планету. У світі існує думка, що першість у наступному сторіччі будуть мати ті держави, які сьогодні інтенсивно будують світові телекомунікаційні мережі. Зусиллями багатьох держав створюється єдиний телекомунікаційний простір планети. Україна з дуже великим запізненням підключається до цих процесів і їй належить вирішити чимало не тільки науково-технічних, а й організаційних проблем на шляху подолання істотного відставання від розвинених країн світу. Зокрема необхідно удосконалити законодавство по керуванню усією діяльністю в галузі зв'язку з врахуванням світового досвіду, який свідчить про необхідність послаблення державного контролю на ринку послуг зв'язку, розподіл прав та обов'язків адміністратора, оператора та власника мережі зв'язку, рівність всіх форм власності в наданні послуг зв'язку, пріоритет прав користувача послуг зв'язку. Доцільно прискорити процеси акціонування, приватизації підприємств зв'язку. Належить створити основи науково-технічної політики в галузі телекомунікацій, вирішити питання щодо проведення системних досліджень і розробок програмно керованих мереж зв'язку. Проблеми цифрові-

зації належить вирішувати як у науковому, так і особливо в практичному аспектах, маючи на увазі реалізацію курсу на енергійну заміну фізично і морально застарілого обладнання АТС і мереж. Ринок телекомунікаційного обладнання в Україні настільки великий, що тільки закупівлею з-за кордону обладнання не обійтись — необхідно завантажувати власні підприємства, сміливо йдучи на кооперацію виробництва з фірмами розвинених країн, залучати їх інвестиції насамперед в сферу виробництва, ліквідувати з їх допомогою гострий дефіцит в елементній базі. Необхідно вирішити питання підготовки та перепідготовки наукових і інженерно-технічних кадрів в галузі розробки телекомунікаційних пристроїв, систем та мереж.

Як бачимо, проблем дійсно чимало. Але позитивні зрушення і процеси, що активізувались за останні два-три роки, енергійні заходи щодо ліквідації істотного відставання в галузі зв'язку дозволяють з оптимізмом прогнозувати, що згодом Україна стане повноцінним і повноправним партнером у світовому телекомунікаційному просторі.

БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

1. *Булгак В.Б.* Без развитых сетей связи невозможна информатизация России. — Сети, 1992. — № 1. — С. 3–5.
2. *Булгак В. Б.* Связь границ не признает. — Деловые люди, 1992. — № 5. — С. 60–61.
3. *Шульцева Б.* Телекоммуникации в глобальном технологическом соперничестве. — Деловые люди, 1993. — № 4. — С. 54–56.
4. *Проживальский О.П.* Современные концепции развития сетей электросвязи на Украине. — Вестник связи, 1993. — № 6. — С. 10–12.
5. *Проект программы создания системы спутниковой связи Украины.* Драновский В.И., Дубровин О.А., Ильченко М.Е. и др. // Тр. междунар. конфер. “Спутниковые системы связи и вещания: перспективы развития в Украине”. — Одесса, 1993, 20–24 сентября. — 124 с.
6. *Бухвинер В.Е.* Услуги связи: состояние и перспективы развития. — Зарубежная радиоэлектроника, 1991. — № 6. — С. 23–44. — № 7. — С. 32–50.
7. *Авдеева Л.В.* Сотовые сети: история и перспективы развития. — Вестник связи, 1992. — № 11. — С. 11–13.
8. *В ближайшие месяцы обсуждение «Иридия» заканчивается.* — Телекоммуникация и информатика, 1993. — № 1. — С. 24–26.
9. *Бэм Д.Ю., Ильченко М.Е., Живков А.П., Гассанов Л.Г.* Прием телевидения и радиовещания со спутников. — Киев: Техніка, 1992. — 176 с.

10. *Соревнование «релейные» — «оптические»*. — Телекоммуникации и информатика, 1993.

11. *Интеллектуальная сеть* / Л.Е. Варакин, А.Е. Кучерявый, Н.А. Соколов и др. // Сети. — 1992. — №1. — С. 6–10.

12. *Булгак В.Б.* Поворот к потребителю. — Деловые люди, 1992. — № 10 (спецприложение). — С. 3–6.

13. *Бородин С.В.* Земные станции с малыми антеннами. — Вестник связи, 1992. — № 2. — С. 37–40.

**НАРЫТНИК Т. Н., ДЕНИСЕНКО В. Н., ИЛЬЧЕНКО М. Е.,
ГРЯНИК М. В., МАЛЬЦЕВ С. Б.**

МИКРОВОЛНОВАЯ ИНТЕГРИРОВАННАЯ ТЕЛЕРАДИОИНФОРМАЦИОННАЯ СИСТЕМА

Представлены результаты разработки микроволновой интегрированной телерадиоинформационной системы в диапазоне радиочастот 27,5...29,5 ГГц, предназначенной для распределения аналоговой и цифровой информации, и рассмотрены перспективы ее развития.

Традиционные средства, применяемые для индивидуального приема спутникового телевидения, отличаются относительно высокой стоимостью аппаратуры и ее эксплуатации и не могут удовлетворить потребностей потребителей по числу и качеству принимаемых программ. Более перспективно использование многоканальных микроволновых систем распределения информации с региональными ретрансляторами и относительно простой и недорогой аппаратурой пользователей. Наиболее перспективные информационные сети за границей основаны на использовании микроволновых технологий. В частности, в США корпорация Lucent Technologies выпускает оборудования для систем локального беспроводного широкополосного доступа, через которые осуществляется многоканальное телевизионное вещание в диапазоне частот 12, 28, 38 ГГц и которые могут использоваться для передачи данных со скоростью до 45 МБ/с. Внедрение в СНГ разработанной в США в 70-х годах многоканальной многоточечной распределительной системы MMDS, работающей в диапазоне радиочастот 2,5...2,7 ГГц, дало положительные результаты, но и породило ряд проблем.

Для их решения в Украине создается новая функционально-наращиваемая микроволновая интегрированная теле-

радиоинформационная система (МИТРИС), удовлетворяющая современным требованиям и направленная на интеграцию национальных информационных систем в европейскую и мировую информационные инфраструктуры. Система МИТРИС разработана Институтом электроники и связи в сотрудничестве с Национальным техническим университетом Украины «КПИ», АОЗТ «РОКС», НПП «Гелиос-РРЛ» и рядом предприятий и ведомств Минмашпрома, НАНУ при поддержке Национального совета Украины по телевидению и радиовещанию и Гостелерадио Украины. Вариант системы введен в опытную эксплуатацию в январе 1997 г. в Киеве [1, 2].

Широковещательная система «МИТРИС 12/13», успешно функционирующая в экспериментальном режиме, обеспечивает качественный прием на малогабаритную и относительно дешевую приемную аппаратуру 21 наиболее интересных программ телевидения. Такие системы, предназначенные для передачи нескольких десятков (до 60) аналоговых программ цветного телевидения, при использовании частотной модуляции требуют (в соответствии с рекомендациями МККР) полосы частот около 2 ГГц. При этом приемлемые параметры элементов антенно-фидерного тракта и устройств частотного уплотнения обычно реализуются в полосе частот до 10% от центральной частоты. Увеличение числа передаваемых каналов требует перехода в диапазон частот выше 20 ГГц, где уровень помех достаточно низок, мала масса элементов, а требования к точности их изготовления выполнимы при использовании обычного оборудования и стандартных технологий. Увеличение затухания на трассах за счет осадков ограничивает дальность передачи до 5...6 км при технически реальном и экономически целесообразном уровне излучаемой мощности. Это ограничение (как показывает, например, опыт разработки аналогичной системы фирмой Philips), позволяет реализовать сотовую систему телевидения с минимальным взаимным влиянием радиосредств каждой «соты».

Многоканальная система распределения телевидения МИТРИС в соответствии с международной классификацией относится к радиовещательной службе. В районе 1 (куда входит и Украина) для этой службы Регламентом радиосвязи в сантиметровом диапазоне распределена полоса частот 11,7...

12,5 ГГц. Она используется на вторичной основе совместно с другими службами. В МИТРИС используется частотная модуляция с полосой частоты сигнала 24 МГц (для передачи телевизионных сигналов, поднесущих звука и служебной информации), что упрощает ретрансляцию спутниковых ЧМ сигналов и снижает уровень излучения. Согласно санитарному паспорту на 24-х канальную систему МИТРИС, границы зон с предельно-допустимым уровнем плотности потока энергии до 2,5 мкВт/см² по основному излучению удалены от антенны на расстояние в пределах 50 м, а побочные излучения в секторах углов 45° от максимума практически отсутствуют.

Система МИТРИС предназначена для построения интегрированных сетей, обеспечивающих связь абонента и предоставление ему различных услуг: многоканального аналогового и цифрового (стандарт MPEG-2) телевидения, в том числе кодированного интерактивного; организации абонентской сети DirecPC; цифровой телефонной связи; доступа к сети Интернет; организации локальных сетей передачи данных; видеоконференцсвязи; электронных платежей и торговли; охранной и противопожарной сигнализации; диспетчеризации инженерного оборудования, зданий и объектов. МККР рекомендует для телевидения в КВЧ диапазоне частотные полосы 27,5...29,5 и 40,5...42,5 ГГц. От систем МИТРИС в этих частотных диапазонах требуются: высокая помехоустойчивость; размер обслуживаемых территорий — не менее 5 км; экологическая безопасность; универсальность каналов; модульность системы; максимальная унификация элементной базы и технологических процессов с выпускаемым оборудованием; использование абонентского оборудования массового производства.

В состав МИТРИС входят следующие основные части: центральная распределительная станция, содержащая внешний модуль (рис. 1) с антенной, имеющей круговую диаграмму направленности, и многоканальным блоком передатчиков, а также внутренний (студийный) модуль, содержащий аппаратуру для модуляции передаваемых сигналов, электропитания, кодирования и учета абонентов, контроля и т. д.; телепорт для приема программ эфирного и спутникового телевидения; ра-

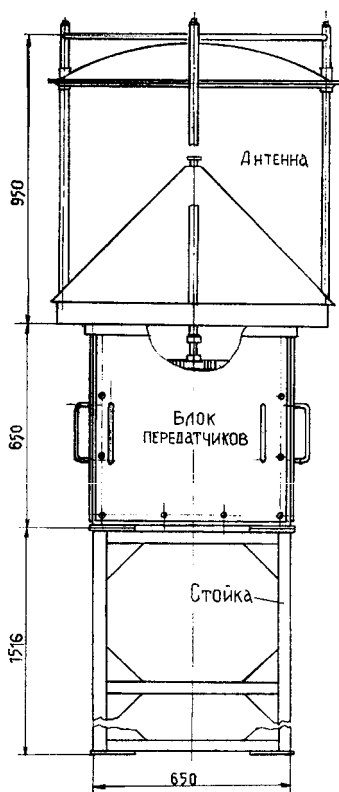


Рис. 1

диорелейные станции выделенных направлений; приемные станции МИТРИС (индивидуальные и коллективные).

Одной из наиболее важных задач в решении проблемы разработки аппаратуры МИТРИС является создание надежного, достаточно мощного, малогабаритного и экономичного передатчика КВЧ диапазона. При разработке был использован опыт создания аналогичных передатчиков в НИИ «Орион» (г. Киев), основой которых служит умножитель частоты. На вход передатчика (рис. 2) подается комплексный видео-звуковой сигнал, который через схему предыскажений 2 поступает на генератор 4, управляемый напряжением. С выхода генератора на частоте $2f_{\text{вых}}$ (в диапазоне 27,5...29,5 ГГц) сигнал мощностью ~ 50 мВт подается на усилитель мощности 6. После

усиления сигнал в диапазоне 5...6 ГГц мощностью $\sim 0,4$ Вт подается на активный умножитель частоты 7 со стабилизатором тока 9. Умножитель на лавинно-пролетном диоде образует спектр электромагнитных колебаний, из которых выделяется нужная ($f_{\text{вых}}$) частотная составляющая. Для этого служат вентиль 9 и волноводно-щелевой фильтр 10. Для стабилизации частоты задающего генератора он размещен в термостате 1, где с помощью управляющей схемы 5 и источника питания 3 поддерживается температура $+^{\circ}\text{C}$. Разработанные передатчики имеют следующие электрические характеристики: выходная мощность — не менее 60...75 мВт; нестабильность частоты выходного сигнала в интервале $-40...+40^{\circ}\text{C}$ — 1,6...2,2 МГц; подавление побочных составляющих в спектре

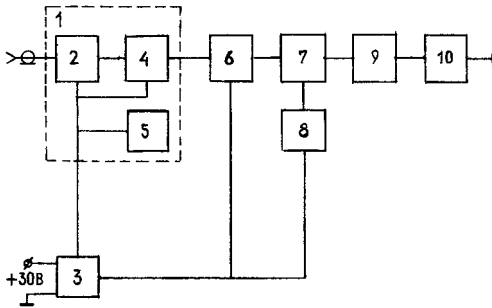


Рис. 2

кий по ширине луч в вертикальной плоскости с возможностью его наклона на $1...2^\circ$ для оптимального излучения в пределах зоны обслуживания. Наиболее простым и технологичным вариантом, отвечающим этим требованиям, является перископическая антенна с облучателем, вспомогательным параболическим зеркалом и конечным отражателем. Разработанная методика позволяет рассчитывать поле излучения антенны, диаграммы направленности (основную и кроссполяризационную) и коэффициент направленного действия.

Была спроектирована антенная система со следующими параметрами: радиус основного конуса 90 см, угол раскрытия $44,5^\circ$, фокус параболического зеркала 36 см, смещение фазового центра облучающей системы 42 см. Результаты измерения электрических характеристик антенны в диапазонах частот 22...30 и 36...40 ГГц соответственно: коэффициент усиления $>18,8$ и >21 дБ; ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ — 2 и $1,3^\circ$; уровень первого бокового лепестка — 16,0 и $-17,0$ дБ; развязка с кроссполяризационным сигналом — 17,2 и $-26,7$ дБ; КСВН на входе антенны.

Главными критериями при выборке конструкции приемной абонентской антенны МИТРИС являются технологичность и низкая стоимость. Приемная антенна выполнена по двухзеркальной схеме и состоит из параболического зеркала, облучающей системы и опоры. Облучающая система представляет собой открытый конец круглого волновода и плоский контррефлектор, укрепленный на облучателе с помощью диэлектрической втулки. В частности, антенна для диапазона

выходного сигнала — более 55 дБ; КСВН выходного сигнала — менее 1,2.

Передающая антенна центральной распределительной станции МИТРИС имеет круговую (в горизонтальной плоскости) диаграмму направленности и уз-

27,5...29,5 ГГц имеет в своем составе основное зеркало диаметром 300 мм и контррефлектор — диаметром 52 мм. Основное зеркало — усеченный параболоид вращения с фокусным расстоянием 100 мм выштампован из алюминиевого сплава. Вспомогательное зеркало имеет коническую поверхность с углом 157° между образующими. Основные параметры антенны: коэффициент усиления 38 дБ, ширина главного лепестка диаграммы направленности по уровню -3 дБ (кл. Е/кл. Н) — $2/2,1^\circ$, уровень первого бокового лепестка (кл. Е/кл. Н) $-20/-19$ дБ, уровень заднего излучения -50 дБ.

Приемная станция МИТРИС состоит из приемного устройства, ТВ-тюнера и соединяющего их кабеля снижения. Приемное устройство содержит приемную антенну, конвертор и опорноповоротное устройство, выполненное по простой, но надежной технологии и позволяющее легко установить и отрегулировать положение антенны. При разработке был использован опыт создания аналогичных устройств, выпускаемых в ОАО НПП «Сатурн» (г. Киев). Приемная антенна жестко соединена с конвертором 27/30 (выполненным на базе серийного конвертора фирмы Philips LNC-SC823FL) через переход с круглого волновода диаметром 9 мм на прямоугольный волновод мм. Во входном волноводе вместо удаленной части подложки с зондами связи смонтирован входной преобразователь частоты, который содержит балансный смеситель (БС) и гетеродин. БС предназначен для понижающего преобразования частоты входного сигнала в полосе 27,5...29,5 ГГц в диапазон выходных частот 11,5...13,5 ГГц и выполнен на подложке типа Duroid толщиной 0,25 мм по двухдиодной схеме со встречно-параллельным включением диодов с барьером Шоттки. Входной сигнал через волноводно-полосковый переход поступает на диоды в фазе, а сигнал гетеродина — в противофазе. Сигнал промежуточной частоты подается со средней точки линии, соединяющей разнополярные выводы диодов. Выход смесителя соединен со входом маломощного усилителя базового конвертора. Для предотвращения просачивания сигнала гетеродина в выходную полосковую линию включен загораживающий фильтр на диэлек-

трическом резонаторе. Суммарное подавление сигнала гетеродина в выходном сигнале БС составляет более 50 дБ.

Гетеродин выполнен в отдельном корпусе в микрополосковом исполнении на подложке из поликора и с помощью балочного вывода соединяется с БС. Генератор выполнен на бескорпусном полевом транзисторе с общим затвором, на исток через блокирующую цепь подается положительное смещение. В цепь затвора включен отрезок регулярной полосковой линии с нагрузкой 50 Ом, с которой электромагнитно связан диэлектрический резонатор, стабилизирующий частоту колебаний генератора. Выходной сигнал со стока транзистора, заземленного по постоянному току, поступает на вход смесителя. Для питания гетеродина использован источник питания базового конвертора. Ток потребления гетеродина 50 мА. В итоге суммарное потребление по току конвертора 27/30 не превышает 150 мА, что позволяет соединять его со стандартным тюнером (ток потребления тюнера не должен превышать 200 мА).

Базовый конвертор содержит входной двухзвенный усилитель, фильтр зеркального канала (ФЗК) и микрокомпонент АКД 17525 ТЧС с внешним стабилизирующим диэлектрическим резонатором в отдельном корпусе. Входной усилитель собран на НЕМР-транзисторах с разнополярным питанием затвора и стока. Полоса рабочих частот 12,2...13,5 ГГц, коэффициент шума в пределах 0,7 дБ. ФЗК на трех связанных микрополосковых резонаторах U-образного типа осуществляет подавление на частотах зеркального канала более 25 дБ. АКД 17515 ТЧС содержит балансный смеситель, активную цепь гетеродина и усилитель промежуточной частоты. Во внешнюю полосковую цепь гетеродина включен диэлектрический резонатор для стабилизации частоты 11,475 ГГц. Конструктивно конвертор заключен в литой корпус с герметизированной крышкой. Вход конвертора – волновод мм, герметизирован с помощью вклеенной прокладки из слюды, выход коаксиальный с разъемом типа F. Основные параметры конвертора: диапазон рабочих частот – 27,5...29,5 ГГц; коэффициент шума – 8,0 дБ; коэффициент усиления – более 45 дБ; диапазон входных частот – 0,9...2,15 ГГц; ток потребления –

150 мА; количество поляризаций — 1; напряжение питания — 13,5 В; частота гетеродина — 16 ГГц.

Исследовался канал передачи информации в составе передатчика с рабочей частотой 28,497 ГГц и конвертора, соединенных через аттенюаторы, имитирующие трассу передачи сигнала. На вход передатчика через модулятор ТВ подавался комплексный видеозвуковой сигнал. В качестве приемника выходного сигнала конвертора в диапазоне 0,95...2,15 ГГц использовался типовый тюнер, применение которого, как установлено из опыта эксплуатации МИТРИС 12/13, несколько ухудшает параметры телевизионных сигналов, проходящих через систему, но их качество и параметры остаются в пределах, оговоренных в ГОСТ 187471-83. В качестве источников видео- и звуковых сигналов использовались стандартные генераторы Г5-36 и Г3-112. Для измерения параметров искажения телевизионных сигналов использован измеритель КЗ-2.01, а звуковых — измеритель С6-11 и осциллограф С1-81.

Результаты измерений для видеоканала следующие. Импульсная характеристика: относительное отклонение размаха синусквадратичного импульса от размаха импульса опорного белого до 3,1%; относительный размах первого отрицательного выброса синусквадратичного импульса до -10,0%; относительный размах второго положительного выброса синусквадратичного импульса до 4,6%. Относительные неравномерности: плоской части прямоугольных импульсов частоты строк до 3,0%; плоской части прямоугольных импульсов частоты полей до - 0,2%. Различия в усилении сигналов яркости и цветности до 2,1%. Расхождение во времени сигналов яркости и цветности до 80 нс. Неравномерность амплитудно-частотной характеристики в пределах: пакет 0,5 МГц — 5,8%; 1,0 МГц — 7,4%; 2,0 МГц — 8,2%; 4,0 МГц — 4,8%; 4,8 МГц — 13,0%. Нелинейность сигнала яркости до 1,8%. Относительное отклонение размаха синхронизирующих импульсов от номинального значения в пределах 4,6%. Перекрестное искажение «цветность—яркость» в пределах 1,7 %. Отношение сигнала яркости к фоновой помехе не менее 50,0 дБ. Отношение сигнала яркости к взвешенной флуктуационной помехе не менее 51,6 дБ. Канал звукового сопровождения: полоса вос-

производимых частот 35...17500 Гц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики дБ.

Полученные характеристики позволяют применять аппаратуру исследованного канала для передачи телевизионных сигналов с достаточно высокими параметрами, близкими к реализуемым в аппаратуре радиорелейных линий связи. Проектирование и экспериментальные исследования системы МИТРИС в диапазоне 27,5...29,5 ГГц показали удовлетворительные результаты и подтвердили ее конкурентоспособность по отношению к зарубежным аналогам.

Документы радиочастотной заявки по системе МИТРИС рассмотрены лицензионной комиссией с принятием решения о выдаче лицензии после экспертизы и согласования электромагнитной совместимости. В процессе экспертизы из общего перечня каналов системы могут быть исключены каналы 3, 7, 11, 15, 19 спутникового телевидения Украины UKR 06300 при условии их реализации в ближайшие годы, каналы вещания России (НТВ+) и др.

Выбор частотной модуляции обеспечил уменьшение мощности передатчика центральной станции МИТРИС до экологически приемлемого уровня и возможность использования недорогой приемной аппаратуры. В аппаратуре МИТРИС широко используются недорогие и надежные элементы спутниковых телерадиовещательных систем. Так, в передатчике центральной станции применены типовые модуляторы телевизионного сигнала, отдельные на каждый канал (для предотвращения перекрестной модуляции) транзисторные усилители мощности, устройства объединения частотных каналов (выполненные на основе фильтров и циркуляторы СВЧ), антенно-фидерные устройства, работающие на волнах ортогональной поляризации. Обрабатываются узлы СВЧ, единые для диапазонов Ku и Ka.

В приемных абонентских станциях используются зеркальные антенны с облучателями на две поляризации, вынесенные к облучателям конверторы, подача питания к ним и передача сигнала промежуточной частоты (0,9...2 ГГц) по одному кабелю, типовые тюнеры. Получили развитие в МИТРИС и многие решения, характерные для спутниковых

систем — интерактивный режим, передача данных наряду с телевизионным сигналом и т. д.

В создаваемые на основе системы МИТРИС (включающей в себя центральную и базовые станции, активные ретрансляторы и абонентские терминалы) интегрированные сети неотемлемо входят также: распределительная сеть спутникового вещания; кабельные и(или) оптоволоконные сети; эфирные сети телевизионного и радиовещания; радиорелейные линии.

МИТРИС, в отличие от радиосистем MMDS, работает в более высокочастотных диапазонах (соответственно, реализуется большая канальная емкость). При этом применение частотной модуляции сигнала позволяет использовать низкие, экологически безопасные, уровни излучаемой мощности — 50 мВт на канал (в 500...1000 раз меньше по сравнению с MMDS), получить энергетический выигрыш до 40 дБ при малой мощности передатчиков и резко снизить стоимость оборудования, ввиду серийности компонентов спутникового телевидения. Кстати, именно такой подход позволяет без больших дополнительных затрат транслировать и цифровые сигналы спутникового телевидения. Система МИТРИС, функционирующая в Киеве, передает в настоящее время до 24 телевизионных каналов (в аналоговом стандарте) с возможностью увеличения их числа до 42 каналов, в том числе за счет уменьшения до 14 МГц частотного разнеса между каналами. Потребителю услуг система МИТРИС будет предоставлять доступ к обширным базам данных и пакетам телепрограмм и дополнительные услуги.

На сегодня МИТРИС, представляющая собой законченный комплекс распределения телевизионных каналов, близка по структуре к спутниковым системам, но передатчик МИТРИС расположен на Земле. Система МИТРИС позволяет осуществлять прием сигналов отличного качества абонентам в зоне их прямой видимости на расстояния: до 5 км — только на облучатель конвертора (без антенного зеркала); до 15 км — на антенну диаметром 20...25 см; до 30 км — диаметром 60 см; до 40 км — диаметром 90 см.

Как показала практика, объединение МИТРИС с головными станциями кабельного телевидения в единую систему является наиболее рациональным путем создания интегрированной сети с учетом экономических и технических аспектов. Несмотря на сложный рельеф местности и разноуровневую застройку г. Киева, сочетание кабельного телевидения с системой МИТРИС позволило транслировать единый общегородской канал «КТМ» с отличным качеством на любой район г. Киева и его ближайшие окрестности. Телепрограммы со студий на центральную станцию системы МИТРИС доставляются с помощью радиорелейных линий (РРЛ) серии «Эврика» в диапазонах радиочастот 10,7...11,7; 12,75...13,25; 17,7...19,7 и 21,2...23,6 ГГц.

Для кодирования телевизионного сигнала в МИТРИС применена система телевещания с управляемым доступом к абонентам ASC-TV-M, которая включает в себя кодеры и декодеры видеосигнала и оригинальное программное обеспечение. Эта система позволяет обслуживать в стандартном исполнении 500.000 абонентов с возможностью расширения их числа до 4.000.000. При этом обеспечивается управление доступом каждого из абонентов к просмотру 32-х и более каналов, контроль просмотра кодированных каналов и автоматическое отключение абонента, не оплатившего услуги. Потребитель может использовать абонентский декодер, встроенный в тюнер или в виде отдельного устройства. В системе ACS каждый декодер обладает собственным номером, что позволяет управлять его работой непосредственно с передающей студией, причем декодер различает сигналы от всех кодеров, что дает возможность включать его только на тех каналах, доступ к которым ему разрешен [3].

Экономически и технически в качестве распределительной сети наиболее целесообразно использовать спутниковую сеть вещания. Ее состав: центральная передающая цифровая станция спутникового телевещания, спутниковые транспондеры, коллективные приемные станции и наземная сеть доставки телерадиопрограмм к пользователю в радиусе 50...70 км вокруг областных и районных центров. Распределительная сеть должна включать в свой состав центральную передающую (программы в стандарте MPEG-2) станцию, транспон-

дер космического аппарата и 240...250 приемных станций, размещенных в крупных городах Украины. Каждая приемная станция содержит ориентированную на спутник приемную антенну с конвертором и интегрированный профессиональный цифровой приемник, совмещающий функции приема и декодирования телерадиовещательных программ и потока данных. Теле- и радиoprogramмы с выхода приемника подаются на вход передатчиков системы МИТРИС и транслироваться к абоненту. При создании МИТРИС учитывались возможности стандарта MPEG-2 по производству ТВ программ, распределению их с помощью наземных и спутниковых линий связи, использованию в системах мультимедиа адресной подачи пяти видов информации: речи, текста, данных, неподвижных изображений и компьютерной графики, видеосигналов.

Современные системы кабельного телевидения позволяют абоненту просматривать более 40 телевизионных программ; обращаться по обратному каналу к справочным службам, обеспечивать работу устройства охраны квартир и т. п., автоматически собирать информацию о расходе электроэнергии, газа и тепла; реализовать дополнительную телефонную линию; подключаться к сети «Интернет» и получать ряд других услуг. Скоростные оптоволоконные сети сопоставимы по информационной емкости каналов и спектру предоставляемых услуг с системой МИТРИС, но использование оптоволокна для непосредственного подключения абонентов телесети к передающей станции редко экономически оправдано (особенно в районах с плотной застройкой и сложным рельефом). В тех районах, где плотность населения невелика, ресурсы оптического кабеля используются на 5...10%, что не окупает расходы по его прокладке.

В диапазонах ОВЧ и УВЧ (302...958 МГц) на территории Украины функционируют 58 мощных вещательных передатчиков, из них 5 однопрограммных, 32 — двухпрограммных, 2 — трехпрограммных и один — четырехпрограммный. Для доставки программ в труднодоступные места, зоны «радиотени» задействовано свыше 400 микро- и маломощных ретрансляторов (соответственно 1...10 и 10...100 Вт). Из них 152 — однопро-

граммных, 170 — двухпрограммных и 98 — трехпрограммных. Действуют также около 100 приемных станций спутниковой ТВ системы «Москва» со штатными ретрансляторами. Эти средства обеспечивают охват однопрограммным телевидением 96%, двухпрограммным — 90,5%, трехпрограммным — 60 %, четырехпрограммным — 5% населения страны. Основу парка передающего оборудования эфирного телевидения составляет аппаратура, значительная часть которой эксплуатируется свыше 10 лет, что ведет к резкому увеличению эксплуатационных расходов. Передающие станции телевидения и радиовещания занимают значительные площади и с введением налога на землю и повышением цен на электроэнергию такие предприятия часто становятся экономически неэффективными.

Информационная емкость существующих эфирных информационных сетей ограничивается их частотным диапазоном, большим уровнем помех, устаревшим оборудованием. Системы MMDS, функционирующие даже в расширенном диапазоне 2100...2700 МГц, также обладают недостаточными информационными ресурсами. Поэтому развитие системы МИТРИС обеспечивает значительные преимущества в предоставлении населению страны информационных услуг. В настоящее время осуществляется наладка оборудования модернизированной МИТРИС, работающей также в диапазонах 27,5...29,5 и 40,5...42,5 ГГц. Выявлено, что уже созданная излучающая система антенного устройства с интегрированным многодиапазонным облучателем имеет приемлемые характеристики как в диапазоне 11,7...13,5 ГГц, так и в указанных перспективных диапазонах, для которых резко снижается стоимость конверторов приемников.

Евразийская техническая ассоциация телевидения и радио в декабре 1997 г. рекомендовала странам СНГ и Прибалтики систему МИТРИС для национальных распределительных систем, интегрированных в европейскую и мировую информационные инфраструктуры. Министерство науки и технологий России предложило украинской стороне подготовить предложения по развитию системы МИТРИС с использова-

нием научно-технического и производственного потенциалов обеих стран.

БИБЛИОГРАФИЧНЫЙ СПИСОК

1. *Нарытник Т.Н., Галич В.Н.* Многоканальная микроволновая система распределения информации // ТЕЛЕ-Спутник (Москва), 1997. — № 3. — С. 32–45.

2. МИТРИС — система интегрального обслуживания: состояние и проблемы // *Нарытник Т.Н., Галич В.Н. и др.* — Радиоаматор, 1997. — № 10. — С. 56–60.

3. *Живков А.П., Литвинов А.А., Нарытник Т.Н.* Состояние и развитие спутникового телевидения в Украине // Зв'язок, 1997. — № 3. — С. 28–35.

Институт электроники и связи, г. Киев

Поступила в редакцию 26.03.99

М.Ю. Ільченко, Т.М. Наритник, С.О. Кравчук, Б.О. Непомящий

ШИРОКОСМУГОВІ МІКРОХВИЛЬОВІ РОЗПОДІЛЬНІ СИСТЕМИ І ЇХ ЗАСТОСУВАННЯ В НАЗЕМНИХ МЕРЕЖАХ ІНТЕРНЕТ-ДОСТУПУ

Вступ

Мережа Інтернет охопила сучасним інформаційним обміном десятки мільйонів людей більше ніж із ста країн, повністю змінивши процеси поширення і сприйняття інформації. І вже сьогодні передача даних по мережі Інтернет супроводжується постійними “заторами”. Крім того, постійні перевантаження мережі перешкоджають реалізації мультимедійних додатків, які потребують широкої смуги частот для передачі звуку і відео. Поява великої кількості нових додатків мультимедіа і передачі даних сформувала потребу великомасштабного використання високошвидкісної, економічно виправданої, системи комунікацій.

Можливість використання існуючої інфраструктури ліній зв'язку як системи Інтернет-доступу визначається багатьма чинниками, зокрема:

- ступенем її територіального розвитку, тобто здатністю охоплювати максимально можливу кількість споживачів;
- потенційно досяжною і реальною швидкістю передачі даних;
- наявністю вільного ресурсу;
- розміром витрат на її розгортання (дооснащення) і експлуатацію.

За своїми споживчими характеристиками системи абонементського доступу відрізняються одна від одної насамперед:

- способом надання каналу користувачу (загальний або виділений ресурс);

- типом використовуваного фізичного каналу зв'язку (проводовий телефонний, кабельний телевізійний, супутниковий), що, в свою чергу, визначає максимально можливу швидкість передачі даних, надійність з'єднання і достовірність передачі (можливість помилки) інформації та найзручніший час доби для експлуатації системи доступу.

Все це в результаті впливає на визначення типу кінцевого устаткування, зручності роботи, розміру експлуатаційних витрат і, нарешті, вартості одиниці об'єму інформації в тій чи іншій системі абонентського доступу.

Отже, великий інтерес викликає розгляд нових телекомунікаційних технологій, які дозволяють із найменшими витратами розв'язати проблему високошвидкісного Інтернет-доступу. Найприйнятнішою технологією для розв'язання даної проблеми автори вважають застосування широкосмугових мікрохвильових розподільних систем (ШМРС) як трансформації класичного мікрохвильового (надвисокочастотних (НВЧ) і вкрай високочастотних (ВВЧ) діапазонів довжин хвиль) радіорелейного устаткування в зоні ефірної мережі.

Принципи побудови ШМРС

ШМРС (MMDS – Multichannel Multipoint Distribution Systems, LMDS – *Local Multipoint Distribution Servis*, MVDS – *Multipoint Video Distribution Systems*, МІТРІС – мікрохвильова інтегрована телерадіоінформаційна система та інші системи) останніми роками поширились як альтернатива сучасним кабельним мережам, в яких розподільна мережа будується за рахунок прокладання коаксіальних або оптичних кабелів [1]. Такі системи разом із забезпеченням високої якості телесигналу порівняно з кабельними мережами мають низку безперечних переваг, а саме:

- не потребують працезатратного прокладання підземних або повітряних кабельних ліній;
- дозволяють легше досягти високої якості сигналу завдяки зменшенню великої кількості підсилювачів;
- не потребують утримання великого штату співробітників для експлуатації і ремонту мережі;

- мають малий час розгортання і, відповідно, — швидко окупність вкладених коштів;
- не потребують перепроєктування чи переробки передавального устаткування для розширення мережі в межах зони обслуговування передавача ШМРС;
- в разі технічної або комерційної потреби можуть бути в короткі терміни демонтовані і встановлені в іншому місці;
- дозволяють здійснювати широкосмугове мовлення;
- готові до мовлення у цифровій формі і передачі даних.

ШМРС частіше за все будуються як наземні місцеві розподільні мережі супутниково-го мовлення. Маючи таку ж якість телесигналу, як і названі мережі, вони позбавлені недоліків, властивих супутниковому безпосередньому телебаченню (СБТБ), що визначається такими їх перевагами, як:

- абонентському устаткуванню для приймання телерадіо-програм достатньо установки однонаправленої антени з габаритами, значно меншими, ніж в СБТБ;
- відсутність дорогого космічного сегмента ретрансляції;
- низька вартість установки і експлуатації;
- малі питомі витрати на канал;
- незначний час розгортання;
- проста сумісність і взаємозв'язок із наземними інформаційними мережами;
- можливість використання різноманітних типів розподільних ліній.

Залежно від радіуса дії ШМРС класифікуються на:

- великого радіуса дії (більше 30 км);
- середнього радіуса дії (15–30 км);
- малого радіуса дії (менше 15 км);
- стільникові структури (менше 10 км).

Відповідно до виду зони, яка обслуговується, ШМРС бувають:

- всенаправлені кругові (спрямованість розглядається від центра кола до його периметра);
- однонаправлені секторні;
- всенаправлені секторизовані (кругова зона обслуговування поділена на визначену кількість секторів).

Взагалі до складу ШМРС (рис. 1) входять:

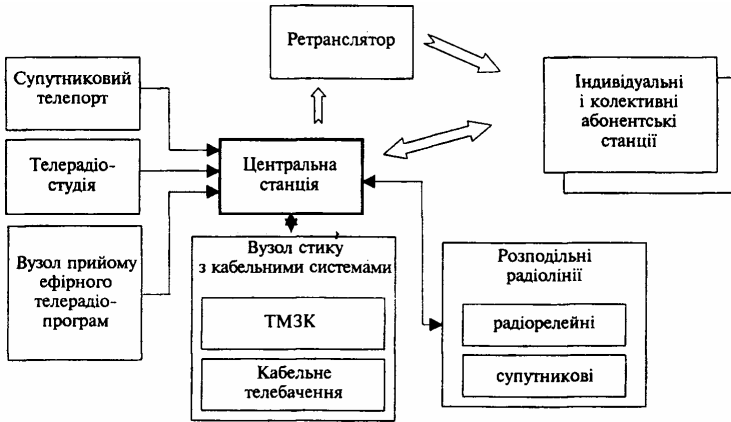


Рис. 1. Структурна схема ШМРС

- центральна станція;
- розподільні радіолінії або волоконно-оптичні лінії зв'язку (ВОЛЗ);
- вузол стику з кабельними системами;
- супутниковий телепорт;
- телерадіостудія;
- вузол прийому ефірного телерадіомовлення;
- ретранслятори;
- індивідуальні і колективні абонентські станції.

Основою ШМРС є центральна станція (рис. 2), створена для прийому, обробки і трансляції інформації, що надходить до неї через розподільні радіолінії і кабельні мережі, а також із супутникового телепорту, телерадіостудії і вузла прийому ефірного мовлення. Для обробки і контролю телерадіопрограм, що надходять до центральної станції, використовується спеціальний телерадіовузол, який може змінюватися від простого VHS-відеомагнітофона з телевізорами до студійних цифрових відеокomплексів, що забезпечують обробку і мультиплексування цифрових телепрограм.

Роботу з цифровими потоками даних (доступ до Інтернету або локальної інтранет-мережі) виконує вузол комутації цифрових потоків. Через нього сполучається апаратура передавачів із цифровими потоками даних, що надходять із радіо-

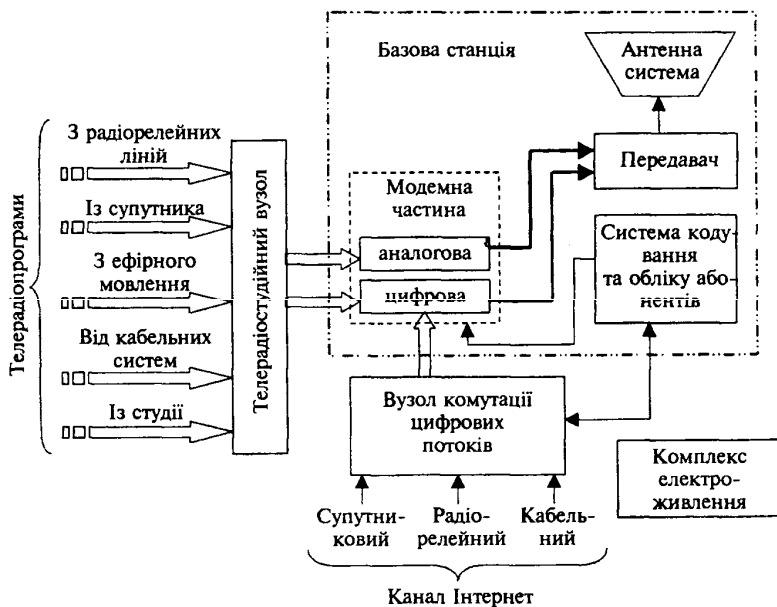


Рис. 2. Структурна схема ЦС

релейної і кабельної ліній, супутникового каналу. В разі потреби до складу вузла комутації може бути включений повний комплекс устаткування провайдера Інтернету з виходом у телефонну мережу загального користування (ТМЗК).

В центральній станції знаходиться система кодування та обліку абонентів, побудована на основі комп'ютерної бази даних, аналогової і цифрових систем кодування. Комп'ютерна база даних постійно відстежує індивідуальні запити абонентів на трансляцію тих чи інших телерадіопрограм і потоку даних, має вихід у ТМЗК і надає вхідні дані для керування системами кодування мовних каналів.

Система кодування та обліку абонентів разом із модемною частиною, антенною системою і передавачем (або приймальним передавачем) становлять так звану базову станцію — головний вузол із забезпечення трансляції телерадіоінформації в мікрохвильовому діапазоні. Модемна частина є стержнем аналогових і цифрових модемів, які забезпечують необхідну модуляцію сигналів, що надходять до них, і перенесення їх на

вихідну проміжну частоту передавача базової станції. Кількість модемів визначається кількістю передавальних каналів станції. Залежно від побудови каналних трактів передавача розрізняють передавач із незалежними каналами і груповий передавач з одним вихідним підсилювачем. При побудові за першим типом об'єднання каналів проводиться в частотному суматорі, безпосередньо пов'язаному з антенною системою. Така побудова дозволяє враховувати особливості конкретного передавального каналу (метод модуляції, стабільність частоти тощо) і дотримуватись максимально високої якості сигналу, що транслюється.

Побудова групового передавача дешевша, але має ряд недоліків, пов'язаних із жорсткими вимогами до єдиного для всіх каналів вихідного широкосмугового підсилювача (ШСП) потужності. Тут сигнали після модуляторів у конверторах зміщуються по частоті вгору, підсумовуються в об'єднуючому пристрої і надходять до ШСП. Така побудова зручна для трансляції телерадіопрограм у довгохвильовій частині НВЧ-діапазону, де можлива реалізація подібного підсилювача і його надійної роботи при дотриманні всіх до нього вимог, особливо за рівнями інтермодуляції і нерівномірності частотно-фазових характеристик. З підвищенням частоти побудова групового передавача стає менш ефективною.

Як антенна система використовується фідерний тракт на основі хвилеводів або коаксіальних кабелів і антен із звуженими діаграмами спрямованості (ДС) у вертикальній площині, щоб не створювати перешкод супутниковим приймальним установкам. Антени бувають всенаправлені з круговою ДС і секторні — з розхилом від 30 до 180°. Застосування тих чи інших типів антен визначається потребами по розміру охоплення території і дозволеному сектору мовлення, обмеженнями, що накладаються використанням робочим діапазоном частот, та особливостями наявної територіальної зони обслуговування.

Для якісного прийому аналогових і цифрових інформаційних сигналів супутникових каналів використовується телепорт, до складу якого входить ряд приймальних комплексів з антенами діаметром 1,5–5 м.

Інфраструктуру ШМРС утворюють переважно розподільні радіолінії, які з'єднують студійні центральною станцією та кожною з них між собою, а також утворюють з'єднання з ТМЗК і різноманітними лініями волоконного зв'язку (ЛВЗ). Радіолінії будуються найчастіше на основі мікрохвильових малогабаритних радіорелейних станцій і, рідше, — на основі виділених супутникових каналів [2, 3]. Проте через великий обсяг інформації, що передається в ШМРС (десятки аналогових телеканалів, цифрові потоки із сумарними швидкостями передачі до 100 Мбіт/с), останнім часом як розподільні лінії вони застосовуються там, де це дозволяють місцеві умови і ВОЛЗ. Це особливо важливо для цифрових ШМРС ВВЧ-діапазону, які мають забезпечити повний набір сучасних послуг цифрового доступу як до комп'ютерних мереж, так і до ТМЗК, мультимедійних банків даних.

Призначення ретрансляторів у ШМРС аналогічне їх призначенню у традиційному ефірному мовленні, тобто вони мають обслуговувати ті ділянки зон дії радіопередавача центральної станції, де через екранізуючий вплив рельєфу місцевості не можна забезпечити з належною якістю прийом сигналів, що транслюються, а також розширення зон обслуговування центральної трансляційної станції.

Найрізноманітнішими є абонентські станції прийому в ШМРС. Вони бувають індивідуальні і колективні, сумісні із стандартними супутниковими тюнерами або виконані тільки під визначений тип ШМРС, призначені лише для прийому телепрограм і/або потоку даних тощо. Очевидно, що різноманітність абонентських станцій цілком закономірна і визначається типом ШМРС, призначенням конкретного абонентського термінала і його ціною.

Залежно від використовуваних базовими станціями антенних систем зона трансляції ШМРС буває круговою (при все направленій антені) або секторною (при відповідній одній антені або кількох). У круговій зоні дії базова станція розміщується в центрі кола, радіус якого називається дальністю роботи системи. Розмір такого радіуса значною мірою залежить від погодних умов і рельєфу місцевості. Тому звичайно під радіусом дії розуміють відстань від базової станції до точки впевненого прийому при найгірших для даної місцевості

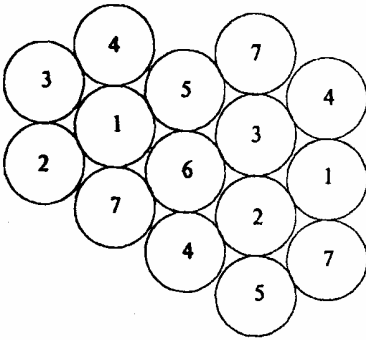


Рис. 3. Частотний розподіл при круговій зоні дії

них поряд базових станцій (або їх ретрансляторів) слід вибирати так, як показано на рис. 3, де зображено ряд кругових зон із номерами від 1 до 7, які відповідають семи різним робочим частотам передачі. Поляризаційний і тимчасовий поділ каналів передачі рекомендується застосовувати всередині зон мовлення, а не для забезпечення розв'язки між сусідніми зонами (щоб не з'явилися якісь передумови для виникнення випадкових перехресних перешкод між зонами).

Обмеженість частотного ресурсу в різній мірі властива будь-якій радіосистемі і необхідність роботи в певній просторовій зоні при забезпеченні максимальної ефективності використання потужності передавача визначили організацію побудови системи по секторах. При цьому зона трансляції (включаючи і кругову) поділяється на парне число: 4, 6, 8 і т. д. кутових секторів, в яких встановлюються передавачі з антенами із секторної ДС. Секції кожна через одну можуть обслуговуватися однаковими (за частотою) передавачами, що підвищує ефективність використання смуги частот у два–чотири і більше разів. Приклад побудови чотири секторної зони дії показано на рис. 4. Як видно з цього рисунка, найбільша небезпека виникнення міжсекторних перешкод знаходиться у близькій від передавача зоні з високою щільністю випромінювань від бічних пелюсток секторних антен. Відстроювання сигналів у суміжних секторах створюється за рахунок частотного рознесення, зміни поляризації або засобу модуляції.

погодних умовах. При розрахунках інтерференції між сусідніми зонами мовлення базових станцій використовується поняття максимального радіуса дії, що визначається як найбільша відстань від базової станції до точки можливого прийому сигналу ШМРС без врахування ослаблення радіохвиль у гідрометеорах і впливу поверхні ландшафту.

При круговій зоні трансляції вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

вибір частот мовлення розташованих

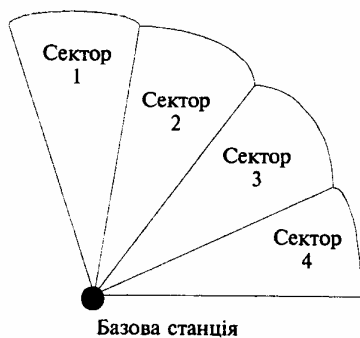


Рис. 4. Структура чотирьох секторної зони дії

єдино можливою. Це зумовлено швидким згасанням міліметрових хвиль в атмосфері. Віддалені один від одного стільники з'єднуються оптоволоконною або іншою швидкісною лінією.

Ефективність використання смуги частот і потужності передавачів для ШМРС ВВЧ-діапазону можна підвищити за рахунок організації мережі за стільниковим принципом, який полягає в тому, що територія дії підрозділяється на малі осередки, своєрідні “стільники”, кожний з яких обслуговується окремим передавачем. Радіус його дії, як правило, невеликий — до 3–6 км. Стільникова побудова для таких ШМРС є

Системи Інтернет-доступу на базі ШМРС

Значний інтерес сьогодні викликає передача сигналів Інтернету і даних за допомогою ШМРС. Великі зони мовлення ШМРС і можливість їх інтеграції з інформаційними послугами Інтернету дозволяють операторові ШМРС провайдерів Інтернету разом легко обслуговувати віддалених користувачів [4]. Це сприяє початковому розгортанню, а надалі й розширенню Інтернет-послуг.

Дані, які запитують користувачі через ТМЗК, транслюються оператором ШМРС прямим потоком у спеціально виділених одному або кількох цифрових каналах, кожний з яких може ділитися ще на ряд підканалів передачі даних. У кожному з підканалів, як правило, забезпечується швидкість трансляції прямого потоку даних з Інтернету до 10 Мбіт/с. Сумарна ж швидкість передачі прямого потоку інформації з Інтернету може досягати 54–68 Мбіт/с. В цілому системна продуктивність дає можливість взяти на обслуговування і забезпечити сервісом декілька десятків тисяч користувачів Інтернету (від однієї головної станції). Структурну схему реалізації швидкого однонаправленого безпроводового доступу в Інтернет для ШМРС наведено на рис. 5. Один кабельний модем, який



Рис. 5. Структурна схема реалізації швидкого одно направленного беспроводного доступа в Интернет для ШМРС

підключається до того ж кабелю зниження, що й телевізійний приймач, забезпечує обслуговування як індивідуального користувача з одним комп'ютером, так і колективного абонента, який має корпоративну ЛВЗ і може нараховувати до декількох десятків комп'ютерів.

Можуть існувати різноманітні варіанти розміщення устаткування провайдерів Інтернету і відповідні їм схеми взаємовідносин. Це може бути розміщення устаткування одного провайдера в кількох місцях або партнерська взаємодія безпроводового і проводового сервіс-провайдера Інтернету. Прикладом використання високошвидкісного доступу до Інтернету в системі ШМРС може бути також суто проводове підключення через місцевого провайдера групи віддалених користувачів, що знаходяться, наприклад, ізольовано (рис. 6).

Зараз випробовується також двонаправлений доступ в Інтернет через МТРС, коли і дані (прямий потік), і запити (зворотний потік) передаються по радіоканалу. Додатковими можливостями такої системи стануть найближчим часом підтримка IP-телефонії і повного двонаправленого мультимедіа-сер-

вісу. Однак поширення таких систем гальмується дорожнечою прийнятно-передавального устаткування абонента і необхідним додатковим радіоресурсом.

Фірма *COMWAVE* і корпорація *ADC Telecommunications Inc* пропонують систему Інтернет-доступу на базі *MMDS* [5]. Виділений для трансляції цифровий телевізійний канал завширшки 6 МГц ділиться на три підканали по 2 МГц. В кожному з підканалів забезпечується швидкість передачі даних 10 Мбіт/с, а після автоматичної корекції помилок – близько 9 Мбіт/с. При цьому використовується модуляція 64-QAM. Загальна швидкість передачі на радіочастотний канал завширшки 6 МГц становить 30 Мбіт/с (27 Мбіт/с для абонентів).

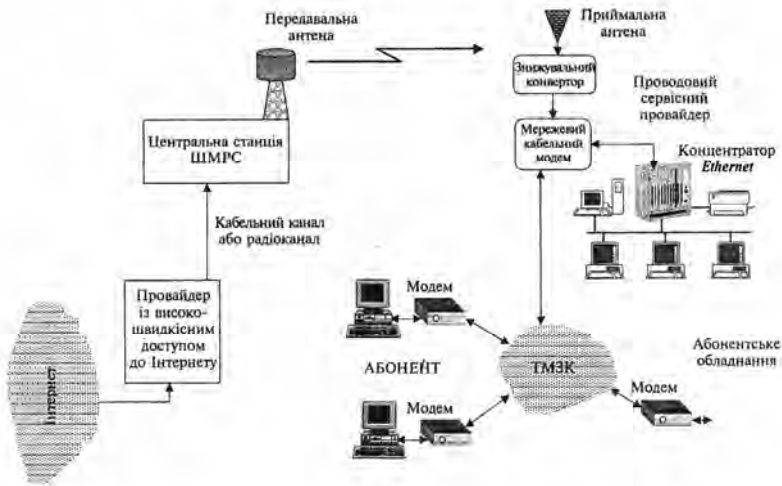


Рис. 6. Високошвидкісний доступ до Інтернету в системі ШМРС

Для ефективного обслуговування абонентів запропоновано секторну високочастотну передачу даних, показану на рис. 7. При цьому є шість секторів по 60 градусів, між якими поділені два високочастотних канали (A1 і B1) з різними несучими частотами.

Запропонований кабельний модем абонента *SCM-201* (фірми *COMWAVE*) дозволяє працювати з окремим комп'ютером по інтерфейсу 10 Base, підтримувати до 20 комп'ютерів за допомогою концентратора *Ethernet* та забезпечувати швидкість

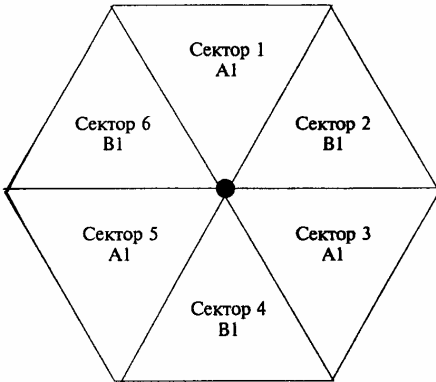


Рис. 7. Секторна схема високочастотної передачі даних

зворотного потоку даних (запит до провайдера через ТМЗК) у 28,8 Кбіт/с.

Кількість можливих активних абонентів в одиничному секторі при потоці 50 Кбіт/с на абонента становить 540, а при п'ятикратному завантаженні – 2700.

Основним гальмом розвитку Інтернет-лоступу через *MMDS* є її частотна обмеженість, причому частина робочого діапазону *MMDS* збігається з частотами роботи ряду

радіоподов-жувачів комп'ютерних мереж. Застосовуваний у *MMDS* високорівневий тип модуляції потребує певних умов поширення радіохвилі і підвищеного відношення сигнал/шум на виході конвертора абонента. Все це потребує високих рівнів передавальної потужності і ще й негативно впливає на екологічний стан. Крім того, зараз ціна одного лише КАМ-декодера досить висока, що істотно здорожчує абонентське устаткування.

Цікаві можливості щодо організації інтерактивних мультимедійних мереж відкриваються при використанні безпроводових стільникових мереж, які працюють в області ВВЧ-діапазону, де традиційно використовуються діапазони 27–30 ГГц (*LMDS*) і 40–42 ГГц (*MVDS*).

Специфіка безпроводових мереж на міліметрових хвилях робить їх прийнятними для передачі сигналів Інтернету. Найважливішою перевагою їх перед *MMDS* є широкий робочий діапазон частот, який становить близько 2 ГГц, тобто в 10 разів більший діапазону, стандартно виділеного для систем *MMDS*. Малий розмір стільників дозволяє індивідуалізувати надані всередині стільника послуги. Розмір стільника залежить від потужності передавача і типу використовуваної модуляції. *QPSK*-модульований сигнал звичайно передається на 8–12 км, а КАМ-модульований – на 2–6 км.

Система *LMDS* дозволяє надавати прямі канали передачі даних з 2 Мбіт/с, а запропонований для неї новий метод передачі обіцяє реалізувати можливість користуватися послугами в 54 Мбіт/с [6].

Нині системи *MVDS* пропонують повністю цифровий варіант трансляції цифрового телебачення (ЦТБ). Передача даних здійснюється по будь-якому з цифрових каналів, причому в системах «супутникового» типу відбувається пряма ретрансляція супутникового Інтернет-каналу. При цьому використовуються канали завширшки 36–40 МГц із *QPSK*.

У вітчизняній системі МІТРІС передача даних здійснюється через виділений цифровий канал смугою 28 МГц при використанні *QFSK*, що сприяє трансляванню загального цифрового потоку із швидкістю 34 Мбіт/с. В даному разі використана всенаправлена антена не забезпечує можливості охопити таку ж кількість абонентів, як при секторизації мовлення, описаному раніше.

Перспективнішими виглядають ШМРС із зворотним радіоканалом. У системах *MMDS* для цих цілей пропонується дозволений у США діапазон частот 2,15–2,36 ГГц. При цьому як передавальна і приймальна антени використовується антена головної (центральної) станції *MMDS*. Тут знову ж таки виникає питання про зайнятість такого діапазону мобільними засобами зв'язку і радіоподовжувачами. Однак виникає питання, яким має бути рівень випромінюваної потужності передавача абонента, сигнал якого міг би “пробитися” до антени головної станції?

Утворення зворотних радіоканалів у ШМРС ВВЧ-діапазону на частотах, виділених на краю діапазону систем мовлення, частково вирішує проблему зворотного каналу. Однак радіус дії зворотного каналу буде принаймні вдвічі менший за максимальний радіус мовлення через невисокий коефіцієнт підсилення антени головної станції. Зате такий зворотний радіоканал здатний буде передавати потік із швидкостями 2 Мбіт/с, підтримувати симетричні послуги (відеоконференцзв'язок тощо). Основним недоліком такого засобу формування зворотного радіоканалу є неможливість його використання одночасно всіма численними абонентами, оскільки збільшення виділення частот у діапазоні мовлення під зворотні канали

зменшує кількість телерадіоканалів, трансльовани системою. Щоправда, кількість користувачів, які можуть собі дозволити зворотні канали з потоками в один і більше Мбіт/с, поки що новелика.

У системі МІТРІС на 12 ГГц розроблена нова система формування зворотного радіоканалу через створення ряду радіо концентраторів і з'єднаних симплексних радіорелейних ліній або радіомостів. Дана система здатна не тільки реалізувати обернений радіоканал, але й дає можливість організувати безпроводову локальну обчислювальну мережу серед абонентів. Спрощену схему такої системи показано на рис. 8. Дані від абонента за допомогою спеціального абонентського передавача в діапазоні 40–42 ГГц направляються не до центральної станції МІТРІС, а до найближчого радіоконцентратора, де приймаються і демодулюються сигнали зворотних радіоканалів від цілої групи абонентів, а також формується єдиний мультиплексований цифровий потік, який далі модулюється і зміщується вгору в діапазон прийому антени МІТРІС і передається до неї. Таким чином, при зростанні числа абонентів не потрібно пропорційно збільшувати частотні канали під обернений радіоканал у робочому діапазоні системи.

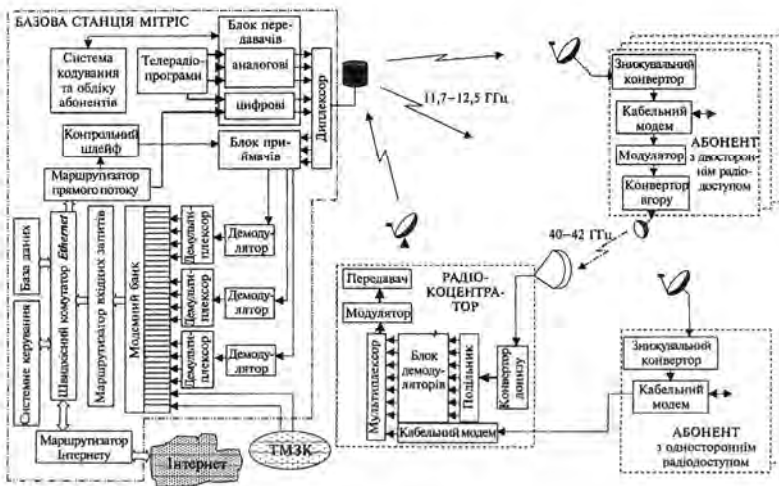


Рис. 8. Інформаційна мережа адміністративного району

Радіоконцентратор, розташований поблизу МГГРІС, може з'єднуватись з нею за допомогою кабельної лінії, що допоможе збільшити пропускну здатність зворотних каналів абонентів, не відрізаючи радіо ресурс системи.

Очевидно, що для зворотного каналу можна успішно застосовувати передавачі УКХ, ВЧ діапазонів. Але такому підході заважає повне завантаження зазначених діапазонів засобами зв'язку і мовлення.

Проблема зворотного каналу передачі даних у ШМРС так само актуальна, як і в супутникових та кабельних мережах.

На завершення слід сказати про основні переваги ШМРС перед іншими системами доступу в Інтернет. Це швидкість розгортання системи, значне охоплення користувачів із мінімальними витратами на комунікації, можливість прийняття окремими абонентами потоків із швидкостями 1–10 Мбіт/с, проста інтеграція по радіоканалах із засобами безпроводового і супутникового зв'язку, велика інформаційна ємність та можливість поетапного нарощування кількості абонентів.

Інтегрований підхід до побудови мережі Інтернет-доступу

Велика кількість існуючих на сьогодні систем, які дають доступ до Інтернету та інших глобальних і національних мереж, зовсім не свідчить про те, що одні системи повністю витісняють інші. Навпаки, вся ця різноманітність і створена для того, щоб доповнити і удосконалити існуючу структуру доступу, надавши при цьому ще цілий ряд послуг, які були недоступні наявним системам. Адже поява високошвидкісних розподільних мереж на базі ВОЛЗ не усунула Інтернет-доступу через ТМЗК, а, навпаки, дозволила вдосконалити структуру ТМЗК через шунтування перевантажених її ділянок (це стосується як швидкостей передачі, так і можливості додзвонитися). Тому в таких структурах якість доступу в Інтернет стала визначатися винятково станом абонентської лінії і можливостями місцевої АТС абонента. Далі поява супутникового одностороннього сервісу і ШМРС дозволила ще більше розвантажити ТМЗК за рахунок того, що ці системи взяли на себе трансляції прямого каналу до абонентів і, таким чином, ще більше розширили список наданих послуг в області інтраме-

реж, сформованих на базі ТМЗК, ШМРС та інших систем доступу. Проте системи доступу мають і принципові відмінності, зумовлені пропускнуою здатністю каналу зв'язку, можливістю кількісного охоплення користувачів, способом передачі даних тощо. В цьому зв'язку склалася своєрідна рівнева ієрархія систем доступу, яку проілюстровано в таблиці.

Порівняльні характеристики систем Інтернет-доступу

Рівні	Найменування систем Інтернет-доступу	Швидкість передачі інформації в каналах			Ступінь охоплення
		прямому		зворотному	
		Типове значення	Максимальне значення	Максимальне значення	
1	Магістральні ВОЛЗ	Десятки Гбіт/с	Сотні Гбіт/с	—	Глобальне і національне розподілення
2	Супутникові розподільні системи	до 10 Мбіт/с	Десятки Мбіт/с	—	
3	Супутникові системи індивідуального доступу	до 400 кбіт/с	10 мбіт/с	1 Мбіт/с	Місцеві, зонові, корпоративні, індивідуальні
4	ШМРС	34 Мбіт/с	155 Мбіт/с	2 Мбіт/с	
5	СКТБ	до 10 Мбіт/с	42 Мбіт/с	8 Мбіт/с	
6	Виділена телефонна лінія	2 Мбіт/с	8 Мбіт/с	2 Мбіт/с	
7	Безпроводові системи	64 кбіт/с	50 Мбіт/с	10 кбіт/с	
8	Комутована ТМЗК	28,8 кбіт/с	56 кбіт/с	33,6 кбіт/с	

Найвищий рівень мають глобальні розподільні системи (магістральні ВОЛЗ і розподільні супутникові системи), які забезпечують системам доступу всіх нижчих рівнів високошвидкісний вихід до глобальних і національних мереж. Інші рівні визначаються своєю пропускнуою здатністю і можливістю забезпечувати нижчим рівням канали доступу з прийнятною для них швидкістю передачі даних. В цьому відношенні ШМРС займає проміжне місце між супутниковими система-

ми і системами кабельного телебачення (СКТБ), що може дозволити МТРС стати сполучною ланкою між цими двома важливими системами, збільшивши при цьому наземний сегмент супутникової мережі і розширивши інфраструктуру замкнутих місцевих СКТБ. Приклад побудови подібної мережі для адміністративного району показано на рис. 9 [7].

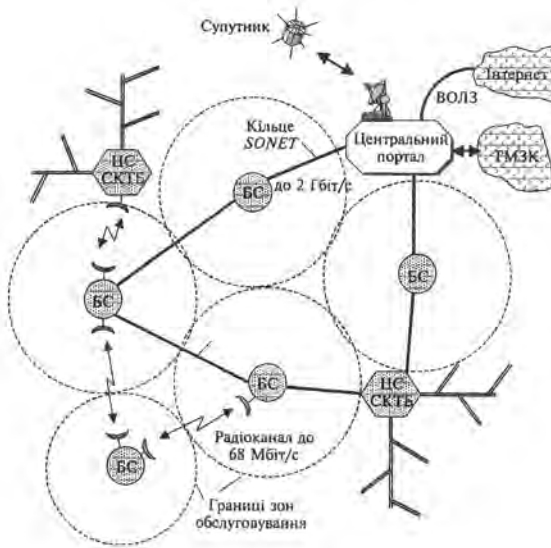


Рис. 9. Система формування зворотного радіоканалу

Основою мережі є синхронна оптоволоконна мережа кільцевої структури стандарту *SONET* (*Synchronous Optical Network* – синхронна оптична мережа), яка оперує швидкостями передачі, кратними 51,84 Мбіт/с. Вона має вісім відповідних рівнів із пропускнуою здатністю від 51,84 до 2488,32 (51,84 Ч 8) Мбіт/с. Така синхронна транспортна мережа сприяє створенню можливості об'єднання через ВОЛЗ базових станцій ШМРС і центральних станцій СКТБ навколо загального центрального порталу, що має високошвидкісний вихід до інших мереж і глобальних інформаційних джерел. Структурну схему такого порталу показано на рис. 10. Інтерфейси внутрішнього устаткування порталу відповідають стандартам стику ліній оптичного зв'язку (система адміністрування, сервер провайдера), G, 703 (комутатор потоків 2,048 Мбіт/с) і *MPEG*. Тому для спіль-

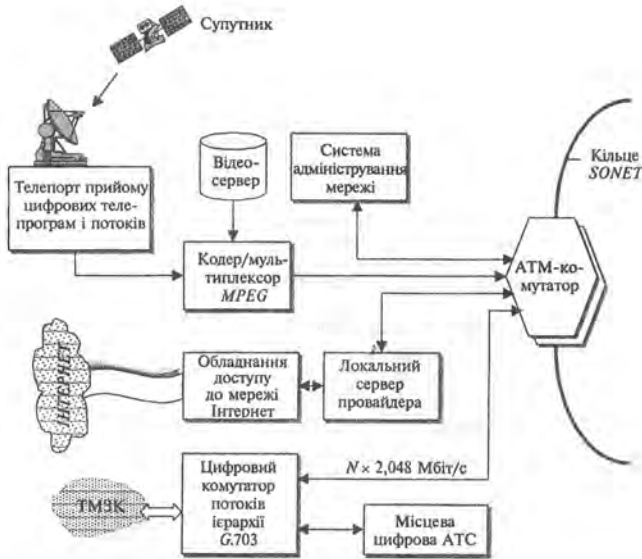


Рис. 10. Структурна схема центрального порталу

ної їх передачі і виділення в синхронній транспортній мережі застосовуються *АТМ*-комутатори, наявні як на центральному порталі, так і на БС ШМРС і ЦС СКТБ. Така побудова мережі Інтернет-доступу може цілком забезпечити потреби району великого міста чи адміністративного центра. Використання в ній систем ШМРС дозволяє провести її швидке розгортання і поетапне нарощування без завершення прокладання транспортної мережі ВОЛЗ, що дасть можливість місцевому провайдеру швидше окупили витрати на будівництво мережі, а користувачам швидше прилучитися до світової мережі Інтернет.

Таким чином, можна з впевненістю зробити висновок, що надання послуг Інтернет-доступу системами ШМРС має велику перспективу особливо у взаємозв'язку з іншими системами доступу. Це дозволяє побудувати сучасну цифрову мережу з наданням високошвидкісного доступу до інформаційних ресурсів Інтернету.

Висновки

Сучасний процес становлення ШМРС типу “точка—багато точок” дає підставу прогнозувати подальше їх поширення

із збільшенням частки в зонах радіомережах, які потребують обміну потоками з високою швидкістю передачі (комп'ютерні мережі і цифрове телебачення). Задумані раніше як системи для створення мереж мовлення ШМРС стають цілком дуплексними цифровими системами, що здатні надавати послуги цифрового телебачення і передачі даних. Сьогодні це чітко виявляється у використанні ШМРС при створенні наземних мереж Інтернет-доступу.

Отже, можна говорити, що ШМРС починають завойовувати своє місце на ринку телекомунікаційних послуг, намагаючись якомога гармонічніше взаємодіяти з існуючими технологіями супутникових, кабельних і стільникових систем зв'язку з використанням стандартних інтерфейсів.

1. *Микроволновые технологии в телекоммуникационных системах* / Т.Н. Нарытник, В.П. Бабак, М.Е. Ильченко, С.А. Кравчук.— Киев: Техника, 2000.— 304 с.

2. *Ильченко М.Е., Кравчук С.А.* Перспективы развития телекоммуникаций // Материалы 11-й Международной конференции КрыМиКо'2001 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 10–14 сентября 2001 г., Севастополь, Крым, Украина.— Севастополь: Предприятие «Вебер», 2001.— С. 237–240.

3. *Кравчук С.А.* Принципы построения современных цифровых радиорелейных систем // Там же.— С. 278–279.

4. *Кравчук С.А., Нарытник Т.Н., Ильченко М.Е.* Направления развития Интернет-доступа посредством МИТРИС // Материалы 10-й Международной Крымской Микроволновой конференции КрыМиКо'2000 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 11–15 сентября 2000 г., Севастополь, Крым, Украина.— Севастополь: Предприятие «Вебер», 2000.— С. 105–106.

5. *Андерсон П., Атрашкевич А.* Трансляция цифровых программ и обеспечение высокоскоростного доступа к Интернет с помощью систем MMDS // ТЕЛЕ-Спутник.— 1998.— № 5.— С. 76–77.

6. *Уразова С.* Хроника «скачущего» сигнала // Там же.— № 8.— С. 38–41.

7. *Создание сетей с интеграцией услуг на базе микроволновых телерадиоинформационных систем* / Т.Н. Нарытник, С.А. Кравчук, М.Е. Ильченко, А.Я. Савченко // Зв'язок.— 1999.— № 6.— С. 14–18.

Рекомендована Радою
Науково-дослідного інституту
телекомунікацій НТУУ «КПІ»

Надійшла до редакції
4 жовтня 2002 року

Ильченко М. Е., Гусева М. Н., Калинин Ю. В.

СИНТЕЗ ПАССИВНЫХ ПОЛОСОВЫХ СИММЕТРИЧНЫХ ФИЛЬТРОВ С УЧЕТОМ ДИССИПАТИВНЫХ ПОТЕРЬ

Предложен метод синтеза пассивных симметричных фильтров по заданным величине диссипативных потерь и уровню неравномерности амплитудно-частотной характеристики в полосе пропускания, а также по заданному затуханию резонансных контуров и неравномерности амплитудно-частотных характеристик в полосе пропускания.

При проектирования фильтров СВЧ и других избирательных устройств, применяют метод синтеза идеальных фильтров с использованием прототипа ФНЧ [1]. Однако, при этом практически не учитываются диссипативные потери.

В настоящей статье предложен метод синтеза пассивных симметричных полосовых фильтров по заданным величинам диссипативных потерь в полосе пропускания фильтра, неравномерности и форме амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), а также синтеза пассивных симметричных фильтров по заданной величине собственного затухания резонансных контуров, неравномерности АЧХ в полосе пропускания и заданной форме характеристики.

Исходным условием для решения задачи синтеза пассивных симметричных фильтров по заданной величине диссипативных потерь при заданной форме АЧХ и неравномерности в полосе пропускания является задающая функция [2]. Задающая функция (функция передачи мощности в нагрузку) для синтеза пассивного фильтра $L(l)$ представляет собой суперпозицию постоянной в рабочем диапазоне частот величины диссипативных потерь $L(d)$ и частотно-зависимой составляющей функции $L(\omega)$:

$$L(l) = -L(d) - L(\omega) = 10 \lg [1 / (1 + d^2) [1 + h^2 \cdot |f(j\omega)|^2]],$$

где $d = \sqrt{10^{-0,1 \cdot L(d)} - 1}$ — параметр диссипативных потерь; $h = \sqrt{10^{-0,1 \cdot L(h)} - 1}$ — параметр неравномерности АЧХ; $f(j\omega) = F(j\xi)/F(j1)$ — частотно-зависимая составляющая аппроксимирующей функции; $F(j\xi)$ — полином переменной $\xi = x/x_b$; $x = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ — расстройка частоты ω относительно центральной частоты $\omega_0 = \sqrt{\omega_{b1} \cdot \omega_{b2}}$, $x_b = (\omega_{b2} - \omega_{b1})/\sqrt{\omega_{b1} \cdot \omega_{b2}}$ — относительная расстройка частоты на границе полосы пропускания [3], где $|f(j\omega_b)| = 1$, а $L(\omega_b) = L(h)$. В полосе заграждения $L(l) = L(c)$.

Задающая функция пассивного симметричного фильтра по модулю функции передачи мощности в его нагрузку представлена на рис. 1.

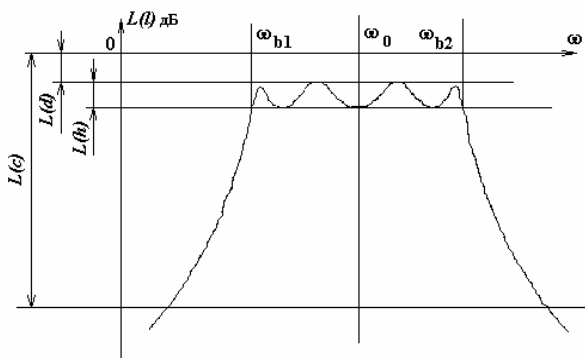


Рис. 1.

Представление задающей функции произведением частотно-зависимой составляющей на постоянный в рабочем диапазоне частот сомножитель позволяет воспользоваться результатами многочисленных работ по синтезу идеальных фильтров и фильтров с диссипативными потерями, где показано, что для аппроксимации АЧХ пассивных минимально-фазовых фильтров могут быть использованы полиномы Гурвица или их отношения [4]. Передаточные функции в этом случае реализуются схемами, среди которых наименьшее количество элементов содержат цепные (рис. 2: a —параллельное

включение контуров фильтра; b — последовательное включение контуров). Причем одна и та же передаточная функция может быть реализована различными схемами, что позволяет учесть дополнительные технические требования при выборе наиболее выгодного варианта.

Обобщенная матрица реализации цепной схемы фильтра, представленной на рис. 2а [5],:

$$[D_a] = \begin{vmatrix} D_1 + j\xi & -jK_{12} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -jK_{12} & D_{02} + j\xi & -K_{23} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -jK_{32} & D_{03} + j\xi & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & D_{0(n-1)} + j\xi & -jK_{n-1,n} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -jK_{n,n-1} & D_n + j\xi \end{vmatrix}, \quad (1)$$

где $D_1 = D_{g_G} + D_{01}$; $D_n = D_{g_L} + D_{0n}$, D_{g_G} — нормированное на x_b затухание, вносимое генератором в 1-й контур фильтра, D_{g_L} — нормированное на x_b затухание, вносимое нагрузкой в последний контур фильтра.

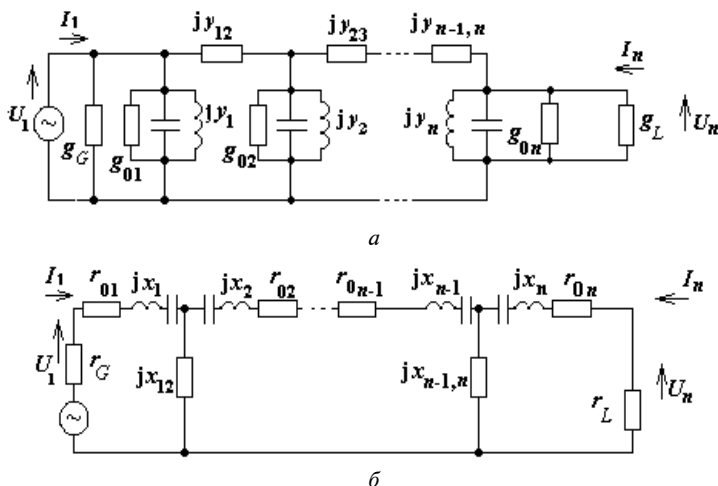


Рис. 2

Обобщенная матрица реализации схемы, представленной на рис. 2б,

$$[D_6] = \begin{vmatrix} D_1 + j\xi & jK_{12} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ jK_{21} & D_{02} + j\xi & jK_{23} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & jK_{32} & D_{03} + j\xi & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & D_{0(n-1)} + j\xi & jK_{n-1,n} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & jK_{n,n-1} & D_n + j\xi \end{vmatrix}, \quad (2)$$

где $D_1 = D_{r_G} + D_{01}$; $D_n = D_{r_L} + D_{0n}$, D_{r_G} — нормированное на x_b затухание, вносимое генератором в 1-й контур фильтра, D_{r_L} — нормированное на x_b затухание, вносимое нагрузкой в последний контур фильтра.

Связь элементов эквивалентных схем синтезируемых фильтров с элементами обобщенных матриц фильтра (1), (2) представлена в таблице 1.

Таблица 1.

Элементы $[D_a]$ $[D_6]$	параллельная схема	последовательная схема
D_i	$g_i Z_{ei} / x_b$	$r_i / Z_{ei} x_b$
D_{0i}	$g_{0i} Z_{ei} / x_b$	$r_{0i} / Z_{ei} x_b$
$K_{i,i+1}$	$ \operatorname{Im} Y_{i,i+1} \sqrt{Z_{ei} Z_{e(i+1)}} / x_b$	$ \operatorname{Im} Z_{i,i+1} x_b \sqrt{Z_{ei} Z_{e(i+1)}}$
Z_{ei}	$1 / \omega_0 C_{ei}$	$\omega_0 L_{ei}$
C_{ei}	$\frac{1}{2} d \operatorname{Im} Y_{ii} / d\omega _{\omega=\omega_0}$	—
L_{ei}	—	$\frac{1}{2} d \operatorname{Im} Z_{ii} / d\omega _{\omega=\omega_0}$

Функция передачи мощности в нагрузку фильтра с числом n контуров имеет вид:

$$L(l) = 10 \lg [4(D_1 - D_{01})(D_n - D_{0n}) |\Delta_{1n}|^2 / |\Delta|^2] = 10 \lg |S_{1n}|^2. \quad (3)$$

Функция отражения мощности от входа таких фильтров имеет вид:

$$|\Gamma| = \sqrt{1 - \frac{4(D_1 - D_{01})}{|\Delta|^2} \times \left(\sum_{i=1}^{n-1} D_{0i} |\Delta_{li}|^2 + D_n |\Delta_{ln}|^2 \right)} = |S_{11}|, \quad (4)$$

$$i = 1, 2, 3 \dots n.$$

Используя соотношения (3), (4) и вводя элемент S_d рассеяния мощности внутри четырехполюсника, можно показать, что для фильтра с потерями $|S_{11}|^2 + |S_{ln}|^2 + |S_d|^2 = 1$, где $|S_d|^2 = \frac{4(D_1 - D_{01})}{|\Delta|^2} \sum_{i=1}^n D_{0i} |\Delta_{li}|^2 = \sum_{i=1}^n |S_{di}|^2$, Δ и Δ_{li} — определитель и алгебраическое дополнение матриц (1), (2), $|S_{di}|^2$ — передача мощности генератора в элемент потерь i -го контура фильтра.

Полученные соотношения позволяют обобщить их на случай возможности подключения произвольных нагрузок к каждому из резонансных контуров фильтра $|S_{11}|^2 + \sum_{i=1}^n |S_{li}|^2 + \sum_{i=1}^n |S_{di}|^2 = 1$, где $|S_{li}|^2 = 4(D_1 - D_{01})(D_i - D_{0i}) |\Delta_{li}|^2 / |\Delta|^2$.

Далее будет производиться синтез фильтров с одной нагрузкой, подключенной к n -му контуру фильтра.

Аппроксимация АЧХ при синтезе фильтров с учетом диссипативных потерь имеет целый ряд особенностей по сравнению с аппроксимацией, используемой при синтезе идеальных фильтров.

В [6] показано, что применение параметрического семейства полиномов переменной ξ :

$$O_n(\xi) = 0,5[(\xi + \sqrt{\xi^2 - \eta})^n + \eta^n(\xi + \sqrt{\xi^2 - \eta})^{-n}]$$

и введение в аппроксимирующий полином элемента, зависящего от величины собственного затухания резонансных контуров $F(D_0)$, значительно расширяет возможности синтеза фильтров с учетом диссипативных потерь.

Корни полиномов параметрического семейства расположены на эллипсах в комплексной плоскости (рис. 3). Гео-

метрическое место точек, на котором расположены корни полинома, называется орбитой и определяется параметром η . Полиномы Чебышева ($\eta = 1$) и Баттерворта ($\eta = 0$) являются частным случаем параметрического семейства полиномов.

Корни аппроксимирующего полинома с учетом диссипативных потерь будут иметь вид:

$$p_i = -\frac{e^\alpha - \eta e^{-\alpha}}{2} \sin \beta_i + j \frac{e^\alpha + \eta e^{-\alpha}}{2} \cos \beta_i - D_0 = -A_i + j B_i,$$

$$\text{где } A_i = +\frac{e^\alpha - \eta e^{-\alpha}}{2} \sin \beta_i + D_0; \quad B_i = \frac{e^\alpha + \eta e^{-\alpha}}{2} \cos \beta_i,$$

$$\beta_i = (2i - 1) \pi / 2n. \quad (5)$$

Полином функции аппроксимации через координаты его корней F_i представляется как:

$$F(j\xi) = \prod_{i=1}^n (j\xi + A_i - jB_i) = \quad (6)$$

$$= (j\xi)^n + (j\xi)^{n-1} C_{n-1} + (j\xi)^{n-2} C_{n-2} + \dots + (j\xi)^1 C_1 + C_0.$$

Первый вариант синтеза выполняется при заданной величине минимального затухания $L(d)$ в полосе пропускания $\xi = \pm 1$, заданной величине неравномерности АЧХ в полосе пропускания $L(h)$, параметре орбиты z и числе резонансных контуров n с использованием матриц функции реализации (1) или (2) и уравнения функции передачи мощности в нагрузку фильтра

$$L(l) = L(d) = 10 \lg \frac{4(D_1 - D_0)(D_n - D_0) |\Delta_{ln}|^2}{|\Delta|^2} = 10 \lg \frac{1}{1 + d^2} \quad (7)$$

при $\xi = 0$ для нечетных n или ξ , соответствующего $L(d)_{\min}$ в полосе пропускания для четных n .

На границе полосы пропускания при $\xi = \pm 1$

$$L(l) = -L(d) - L(h) = 10 \lg \frac{4(D_1 - D_0)(D_n - D_0) |\Delta_{ln}|^2}{|\Delta|^2} =$$

$$= \frac{1}{(1 + d^2)(1 + h^2)}. \quad (8)$$

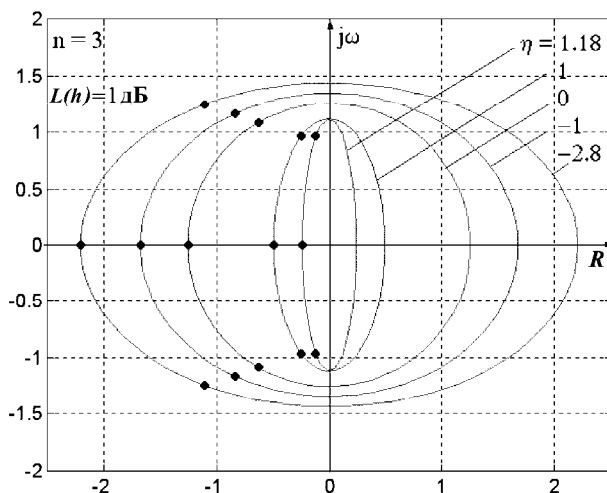


Рис. 3

Решение такой задачи дано ниже на примере синтеза трехконтурного симметричного фильтра при $\eta = 0$, $L(d) = 1$ дБ, $L(h) = 1$ дБ.

β_i определяется из соотношения (5): $\beta_1 = 30^\circ$, $\beta_2 = 90^\circ$, $\beta_3 = 150^\circ$.

Корни полинома аппроксимации будут иметь вид:

$$p_1 = -A_1 + jB_1 = -(e^\alpha - \eta e^{-\alpha}) \cdot 0,25 - D_0 + j(e^\alpha + \eta e^{-\alpha}) \cdot 0,433,$$

$$p_2 = -A_2 = -(e^\alpha - \eta e^{-\alpha}) \cdot 0,5 - D_0,$$

$$p_3 = -A_3 - jB_3 = -(e^\alpha - \eta e^{-\alpha}) \cdot 0,25 - D_0 - j(e^\alpha + \eta e^{-\alpha}) \cdot 0,433,$$

а при $\eta = 0$

$$p_1 = -A_1 + jB_1 = -e^\alpha \cdot 0,25 - D_0 + je^\alpha \cdot 0,433,$$

$$p_2 = -A_2 = -\frac{e^\alpha}{2} - D_0, \quad p_3 = -A_3 - jB_3 = -e^\alpha \cdot 0,25 - D_0 - je^\alpha \cdot 0,433.$$

Полином аппроксимации (6) для трехконтурного фильтра будет иметь вид:

$$F_a(j\xi) = (j\xi + A_1 - jB_1)(j\xi + A_2)(j\xi + A_3 + jB_3) = -j\xi^3 - \xi^2(2A_1 + A_2) + j\xi(2A_1A_2 + A_1^2 + B_1^2) + A_2(A_1^2 + B_1^2) = -j\xi^3 - \xi^2C_2 + j\xi C_1 + C_0, \quad (9)$$

где

$$C_0 = 0,125e^{3\alpha} + 0,5e^{2\alpha}D_0 + e^\alpha D_0^2 + D_0^3; \quad C_1 = 0,5e^{2\alpha} + 2e^\alpha D_0 + 3D_0^2; \\ C_2 = e^\alpha + 3D_0.$$

Полином функции реализации для $n = 3$ будет иметь вид:

$$F_r(j\xi) = -j\xi^3(2D_1 + D_0) + j\xi(2D_1D_0 + D_1^2 + 2K_{12}^2)D_0 + D_1^2D_0 + 2D_1K_{12}^2. \quad (10)$$

Сравнением коэффициентов при переменных $j\xi$ равных степеней функции аппроксимации (9) и функции реализации (10) могут быть получены элемент аппроксимации α , собственное затухание резонансных контуров D_0 , элементы матриц $D_1 = D_n$ и $K_{i,i+1}$:

$$2D_1 + D_0 = C_2, \quad 2D_1D_0 + D_1^2 + 2K_{12}^2 = C_1, \quad D_1^2D_0 + 2D_1K_{12}^2 = C_0. \quad (11)$$

Используя эти соотношения, получаем

$$K_{12} = \sqrt{\frac{C_0}{C_2 - D_0} - \frac{C_2 - D_0}{4} D_0}. \quad (12)$$

Неизвестные значения элемента аппроксимации α и величина D_0 определяются при совместном решении двух уравнений: функции передачи пассивного симметричного фильтра по элементам задающей функции на центральной частоте (7) и на границе полосы пропускания (8):

$$\frac{4(D_1 - D_0)^2 K_{12}^4}{C_0^2} = \frac{1}{1 + d^2}; \\ \frac{4(D_1 - D_0)^2 K_{12}^4}{(-1 + C_1)^2 + (-C_2 + C_0)^2} = \frac{1}{(1 + d^2)(1 + h^2)}. \quad (13)$$

Подстановкой в (13) уравнений (11) и (12) получена система двух уравнений, из которых определяются два неизвестные: α и D_0 .

$$\frac{(C_2 - 3D_0)^2 \left(\frac{C_0}{C_2 - D_0} - \frac{(C_2 - D_0)D_0}{4} \right)^2}{C_0^2} = \frac{1}{1 + d^2};$$

$$\frac{(1 + C_1)^2 + (-C_2 + C_0)^2}{C_0^2} = 1 + h^2.$$

Форма АЧХ синтезируемого фильтра определяется заданной величиной η . В табл. 2 представлены результаты синтеза симметричных фильтров по заданной величине потерь $L(d)_{\min} = 1$ дБ и неравномерности $L(h) = 1$ дБ в полосе пропускания $\xi = \pm 1$ при $\eta = 0$ и $n = 2 \dots 10$.

Таблица 2.

n	α	$D0$	$D1=Dn$	$K12$	$K23$	$K34$	$K45$	$K67$	$K67$	$K78$	$K89$	$K9,10$
2	1,0794	0,1200	1,1605	1,0405	—	—	—	—	—	—	—	—
3	0,9865	0,0772	1,4182	0,9482	0,9482	—	—	—	—	—	—	—
4	0,9322	0,0559	1,7154	1,0680	0,6873	1,0680	—	—	—	—	—	—
5	0,8968	0,0436	2,0271	1,2259	0,6814	0,6814	1,2259	—	—	—	—	—
6	0,8718	0,0356	2,3455	1,3975	0,7234	0,6189	0,7234	1,3975	—	—	—	—
7	0,8533	0,0300	2,6674	1,5755	0,7830	0,6182	0,6182	0,7830	1,5755	—	—	—
8	0,8389	0,0259	2,9912	1,7571	0,8511	0,6406	0,5898	0,6406	0,8511	1,7571	—	—
9	0,8274	0,0228	3,3162	3,3162	1,9408	0,9240	0,6740	0,6740	0,9240	1,9408	3,3162	—
10	0,8180	0,0204	3,6419	2,1258	0,9999	0,7137	0,6039	0,5735	0,6039	0,7137	0,9999	2,1258

На рис. 4 представлены АЧХ функций передачи мощности в нагрузки фильтров (а) и отражения мощности к генератору (б), рассчитанные предложенным методом, параметры которых представлены в табл. 2:

Синтез также может быть выполнен при заданных величинах D_0 , η и $L(h)$. Уравнения для определения элементов функции реализации по заданным элементам функции аппроксимации получаются сравнением коэффициентов при переменных с одинаковыми степенями функции аппроксимации (9) и полинома функции реализации (10).

Величина α определяется из неявных уравнений при заданном значении неравномерности АЧХ на границе полосы пропускания $F(\xi = 1)$ для нечетных n при $F(\xi = 0)$: $1 + h^2 = F(\xi = 1)/F(\xi = 0)$. Для четных n ξ знаменателя этой функции аппроксимации (13) определяется в точках минимальных потерь.

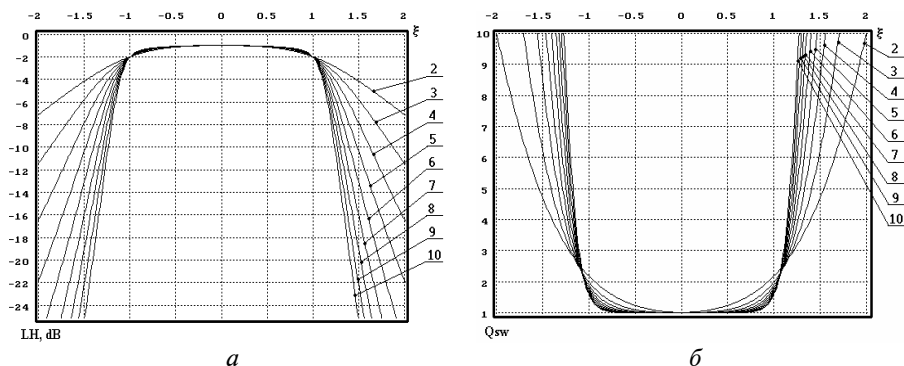


Рис. 4

В табл. 3 представлены результаты синтеза симметричных фильтров по заданной величине $D_0 = 0,1$, неравномерности $L(h) = 1$ дБ в полосе пропускания $\xi = \pm 1$ при заданном параметре аппроксимации $\eta = 1$ и $n = 2 \dots 10$.

Таблица 3.

n	$D_1=D_n$	K_{12}	K_{23}	K_{34}	K_{45}	K_{56}	K_{67}	K_{78}	K_{89}	$K_{9, 10}$
2		0,91042								
3	0,89597	0,83173	0,83173							
4	1,15306	0,90160	0,69509	0,90160						
5	1,49045	1,04114	0,71254	0,71254	1,04114					
6	1,85073	1,20971	0,75837	0,69858	0,75837	1,20971				
7	2,25027	1,41046	0,82437	0,71962	0,71962	0,82437	1,41046			
8	2,67176	1,63104	0,90307	0,75522	0,72221	0,75522	0,90307	1,63104		
9	3,11823	1,87099	0,99340	0,80129	0,74185	0,74185	0,80129	0,99340	1,87099	
10	3,58746	2,12768	1,09371	0,85564	0,77147	0,74925	0,77147	0,85564	1,09371	2,12768

На рис. 5 представлены АЧХ функций передачи мощности в нагрузки фильтров (а) и отражения мощности к генератору (б), рассчитанные предложенным методом с параметрами из в табл. 3.

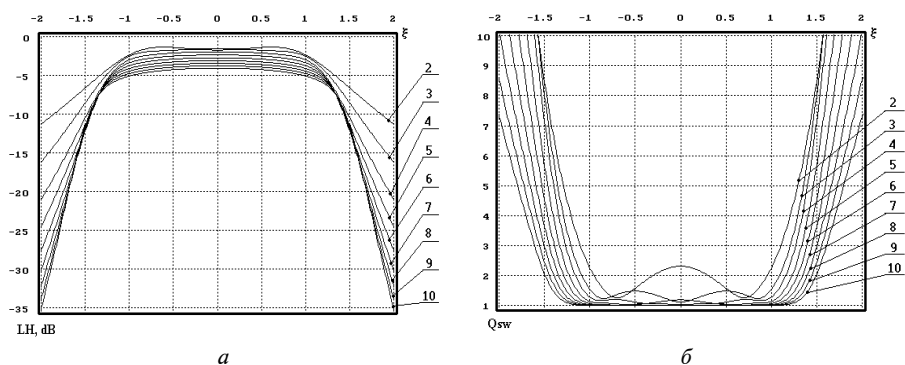


Рис. 5

Предложенный метод синтеза пассивных симметричных фильтров с учетом диссипативных потерь значительно расширяет возможности синтеза фильтров при различной форме характеристик, увеличивает точность проектирования избирательных устройств с учетом диссипативных потерь, позволяет получить новые качественные результаты. Метод легко реализуется при синтезе микрополосковых СВЧ-устройств [7].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Levy R., Snyder R. V., Matthaei G. Design of Microwave Filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — March 2002. — vol. 50. — No.3.
2. Бобров И. Н., Гусева М. Н.. Синтез широкополосных регенеративных СВЧ усилителей с учетом диссипативных потерь // Радиоэлектроника. — 1975. — № 9. — С. 54–60 (Изв. вузов)
3. Гусева М. Н.. Обобщенный метод синтеза пассивных фильтров СВЧ с учетом диссипативных потерь // Радиоэлектроника. — 1980. — № 11. — С. 14–18 (Изв. вузов).
4. Балабанян Н. Синтез электрических цепей. — М.: Госэнергоиздат, 1961. — 416 с.

5. Левитан Г. И., Востряков Д. И. Синтез полиномиальных полосовых фильтров с Чебышевской характеристикой избирательности // Электросвязь. — 1961. — № 2. — С. 60–69.

6. Гусева М. Н. Новый вид аппроксимации для синтеза фильтров // Радиоэлектроника. — 1979. — № 5. — С. 44–50 (Изв. вузов).

7. Гусева М. Н. Синтез активных и пассивных полосковых фильтров с потерями // Радиоэлектроника. — 1981. — № 5. — С. 56–62 (Изв. вузов).

Киевский политехнический ин-т

Поступила после
переработки 15.05.03

Ильченко М. Е., Гусева М. Н., Малык С. Н., Левитский В. С.

СИНТЕЗ НЕСИММЕТРИЧНЫХ ФИЛЬТРОВ С УЧЕТОМ ДИССИПАТИВНЫХ ПОТЕРЬ

Предложен метод синтеза пассивных несимметричных фильтров с учетом диссипативных потерь. Обобщенный подход, лишенный многих ограничений, присущих традиционным методам синтеза фильтров, позволяет значительно расширить круг аналитических решений по синтезу несимметричных избирательных устройств.

В ряде задач проектирования избирательных устройств возникает необходимость согласования электрической цепи с комплексной нагрузкой с целью получения минимального отражения сигнала от входа фильтра в полосе рабочих частот при минимальных потерях сигнала, переданного в нагрузку. При синтезе цепи задаются форма амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и собственное затухание резонансных контуров d_{0i} , нормированное на рабочую полосу частот x_b , $d_{0i} / x_b = D_{0i}$ ($i = 1, 2, 3 \dots n$), где

$$x_b = (\omega_{b2} - \omega_{b1}) / \sqrt{\omega_{b2} \cdot \omega_{b1}}, \quad (1)$$

а $\sqrt{\omega_{b1} \cdot \omega_{b2}} = \omega_0$ — центральная частота полосы пропускания. АЧХ фильтра с аппроксимацией полиномом Чебышева (рис. 1). Здесь $L(d)$ — величина диссипативных потерь, $L(h)$ — неравномерность АЧХ в полосе пропускания, $L(c)$ — затухание фильтра в полосе заграждения.

Эта задача для идеальных устройств решена в [1], где показано, что в устройствах, рассчитываемых без учета диссипативных потерь, при комплексной нагрузке $Q = (\omega_2 - \omega_1)CR$ коэффициент отражения от входа устройства $|\Gamma| \geq e^{-\pi/Q_n}$. При наличии идеальной согласующей цепи $|\Gamma| \geq e^{-\pi/Q_n}$. В нашей работе используется $D_n = 1/Q_n$.

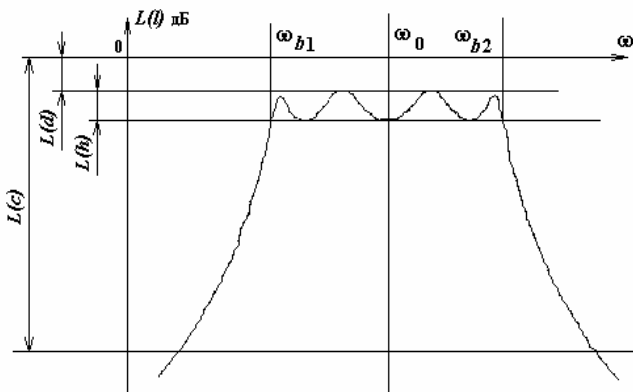


Рис. 1.

Затухание последнего резонансного контура с учетом диссипативных потерь $D_n = D_{0n} + D_L$ (D_L — затухание контура с нагрузкой, нормированной на полосу рабочих частот x_b).

Канонические цепные схемы, используемые при синтезе несимметричных фильтров, изображены на рис. 2а и 2б в [4]. Матрицы функций реализации этих схем (5) и (6) представлены там же. Здесь $\xi = x/x_b$ — относительная, нормированная по x_b , частотная переменная, где $x = \omega/\omega_0 - \omega_0/\omega$, $D_1 = D_G + D_{01}$; D_G — нормированное по x_b затухание, вносимое генератором в первый контур фильтра. Связь элементов эквивалентных схем синтезируемых фильтров с элементами матриц представлена в табл. 1 в [4].

Функция передачи мощности в нагрузку фильтра с числом n контуров имеет вид:

$$L(l) = 10 \lg [4(D_1 - D_{01})(D_n - D_{0n}) |\Delta_{1n}|^2 / |\Delta|^2] = 10 \lg |S_{1n}|^2. \quad (2)$$

Функция отражения мощности в нагрузку фильтра с числом n контуров имеет вид:

$$|\Gamma| = \sqrt{1 - \frac{4(D_1 - D_{01})}{|\Delta|^2} \left(\sum_{i=1}^{n-1} (D_{0i} |\Delta_{li}|^2) + D_n |\Delta_{1n}|^2 \right)} = |S_{11}|. \quad (3)$$

Используя соотношения (2) и (3) и вводя элемент рассеяния мощности внутри четырехполюсника S_{di} , можно пока-

зять, что для фильтра, синтезируемого с учетом диссипативных потерь, элементы матрицы рассеяния связаны соотношением $|S_{11}|^2 + |S_{1n}|^2 + |S_d|^2 = 1$, где $|S_d|^2 = [4(D_1 - D_{01}) / |\Delta|^2] \times \sum_{i=1}^n D_{0i} |\Delta_{1i}|^2 = \sum_{i=1}^n |S_{di}|^2$ * и при вычислении $|S_d|^2$ необходимо учесть, что в (3) в состав D_n входит D_{0n} .

Методы аппроксимации АЧХ. При синтезе несимметричных фильтров с учетом диссипативных потерь используются два метода аппроксимации АЧХ фильтров для получения минимального отражения от входа фильтра при изменении величины комплексной нагрузки и минимальных потерь мощности, передаваемой в нагрузку: аппроксимация полиномами параметрического семейства [2] и аппроксимация АЧХ по Тейлору [3].

Синтез несимметричных фильтров с учетом диссипативных потерь с аппроксимацией АЧХ полиномами параметрического семейства. При аппроксимации полиномами параметрического семейства переменной ξ и параметра орбиты η полином параметрического семейства имеет вид:

$$O_n(\xi) = 0,5[(\xi + \sqrt{\xi^2 - \eta})^n + \eta^n(\xi + \sqrt{\xi^2 - \eta})^{-n}].$$

Выбор η полинома определяется дополнительными техническими требованиями, предъявляемыми к АЧХ фильтра. При синтезе фильтров с учетом диссипативных потерь в состав полинома аппроксимации вводится собственное затухание резонансных контуров D_0 , на величину которого увеличивается отрицательная величина действительной составляющей координаты корней полинома. Корни полинома при этом имеют вид:

$$P_i = -\frac{e^\alpha - \eta e^{-\alpha}}{2} \sin \beta_i + j \frac{e^\alpha + \eta e^{-\alpha}}{2} \cos \beta_i - D_0 = -A_i + j B_i,$$

$$A_i = \frac{e^\alpha - \eta e^{-\alpha}}{2} \sin \beta_i + D_0, \quad B_i = \frac{e^\alpha + \eta e^{-\alpha}}{2} \cos \beta_i,$$

* При вычислении $|S_d|^2$ необходимо учесть, что в (3) в состав D_n входит D_{0n} .

где $\beta_i = (2i - 1)\pi/2n$, коэффициент α при $D_0 = 0$ определяется из соотношения $h = 2 O_n(1)/(e^{n\alpha} - \eta^n e^{-n\alpha})$, где $h = \sqrt{10^{0,1 \cdot L(h)} - 1}$, $L(h)$ — заданная неравномерность АЧХ в полосе пропускания. Если $D_0 \neq 0$, n — нечетное, α определяется из неявного уравнения, где $F_a(1)$ и $F_a(0)$ — функции аппроксимации при $\xi = 1$ и $\xi = 0$, соответственно.

$$1 + h^2 = |F_a(1)/F_a(0)|^2. \quad (4)$$

При n четном в знаменателе функции (4) берется минимальное значение $|F_a(\xi)|_{\min}^2$, где

$$\begin{aligned} F_a(j\xi) &= \prod_{i=1}^n (j\xi + A_i - jB_i) = \\ &= (j\xi)^n + (j\xi)^{n-1}C_{n-1} + (j\xi)^{n-2}C_{n-2} + \dots + (j\xi)C_1 + C_0. \end{aligned}$$

Полиномами функций реализации $F_r(j\xi)$ являются определители матрицы (5) или (6) из [4] соответственно исходной схеме на рис. 2а или 2б [4]. Соотношения для определения элементов функции реализации получаются сравнением коэффициентов при переменных с равными степенями полиномов функции аппроксимации и функции реализации, где D_n — текущая координата, величина D_0 , как правило, задается дополнительными техническими требованиями. Определению подлежат $D_1, K_{i,i+1}$. D_{01} и D_{0n} могут несколько отличаться от D_{0i} , где $i = 2, 3 \dots n-1$ в соответствии с требованием задачи. В качестве примера приводятся полиномы функции аппроксимации и функции реализации для $n = 3$. Полином функции аппроксимации для $n = 3$ будет иметь вид:

$$\begin{aligned} F_a(j\xi) &= -j\xi^3 - \xi^2(2A_1 + A_2) + j\xi(2A_1A_2 + A_1^2 + B_1^2) + \\ &+ A_2(A_1^2 + B_1^2) = -j\xi^3 - \xi^2C_2 + j\xi C_1 + C_0. \end{aligned}$$

Полином функции реализации для $n = 3$ будет иметь вид:

$$\begin{aligned} F_r(j\xi) &= -j\xi^3 - \xi^2(D_0 + D_1 + D_3) + j\xi(D_0D_1 + D_0D_3 + D_1D_3 + K_{12}^2 + K_{23}^2) + \\ &+ D_0D_1D_3 + D_3K_{12}^2 + D_1K_{23}^2 = -j\xi^3 - \xi^2F_{r(n-1)} + j\xi F_{r(n-2)} + F_{r0}. \end{aligned}$$

Значения параметров фильтра определяются из системы уравнений

$$F_{r(n-1)} = C_{n-1}, \quad F_{r(n-2)} = C_{n-2}, \dots, \quad F_{r0} = C_0$$

при заданных D_0 , $L(h)$ и текущей координате D_n .

При исследовании результатов синтеза были рассчитаны функции отражения сигнала от входа несимметричных фильтров $|\Gamma(1/Dn)|$ с учетом диссипативных потерь для числа контуров $n = 2 \dots 7$ с аппроксимацией АЧХ по Баттерворту (рис. 2). Для сравнения на том же рисунке

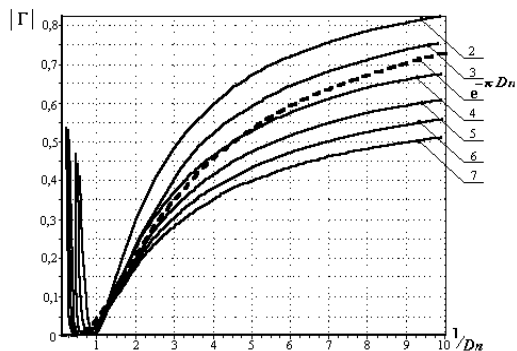


Рис. 2.

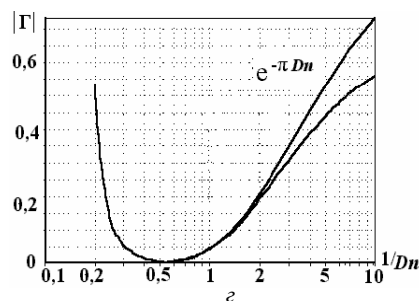
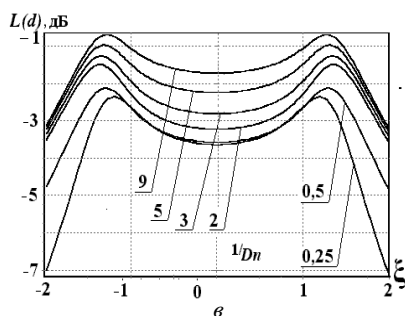
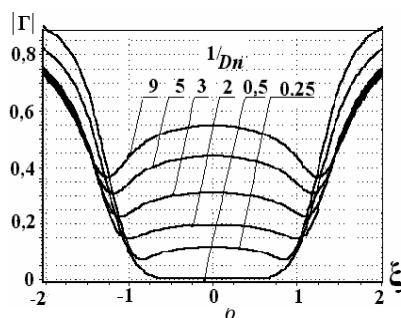
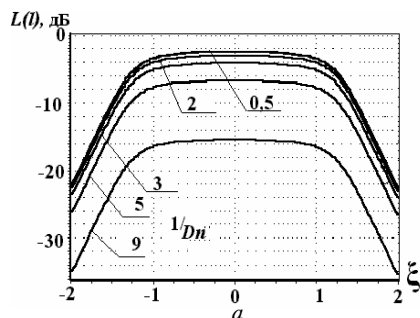


Рис. 3

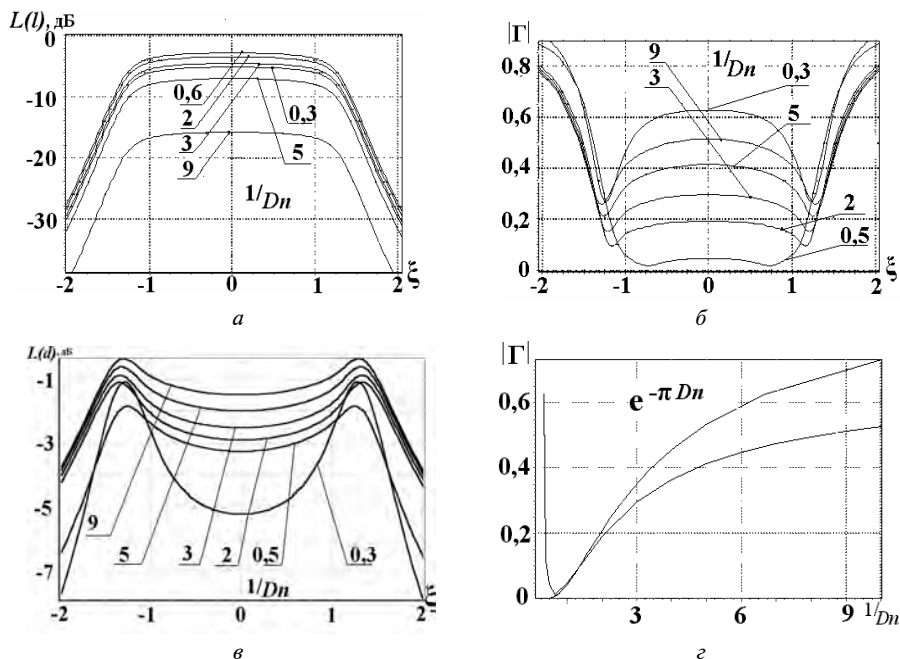


Рис. 4

пунктиром представлена характеристика для идеальных фильтров, полученная Боде.

Из представленных характеристик можно сделать вывод, что при использовании естественных для любого фильтра собственных потерь в его резонаторах, с увеличением числа контуров можно получить значительное уменьшение функции отражения сигнала от входа фильтра при увеличении комплексной нагрузки.

Кроме того, были рассчитаны АЧХ функции передачи $L(l)$, модуль функции отражения Γ и функция потерь $L(d)$ шестиконтурного фильтра в зависимости от частотной переменной ξ с аппроксимацией по Баттерворту ($\eta = 0$) $n = 6$, $L(h) = 1$ дБ, $D_0 = 0,1$. Эти функции представлены на рис. 3а, 3б, 3в. На рис. 3г представлена функция отражения такого фильтра $|\Gamma(1/Dn)|$ при изменении $1/Dn = 0, 2 \dots 10$.

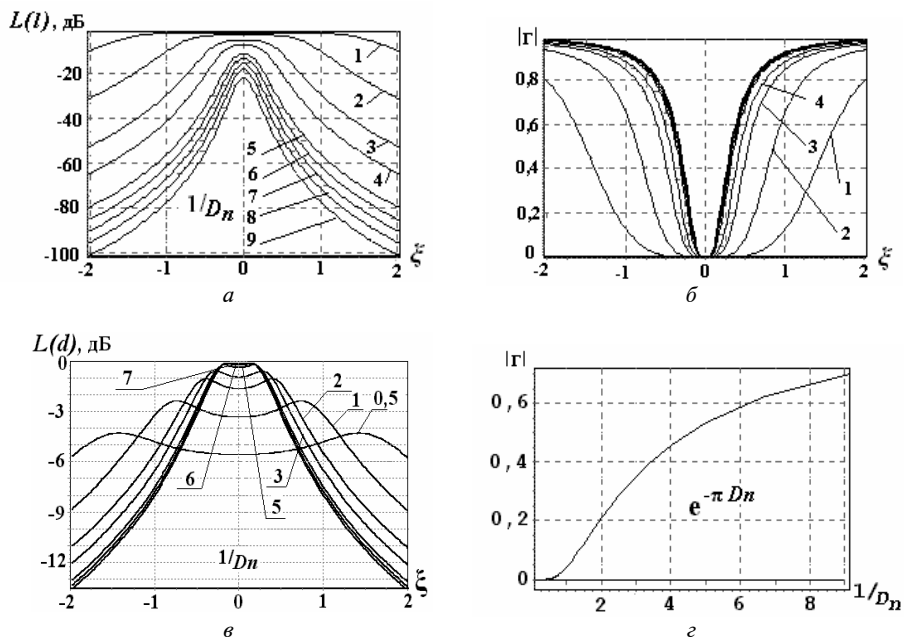


Рис. 5

При синтезе несимметричных фильтров с аппроксимацией АЧХ по Чебышеву ($\eta = 1$) крутизна скатов АЧХ функции передачи будет выше, чем при аппроксимации по Баттерворту, однако для фильтров Чебышева характерны значительные неравномерности сигнала в полосе отражения (результаты синтеза представлены на рис. 4). Функция отражения такого фильтра $|\Gamma(1/Dn)|$ при $n = 6$, представлена на рис. 4г.

Синтез несимметричных фильтров с учетом диссипативных потерь с аппроксимацией АЧХ по Тейлору. Для аппроксимации по Тейлору функция отражения сигнала от входа фильтра (3) представляется как:

$$|\Gamma|_n^2 = 1 - \frac{4(D_1 - D_0)D_0 A_n(1 + A_1'\xi^2 + A_2'\xi^4 + \dots + A_{n-1}'\xi^{2(n-1)})}{A_{n-1}'(1 + A_1'\xi^2 + A_2'\xi^4 + \dots + A_n'\xi^{2n})}.$$

Для выполнения условия аппроксимации по Тейлору, в результате которой реализуется плоская функция отражения

от входа фильтра в полосе пропускания сигнала, необходимо решить следующую систему уравнений:

$$A'_1 = A_1; A'_2 = A_2; \dots A'_{n-1} = A_{n-1}.$$

Для получения минимального коэффициента отражения используется условие $d|\Gamma|_n^2/dD_1 = 0$. Результаты синтеза четырехконтурного фильтра при этом условии представлены на рис. 5.

Были рассчитаны АЧХ функции передачи $L(\xi)$, модуль функции отражения $|\Gamma(\xi)|$, функция потерь $L(d)(\xi)$ и функция отражения $|\Gamma(1/Dn)|$ при изменении $1/Dn = 1 \dots 9$ четырехконтурного фильтра с аппроксимацией по Тейлору $n = 4$, $L(h) = 1$ дБ, $D_0 = 0,1$.

Для получения соотношений, позволяющих минимизировать потери в полосе пропускания фильтра, используется условие $dL(h)/dK_{n-1,n} = 0$.

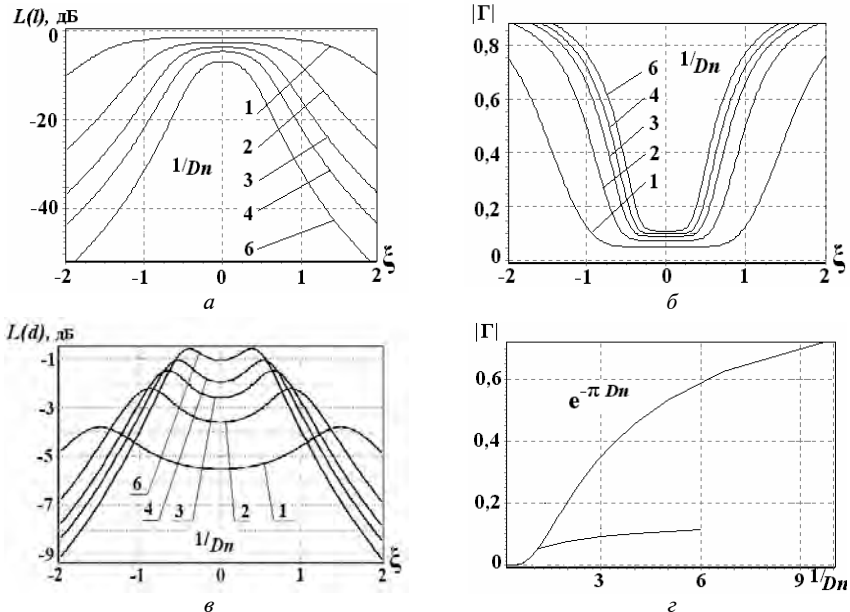


Рис. 6

Результаты синтеза четырехконтурного фильтра при этом условии представлены на рис. 6. Для всех характеристик при аппроксимации по Тейлору полоса пропускания фильтра определяется по неравномерности $L(h) = 1$ дБ. Значения коэффициентов отражения на рис. 5г и 6г определяются при $\xi = 0$.

На рис. 7 для одних и тех же начальных условий показаны функции передачи (рис. 7а), модуль функции отражения (рис. 7б) и функции диссипативных потерь для различных видов аппроксимации (рис. 7в): по Баттерворту (кривые 1), с минимальными потерями в полосе пропускания с аппроксимации по Тейлору (кривые 2) и с минимальными коэффициентами отражения при $\xi = 0$ в полосе пропускания с аппроксимацией по Тейлору (кривые 3).

В результате проведенных расчетов синтезируемых фильтров с учетом диссипативных потерь можно сделать вывод о том, что коэффициент отражения от входа фильтра, рассчитываемого с учетом диссипативных потерь, может быть получен значительно меньше минимально возможного по ре-

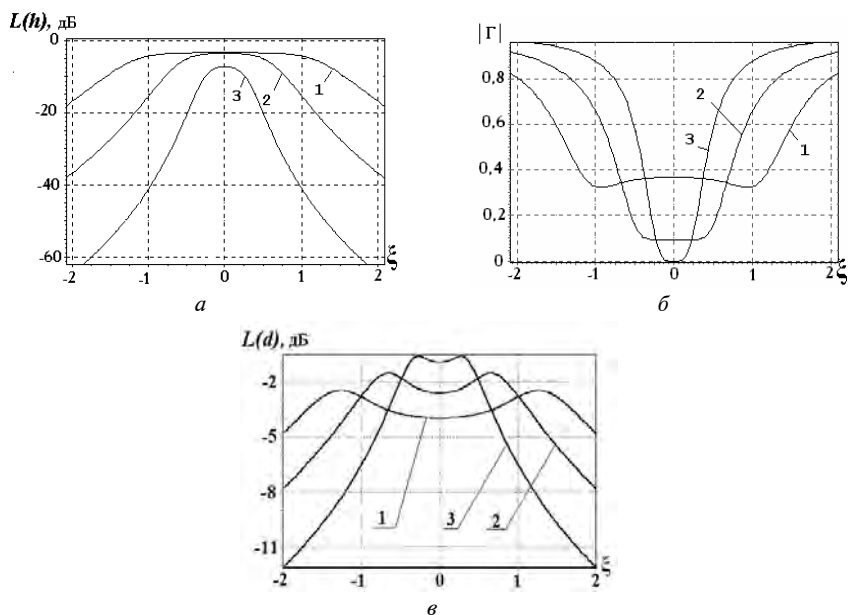


Рис. 7

шению Боде, как для фильтров с традиционными функциями аппроксимации (Баттерворта, Чебышева), так и для аппроксимации по Тейлору, специально разработанной для минимизации функции отражения в полосе пропускания фильтра. Выигрыш в минимизации функции отражения увеличивается с ростом количества контуров фильтра.

Сравнивая характеристики фильтров с различными аппроксимирующими функциями (рис. 7), рассчитанные при одних исходных данных: $n = 4$; $D_0 = 0,1$; $D_n = 0,3333$, можно сделать вывод, что предпочтительной является аппроксимация по Тейлору с минимизацией потерь, т.к. при этом реализуется достаточно малая функция отражения от входа фильтра (меньше, чем у фильтров с традиционными функциями аппроксимации) и меньше диссипативные потери в полосе пропускания, чем у фильтров с минимальной функцией отражения на центральной частоте полосы пропускания.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Боде Г. Теория и проектирование усилителей с обратной связью. — М.: Государственное издательство иностранной литературы, 1948. — 642 с.
2. Гусева М. Н. Новый вид аппроксимации для синтеза фильтров // Радиоэлектроника. — 1979. — № 5 — С. 44–51 (Изв. вузов).
3. Балабанян Н. Синтез электрических цепей. — М., ГЭИ, 1961. — 416 с.
4. Ильченко М. Е., Гусева М. Н., Калиниченко Ю. В. Синтез пассивных полосовых симметричных фильтров с учетом диссипативных потерь // Радиоэлектроника. — 2004. — № 6. — С.47–56 (Изв. вузов)

Киевский политехн. ин-т

Поступила после переработки
25.06.04

М.Ю. Ільченко, О.В. Асмолова

ФОТОДЕТЕКТОР З МІКРОХВИЛЬОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ В ЛАЗЕРНИХ СИСТЕМАХ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ

Розглянуто проблему підвищення чутливості фотодетектора на високих частотах за допомогою методу частотної модуляції. Порівняно з традиційним методом і методом подвійного змішування метод частотної модуляції має певні переваги: у схемах з частотною модуляцією чутливість фотодетектора збільшується із збільшенням частоти. Вимірювальні і телекомунікаційні системи з фазовою або частотною модуляцією більш завадостійкі, ніж аналогічні системи з амплітудною модуляцією.

Вступ

Оптичні методи детектування набули широкого застосування завдяки властивостям саме світла. Однак розсіяне світло, що також реєструється фотоприймачем, заважає отриманню чіткого зображення та зменшує його контрастність. Тому для уникнення руйнівного впливу розсіяного світла в оптичних радарних системах застосовується мікрохвильова модуляція оптичного променя, що призводить до покращання якості зображення та підвищує контрастність об'єкта спостереження [1].

До фотоприймачів для оптичних радарних систем [2] ставляться високі вимоги щодо чутливості, підсилення, швидкодії, широкого динамічного діапазону та низьких шумів. Таким вимогам на даний момент відповідають гібридні фотодетектори з великою площею фотокатода (HIPD) [3]. Але їх чутливість, як й інших детекторів, зменшується на високих частотах мікрохвильового діапазону. Проблема підвищення чутливості фотодетектора на таких частотах порівняно з традиційним методом [4] і методом подвійного змішування [5] допомагає вирішити метод частотної модуляції. А як відомо, вимірювальні і телекомунікаційні системи з фазовою або частот-

ною модуляцією більш завадостійкі, ніж аналогічні системи з амплітудною модуляцією.

Постановка задачі

Метою даної статті є обґрунтування доцільності використання методу частотної модуляції для підвищення чутливості фотодетекторів на високих частотах.

Традиційне підключення фотодіода

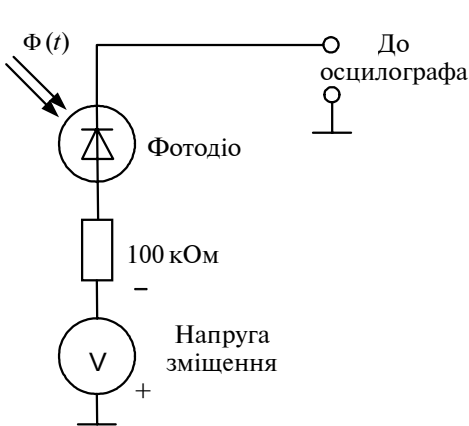


Рис. 1. Схема традиційного підключення фотодіода

При реалізації традиційного підключення фотодіода (рис.1) світловий потік керує його струмом, що призводить до зміни вихідної напруги. Якщо прикладена до фотодетектора напруга постійна, то опір фотодіода обернено пропорційний струму фотодіода і світловому потоку.

Опір фотодіода R_{PD} є функцією модульованого світлового потоку $\Phi(t)$:

$$R_{PD} = F[\Phi(t)],$$

де R_{PD} – опір фотодіода; $[\Phi(t)]$ – модульований світловий потік.

Функція перетворення для традиційного підключення фотодетектора має вигляд

$$\Phi(t) \Rightarrow I_{PD}(t) \Rightarrow R_{PD}(t) \Rightarrow U_{\text{вих}}[\Phi(t)].$$

Під впливом світлової енергії у світлочутливій частині фотодіода утворюються електронно-діркові пари, поділені p – n -переходом, у результаті чого виникає фотострум, зв'язаний лінійною залежністю із світловим потоком. Це призводить до зміни опору фотодіода.

При традиційному включенні фотодетектора струм, опір і вихідна напруга зв'язані такими залежностями:

$$I_{PD} = \frac{U_{зм}}{R_{PD}}, \quad U_{вих} = I_{PD} R_L,$$

де R_L – опір навантаження; $U_{зм}$ – напруга зміщення.

Тоді вихідна напруга $U_{вих}$ обернено пропорційна опорю фотодіода:

$$U_{вих} = \frac{U_{зм} R_L}{R_{PD}[\Phi(t)]},$$

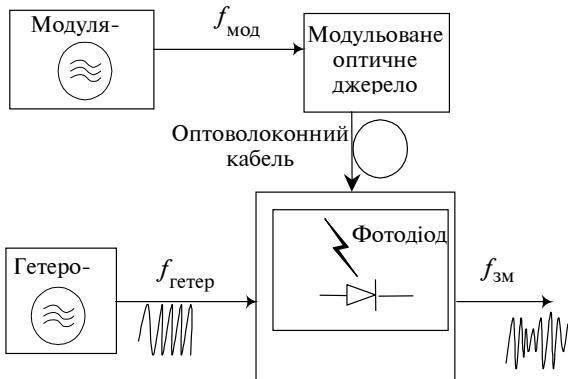
де $U_{зм} R_L$ – стала величина; $R_{PD}[\Phi(t)]$ – опір як функція модульованого світлового потоку.

Чутливість фотодетектора за напругою залежно від світлового потоку для традиційного підключення визначається у вигляді

$$S_{\Phi}^U = \frac{dU_{вих}}{dI_{PD}[\Phi(t)]}.$$

Недоліком традиційного методу є зменшення чутливості фотодетектора в мікрохвильовому частотному діапазоні внаслідок

прямой залежності чутливості від зміни приросту напруги на виході схеми у зв'язку зі змінною приросту струму, який є функцією світлового потоку [6].



Метод подвійного змішування

Рис. 2. Включення фотодіода в НВЧ-лінію передачі для методу подвійного змішування ($f_{\text{мод}}$ – частота модулятора; $f_{\text{гетер}}$ – частота гетеродина; $f_{\text{зм}}$ – частота зміщення)

Для підвищення чутливості фотодетектора існує метод подвійного змі-

шування (гетеродинний метод, запропонований Т. Берселі, див. рис. 2), який використовується для детектування світлового потоку з НВЧ-модуляцією [5]. При паралельному включенні фотодіода в НВЧ-лінію передачі світловий потік, що падає на фотодіод, також призводить до зміни струму i , відповідно, до зміни його опору або провідності. Фотодіод, включений у лінію передачі паралельно, може бути поданий комплексною провідністю:

$$Y = G + jB,$$

де Y — комплексна провідність фотодіода; G, jB — активна і реактивна складові.

Для паралельного підключення фотодетектора до НВЧ-лінії передачі загасання НВЧ-сигналу описується виразом

$$L = \frac{10 \lg \left[\left(2 + \frac{G}{Y_0} \right)^2 + \left(\frac{B}{Y_0} \right)^2 \right]}{4} \text{ (дБ)},$$

де Y_0 — характеристична провідність лінії передачі.

Функцію перетворення для цього методу можна записати у вигляді

$$\Phi(t) \Rightarrow I_{PD}(t) \Rightarrow R_{PD}(t) \Rightarrow L[\Phi(t)],$$

де $L[\Phi(t)]$ — загасання мікрохвильового сигналу, що генерується гетеродином.

Як впливає із сказаного вище, для малої зміни реактивної складової загасання мікрохвильового сигналу пропорційне логарифму квадрата провідності. Чутливість фотодетектора при методі подвійного змішування записується в такому вигляді:

$$S_{\Phi}^L = \frac{dL}{dI_{PD}[\Phi(t)]}.$$

Метод подвійного змішування забезпечує збільшення чутливості на 10 дБ, причому вихідний сигнал пропорційний квадрату провідності. Але чутливість такого фотодетектора зменшується на високих частотах [4–6]. Це пояснюється в такий спосіб. Еквівалентна схема діода на високих частотах мо-

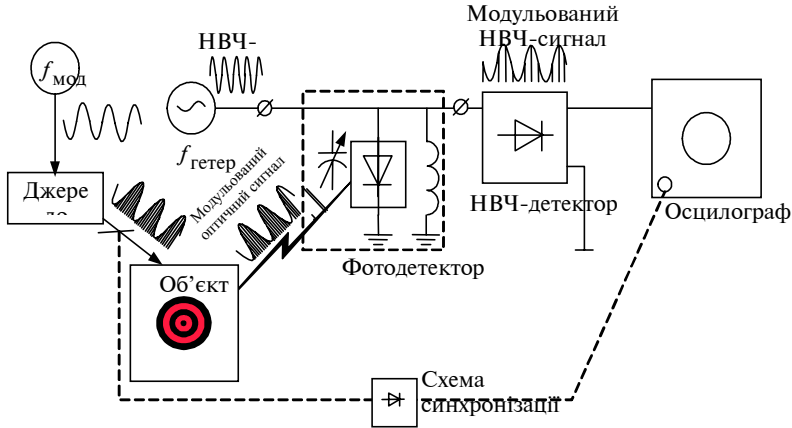


Рис. 3. Схема фотодетектора з частотною модуляцією мікрохвильового сигналу

же бути подана у вигляді паралельного підключення опору діода і ємності $p-n$ -переходу. Ця ємність шунтує активний опір на високих частотах, і в результаті чутливість фотодетектора зменшується.

Метод частотної модуляції

У даній статті для більш ефективного збільшення чутливості фотодетектора запропоновано метод частотної модуляції мікрохвильового сигналу шляхом модуляції ємності фотодіода. Світловий потік керує ємністю фотодіода і, як наслідок, фазою або частотою НВЧ-сигналу гетеродина. Функція перетворення при частотній модуляції має вигляд

$$\Phi(t) \Rightarrow I_{PD}(t) \Rightarrow C_{PD}(t) \Rightarrow f[\Phi(t)], \phi[\Phi(t)].$$

Внаслідок зміни світлового потоку змінюється бар'єрна ємність $p-n$ -переходу, тобто реактивна складова комплексного опору фотодіода. Це дає можливість керувати частотою або фазою мікрохвильового сигналу за допомогою світла.

Одну з таких схем фотодетектора з частотною модуляцією мікрохвильового сигналу, при якій відбувається змішування оптичного сигналу із сигналом гетеродина, наведено на рис. 3.

На високошвидкісний фотодетектор надходить модульований оптичний сигнал, що відбився від об'єкта. Високошвид-

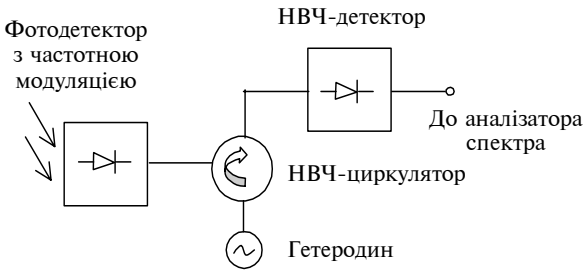


Рис. 4. Схема фотодетектора з частотною модуляцією, включеного в НВЧ-лінію передачі за допомогою НВЧ-циркулятора

ним сигналом на фотодіод надходить НВЧ-сигнал гетеродина. Обидва сигнали змішуються на фотодіоді. Отриманий у результаті цього змішування сигнал проміжної частоти детектується НВЧ-детектором і виводиться на екран аналізатора спектра. Перевагою цієї схеми на відміну від існуючих є оптичне керування НВЧ-сигналом. Тому робоча смуга частот цієї схеми збільшується. В існуючих же конфігураціях вона обмежена смугою частот гетеродина з електричним змішувачем після прямого детектування.

Фотодетектор із частотною модуляцією може також підключатися до НВЧ-лінії передачі через НВЧ-циркулятор і працювати на відбиття НВЧ-сигналу з гетеродина, як зображено на рис. 4.

У схемах з частотною модуляцією чутливість фотодетектора збільшується зі збільшенням частоти на відміну від традиційних схем [5]. Зміну чутливості, отриману експериментальним шляхом за допомогою векторного мережного аналізатора, зображено на рис. 5.

При такому змішуванні напруга зміщення вибирається близькою до нуля, при цьому фотострум залежить від світлового потоку сильніше, в результаті чого чутливість більша. Оптимальними є напруги від 0 до $-0,2$ В.

На частотах від 400 МГц до 1,5 ГГц спостерігається зростання чутливості на 20 дБ за фазою і на 10 дБ за амплітудою на відміну від методу подвійного змішування.

кісний фотодетектор являє собою кремнієвий PIN-фотодіод Hamamatsu серії S3590-01, який паралельно підключено в НВЧ-лінію передачі разом із додатковою індуктивністю. Одночасно з модульованим за інтенсивністю оптич-

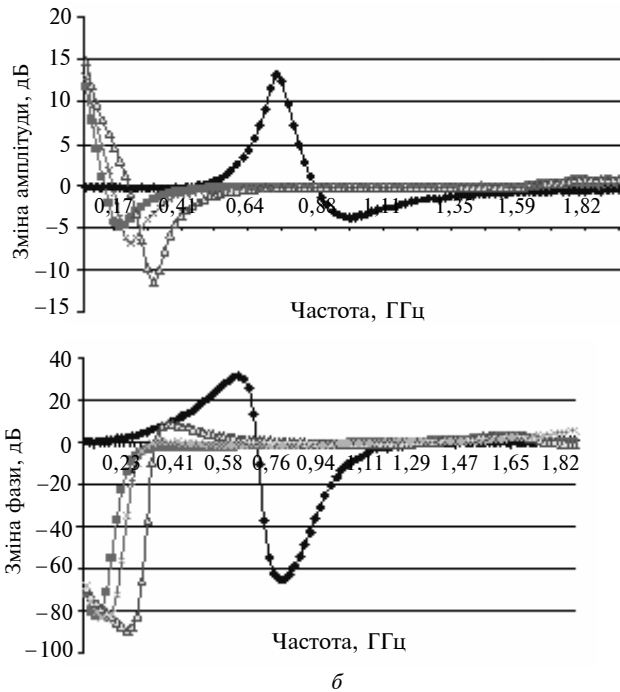


Рис. 5. Вплив світлового потоку на чутливість амплітуди (а) і фази (б) паралельних схем при майже відсутності напруги зміщення: —◆— FND-100; —■— Hamamatsu-01; —▲— Hamamatsu-05; —×— Hamamatsu-08

Висновки

1. Частотна модуляція мікрохвильового сигналу у фотодетекторі дає можливість збільшувати чутливість мікрохвильового фотодетектора на високих частотах порівняно з методом подвійного змішування і традиційним методом.

2. Застосування частотної модуляції дозволяє знизити рівень шумів і збільшити динамічний діапазон фотодетекторів. За допомогою частотного фільтра усуваються шуми у вибраному частотному діапазоні.

3. Використання даного методу дає можливість збільшити завадостійкість вимірювальних і телекомунікаційних схем порівняно із системами, в яких використовується амплітудна модуляція.

У перспективі планується створення телекомунікаційних систем із використанням методу частотної модуляції, що значно розширить можливості фотодетекторів щодо чутливості на високих частотах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Mullen L.J., Contarino V.M. Hybrid Lidar-Radar // IEEE Microwave. — 2000. — N 1. — P. 42–47.
2. Roman J.E., Nichols L.T., Williams K.J. et al. Fiber-Optic Remoting of an Ultrahigh Dynamic Range Radar // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 1998. — **46**, N 12. — P. 2317–2323.
3. Lin L.Y., Wu M.C., Itoh T. et al. High-power high-speed photodetectors design, analysis and experimental demonstration // Ibid. — 1997. — **45**. — P. 1320–1331.
4. Contarino V.M., Molchanov P.A., Asmolova O.V., Petrosyuk I.M. Microwave Modulation in High-speed Photodetectors // International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE' 2004): Матер. між-дунар. науч.-техн. конф. (15–16 сентября 2004 р.). — Саратов, Россия: Сара-товский гос. техн. ун-т, 2004. — С. 37–40.
5. Berceci T., Jaro G. A New Optical-Microwave Double Mixing Method // IEEE MTT-S Digest. — 1998. — **WEIF-59**. — P. 1003–1006.
6. Asmolova O.V., Contarino V.M., Molchanov P.A. et al. Reactive Modu-lation for Microchip Lasers // LEOS, Summer Topical Meetings (June 28–30). — San Diego, 2004. — P. 156.

М.Е. Ильченко, О.В. Асмолова

ФОТОДЕТЕКТОР С МИКРОВОЛНОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В ЛАЗЕРНЫХ СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Рассмотрена проблема увеличения чувствительности фотодетектора на более высоких частотах с помощью метода частотной модуляции. По сравнению с традиционным мето-дом и методом двойного смешивания метод частотной модуляции имеет некоторые пре-имущества: в схемах с частотной модуляцией чувствительность фотодетектора увели-чивается с повышением частоты. Измерительные и телекоммуникационные системы с фазовой или частотной модуляцией более помехоустойчивы, чем аналогичные с ампли-тудной модуляцией.

M.Yu. Ilchenko, O.V. Asmolova

PHOTODETECTOR WITH MICROWAVE MODULATION IN LASER SYSTEMS OF SIGNAL PROCESSING

A new approach to high speed detecting based on application of frequency modulation is of-fered. In comparison with traditional and double mixing frequency modulation method the latter has advantages: the sensitivity of photodetectors increases with the increase in frequency. Also application of frequency modulation also allows to increase noise immunity of high-speed photodetectors in microwave region.

Рекомендована Радою
Інституту телекомунікаційних систем
НТУУ “КПІ”

Надійшла до редакції
28 квітня 2006 року

М.Е. Ильченко, С.А. Кравчук

ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОДОСТУПА

Интенсивному развитию техники широкополосного беспроводного доступа (ШБД), которое можно назвать взрывоподобным, способствуют значительно возросшие потребности в высокоскоростных технологиях передачи мультимедийного трафика, постоянное стремление пользователей к беспроводной независимости и очевидные экономические выгоды от использования беспроводных технологий. К настоящему времени полностью сформировался отдельный вид беспроводных телекоммуникаций — системы широкополосного радиодоступа (СШР), которые позволяют предоставить полный набор широкополосных услуг связи и вещания. СШР составляют динамично развивающееся направление радиодоступа, позволяющее создавать фиксированную беспроводную сеть масштаба города, района и региона, а также входить (интегрироваться) в мультимедийную высокоскоростную кабельную сеть в качестве радиосредства «последней мили».

1. Общие положения

Реализация современных информационно-телекоммуникационных систем подразумевает конвергенцию информационных и телекоммуникационных технологий для создания единых систем накопления, обработки и передачи информации. Отдельный класс этих систем базируется на использовании микроволновых технологий, которые позволяют решить проблему ШБД к информационным ресурсам. Решение этой проблемы — одна из главных задач современных телекоммуникаций. Подчеркнем, что лишь использование микроволновых технологий и современных средств цифровой обработки позволяет создавать современные беспроводные высокоскоростные телекоммуникационные системы [1]. В данной области происходит бурный подъем, рождаются нестандартные технологии и появляются новые научные направления.

Сам термин «широкополосный беспроводный доступ» (английская аббревиатура – BWA, Broadband Wireless Access) подразумевает обеспечение соединений со скоростями передачи более 1,544 Мбит/с (T1) или 2,048 Мбит/с (E1) [2]. В связи с этим синонимом ШБД стало понятие высокоскоростного беспроводного доступа (High Rate Wireless Access), а системы ШБД, которые поддерживают беспроводный обмен более чем одного из следующих видов информации: графики, текста, звука, изображения, данных и видео, – называют мультимедийными беспроводными системами MWS (Multimedia Wireless System).

Для построения беспроводных информационно-телекоммуникационных сетей ШБД городского (регионального) уровня WirelessMAN служат СШР, или BRAS (Broadband Radio Access System).

СШР имеют структуру типа точка–многоточка или многоточка–многоточка с поддержкой сотовой конфигурации, которая формирует масштабируемую радиозону обслуживания в микроволновом диапазоне длин волн, предоставляет в ней разнообразные виды телекоммуникационных услуг и выполняет передачу разнородных видов трафика с обеспечением заданного качества обслуживания (QoS).

Структура СШР формируется посредством разворачивания в требуемой зоне обслуживания одной беспроводной точки доступа – базовой станции (БС) и ряда абонентских терминалов (АТ), которым предоставляется внутренний обмен информацией и выход во внешние сети посредством все той же точки доступа. Причем, как правило, от БС ко всем АТ формируется один широкополосный радиоканал (прямой), а для образования отдельных радиоканалов (обратных) к БС используются разные виды многостанционного доступа. При этом в отдельном радиоканале обеспечиваются скорости передачи информации от 1 до 155 Мбит/с.

Благодаря своей беспроводной природе СШР требуют меньше времени на развертывание, они проще в масштабировании и более гибки, чем проводовые системы, что позволяет использовать их для обслуживания пользователей, которые не

охвачены проводовыми широкополосными альтернативами или не удовлетворены ими.

Гибкость — не единственное преимущество СШР. Система предоставляет широкие возможности для масштабирования, необходимого для обеспечения поддержки сотен тысяч пользователей силами одной БС, и позволяет дифференцировать уровни предоставляемых услуг.

2. Становление СШР

СШР своим массовым развитием изначально обязаны телевидению, которое требовало все новых и более высокоскоростных средств доставки телевизионных программ к зрителям. Пожалуй, СШР начинают свою историю с 70-х годов, когда в США была организована телевизионная двухканальная многоточечная распределительная служба MDS (Multipoint Distribution Service) в диапазоне 2,150...2,162 ГГц. Ей на смену в 1983 г. Федеральная комиссия связи США (FCC, Federal Communication Commission) ввела многоканальную систему MMDS (Multichannel MDS) в полосе 2,5...2,686 ГГц с возможностью трансляции до 30 программ телевидения. Обе эти системы использовали для передачи амплитудную модуляцию (АМ), что обеспечивало простой прием абонентами телесигнала, но требовало повышенной мощности передатчиков.

В 1986—1989 гг. возросшие потребности в качественном местном многопрограммном телевидении и загруженность дециметрового диапазона различными радиослужбами привели к разработке новых телевизионных распределительных систем с использованием частотной модуляции (ЧМ): в США это локальная многоточечная распределительная служба LMDS (Local MDS) с рабочим диапазоном 27,5...29,5 ГГц и в Англии — многоточечная служба распределения телевидения MVDS (Multipoint Video Distribution Service) диапазона 40,5...42,5 ГГц [3]. Уже в 1993 г. для таких распределительных систем Британским агентством по радиосвязи (UK Radiocommunications Agency) была принята спецификация MPT 1550, которая регламентирует использование технологии спутникового вещания с частотно-модулированным сигналом для наземных сис-

тем [4]. В 1998 году FCC объявила о начале лицензирования LMDS. Первой реально действующей LMDS-системой стала сотовая телевизионная сеть компании Cellular Vision в районе Брайтон-Бич (этот район Бруклина не был охвачен сетью кабельного телевидения).

Системы LMDS/MVDS называют сотовым телевидением, поскольку радиус действия каждого ретранслятора невелик — порядка 3...8 км. В них используют относительно маломощные передатчики — не более десятков ватт в групповых передатчиках (до 100...300 мВт на канал). Кроме того, в миллиметровом диапазоне затухание радиоволн весьма велико. Но, с другой стороны, волны этого диапазона отражаются от препятствий с малыми потерями, что можно эффективно использовать в условиях городской застройки, работая на переотраженных сигналах.

Сотовая структура сетей LMDS/MVDS открыла широкие возможности для частотного планирования, включая такие механизмы, как различная поляризация сигналов, применение секторных антенн, использование одних и тех же каналов в разных сотах и т. д. Важно отметить, что в современных трансляционных системах твердотельные выходные усилители усиливают сигнал только в активных каналах, а не во всей полосе сразу. Именно это и обуславливает относительно невысокую мощность излучения групповых передатчиков.

В 1994 г. в Украине начала свою работу в диапазоне 1,7...12,5 ГГц первая отечественная распределительная система МИТРИС, что означает «микроволновая интегрированная телерадиоинформационная система» [5]. Первоначально основная задача МИТРИС заключалась в следующем: принимать телевизионные сигналы со спутников при помощи мощного телепорта, оснащенного большими приемными спутниковыми антеннами, а затем через систему одноканальных передатчиков, объединенных мостовыми соединениями на одной антенне с круговой диаграммой направленности, ретранслировать принятые спутниковые каналы в едином частотном пакете телепрограмм.

Все указанные выше системы аналогового телевидения составили первое поколение СШР (таблица). Введение стандарта цифрового телевидения DVB (Digital Video Broadcasting)

ознаменовало появление второго поколения СШР, которое, в отличие от первого, дополнительно обеспечивало вещание телепрограмм в цифровой форме, симплексную широкополосную передачу данных и возможность образования обратных запросных каналов от пользователей. Для регламентации таких систем ETSI (European Telecommunications Standards Institute) принял стандарты ETS300748 и ETS300749. Второе поколение составили прежние системы MMDS, LMDS, MVDS и МИТРИС, только модернизированные для работы с цифровым сигналом (обычно потоком MPEG), а также ряд новых: в Канаде – локальная многоточечная система связи LMCS (Local Multipoint Communication System), в Копее – широкополосный абонентский доступ B-WLL (Broadband Wireless Local Loop), во Франции – беспроводная асимметричная цифровая абонентская линия WADSL (Wireless Asymmetric Digital Subscriber Line), в России – СТВ (сотовое телевидение) [6, 7].

Таблица

Особенности СШР	Поколения СШР			
	1	2	3	4
Базовые технологии	Аналоговые системы с амплитудной и частотной модуляцией	Системы на базе стандарта цифрового телевидения DVB с интерактивными запросными каналами	Дуплексные цифровые радиосистемы с использованием технологий ATM, IP и PDH	Системы на базе стандарта IEEE 802.16
Период	1970–1996 гг.	1996–2001 гг.	2000–2004 гг.	2003 и позднее

Третье поколение СШР – разработки дуплексных радиосистем с использованием технологий ATM, IP, SDH и PDH. Так, в рамках Европейской исследовательской программы «Передовые технологии и услуги связи» ACTS (Advanced Communications Technologies & Services) велась разработка проектов: демонстратор беспроводной ATM-сети WAND (Wireless ATM Network Demonstrator), система связи беспроводного доступа на основе ATM AWACS (ATM Wireless Access Communication System) и сотовый радиодоступ для широко-

полосных служб CRABS (Cellular Radio Access for Broadband Services) [8].

В Украине СШР третьего поколения под названием «микроволновая телекоммуникационная распределительная система» (МТПС), или Microwave Telecommunication Distribution System (MTDS), разрабатывалась в НИИ телекоммуникаций Национального технического университета Украины (НТУУ) «КПИ» [9, 10]. МТПС – это полностью цифровая радиосистема, которая обеспечивает полное покрытие обслуживаемой территории и предназначена для использования в университетских кампусовых и различных корпоративных сетях в условиях города. При использовании системы в сельской местности возможна конфигурация с частичным покрытием отдельных территорий, что обусловлено неравномерным расположением абонентов и рельефом местности.

Структурно МТПС строится по топологии «звезда». В центральном узле «звезды» БС располагается узел коммутации (маршрутизации) потоков, а в периферийных узлах – узлы абонентской коммутации. В системе в границах одного высокоскоростного частотного ствола используется комбинированный метод многостанционного доступа: в направлении от БС к АТ – один поток с временным разделением каналов, а в направлении от АТ к БС – частотно-временное разделение. При использовании 12-секторных антенн с азимутальными углами 30° и скорости передачи 34 Мбит/с в одном частотном канале БС→АТ максимальный суммарный полнодуплексный трафик односотовой системы с ФМ4 составит 2,448 Гбит/с, а с КАМ64 – 7,344 Гбит/с.

Основу системы составляет БС, в состав которой входят ряд односекторных узлов, телепорт (при потребности), блок питания и управления. Каждый односекторный узел состоит из следующих компонентов: антенная система; блок СВЧ-передатчиков; приемный конвертор; блок одноканальных приемников; отдельные блоки цифровых модуляторов и демодуляторов; отдельные блоки мультиплексоров, демультиплексоров и маршрутизаторов; блок кросскоммутаторов; оборудование, обеспечивающее внешний интерфейс с некоммутированными сетями.

На АТ используются направленные антенны, которые улучшают энергетические параметры радиолинии и обеспечивают пространственную развязку между каналами.

МТРС реализована проектом односотовой радиосети «Кампус-КПИ» диапазона 27,5...29,5 ГГц для создания на ее основе цифровой сети передачи информации с интеграцией услуг для кампуса НТУУ «КПИ» [11]. Радиус действия БС системы составляет 4...5 км при использовании ФМ4 и интенсивности осадков 20 мм/ч.

При дальнейшем развитии СШР с интеграцией услуг стало понятно, что основополагающие принципы, заложенные в беспроводные системы на предыдущих этапах, нуждаются в существенной корректировке. На сигнальном уровне первостепенное значение приобрело оптимальное использование спектрального ресурса радиоканала при любых соотношениях скорость передачи/помехоустойчивость, а на уровне протоколов стало необходимым обеспечивать заданный уровень QoS любому абоненту сети.

Разные названия СШР фактически обозначали только тип сервиса и самые основные функциональные возможности, а не методы практической реализации. Единой технической концепции (методы модуляции, механизмы доступа к каналам и т. п.) не было. Решением возникшей проблемы стала разработка стандарта широкополосных региональных сетей 4-го поколения. Так, в рамках проекта BRAN (Broadband Radio Access Networks) началась разработка спецификации HIPERACCESS и HIPERMAN, а IEEE в данном направлении выдвинуло проект стандарта IEEE 802.16. Все стандарты группы 802.16 описывают два нижних уровня модели взаимодействия открытых систем OSI (Open System Interconnection) – физический и уровень контроля доступа к среде передачи MAC (Medium Access Control). В стандартах этой группы идет речь о радиоинтерфейсах, методах модуляции и доступа к каналам, системе управления потоками, структурах передаваемых данных, механизмах связи протоколов передачи данных верхних уровней (прежде всего АТМ и IP) с протоколами физического уровня IEEE 802.16 и др. В настоящее время последняя спецификация IEEE 802.16-2004 стала по сути стандартом по построению унифицированных СШР четверто-

го поколения, что открывает большие возможности для их массового внедрения и выхода ШБД на качественно новый уровень, позволяющий создавать не только системы по заполнению неохваченных связью зон «последней мили», но и мощные региональные беспроводные сети.

3. Проблематика дальнейшего развития СШР

Принятие стандарта IEEE 802.16, конечно, облегчило разработку оборудования СШР вследствие унификации радиоинтерфейса, предложенного в стандарте, но одновременно поставило перед разработчиками этого оборудования целый ряд технических требований, для выполнения которых необходимо решение сложных научно-технических задач. К ним относятся: общие принципы построения зоновых микроволновых СШР, частотно-территориальное планирование новых топологий построения СШР (например, «mesh» — структуры типа многоточка—многоточка), прогнозирование состояния радиолинии, рациональное лучеобразование антенных решеток с целью наилучшего покрытия зоны обслуживания, оптимальное распределение ресурсов системы (особенно частотных и трафика), электромагнитная совместимость с другими радиосистемами, использование многоантенной техники, реализация адаптивной модуляции и динамического распределения каналов, новая системотехника радиомодулей, системные вопросы построения сети на базе СШР и передачи разнородной информации в едином цифровом потоке и пр.

Из-за ограниченного объема статьи остановимся только на некоторых из представленных задач.

Многоантенная техника в СШР призвана обеспечить повышение скорости передачи даже при переходе СШР к мобильным сервисам. При этом наиболее перспективная технология — МІМО (Multi Input Multi Output — множество входов/множество выходов) и ряд ее современных модификаций [12, 13].

В отличие от телекоммуникационных технологий, основанных на временном/частотном и/или кодовом разделении сигналов, в МІМО применено пространственно-временное (Space-time). Для реализации такого разделения множество

входов (излучающих антенн) осуществляют передачу по нескольким (в общем случае — множеству) путям (лучам), а принимается это множество сигналов как множество потоков на несколько приемных антенн. Однако, в отличие от известного в радиосвязи метода приема на разнесенные антенны (SIMO — single input multiple output), данный алгоритм позволяет гораздо более эффективно бороться с внутренними помехами от смежных подканалов благодаря использованию пространственно-временного алгоритма кодирования/декодирования.

Такой подход, во-первых, позволяет оптимально решить проблему помехоустойчивости и помехозащищенности, вызванную, в общем случае, неопределенностью состояния канала в момент передачи информации, т. е. увеличить помехоустойчивость системы, а значит — и скорость передачи данных; во-вторых, избежать внутренних помех от «своих» же соседних каналов; и, наконец, в-третьих, здесь используется многолучевое распространение сигнала, которое позволяет при минимальном разноразносе передающих и принимающих антенных элементов соответственно передавать и принимать несколько подканалов. При этом суммарная мощность, излучаемая в такие подканалы, не превышает мощности сигнала при одноканальной передаче с использованием узконаправленной антенны. Каждый из этих подканалов представляет собой копию (реплику) исходного потока данных.

В системах на основе данной технологии можно дополнительно использовать помехоустойчивое кодирование и ортогональное разнесение внутри подканала. При этом теоретически достижимые скорости передачи составляют порядка 500...600 Мбит/с. Реально на сегодняшний день удалось реализовать скорости порядка 200 Мбит/с при сравнительно небольших расстояниях и в условиях рэлеевских замираний.

Однако главное препятствие на пути скорейшего внедрения данной технологии — трудность аппаратной реализации достаточно сложного математического алгоритма ММО по кодированию и декодированию сигналов.

Другая важная проблема касается построения мощных сотовых сетей на основе СШР. Делая ставку на IP-техно-

логию, необходимо оптимально сформировать базовую магистральную сеть, которая для надежности должна строиться на базе сетевой среды второго уровня модели OSI. Классическим решением такого построения могла бы стать ATM, разработчики которой первоначально рассматривали ее в качестве всеобщей мультимедийной технологии. Однако IP и ATM представляют собой совершенно разные технологии. Маршрутизируемые IP-сети соединяются между собой при помощи постоянных виртуальных каналов через среду ATM или Frame Relay. Таким образом, создается модель с наложением, которая не допускает расширения и управления, в первую очередь потому, что все маршрутизаторы в такой IP-сети – соседи. При этом ресурсы сети используются неэффективно, поскольку коммутаторы ATM второго уровня «невидимы» для IP-маршрутизации.

Наиболее эффективно проблема сетевого обеспечения качества обслуживания QoS при передаче мультимедийной информации в реальном времени с учетом таких показателей, как задержка, дрожание фазы, перегрузка и т.д., может быть решена, по нашему мнению, посредством использования многопротокольной коммутации по меткам MPLS (Multiprotocol Label Switching) [14].

MPLS – универсальное решение проблем QoS, стоящих перед современными пакетными сетями, решение, которое обеспечивает скорость передачи, масштабируемость, оптимизацию распределения трафика и эффективную маршрутизацию (на основе показателей QoS) в пакетных сетях IP, ATM и Frame Relay. Лидерство MPLS обусловлено удачно выбранной позицией, позволяющей оптимальным образом отображать сквозной трафик третьего уровня от исходящего сетевого узла (маршрутизатора) к входящему узлу в трафик между соседними узлами на втором уровне сетевой иерархии.

Важное направление развития MPLS состоит в использовании этой технологии для пересылки разнородного трафика второго уровня через специальным образом конфигурированные LSP (Label-Switched Path) туннели. Таким образом, MPLS может выполнять роль универсального механизма доступа и такого же универсального трубопровода для разнотипного трафика в единой информационно-телекоммуникационной

сети. Эта техника может использоваться для создания защищенных виртуальных сетей второго уровня.

И, наконец, MPLS решает проблемы полносвязных топологий, возникающие при наложении, позволяя отказаться от дорогостоящей среды ATM и воспользоваться обычной средой Ethernet.

Строя сеть на базе MPLS, можно сделать широкополосные беспроводные сети выгодными для сервис-провайдеров, которые превращаются в мультимедийные компании, предлагающие услуги «три в одном» (triple play), т.е. телефонию, интернет-доступ и развлечения: вещательное телевидение (BTV), видео по требованию (VoD), персональную видеозапись (PVR), игры и многое другое. В такой сети вся обработка системной информации может быть централизована в одном месте и системная информация для различных транспортных потоков в различных узлах может генерироваться центральным сервером. Преимущество этого подхода заключается в том, что местные узлы, устанавливаемые на БС, становятся достаточно простыми и не нуждаются в дорогом оборудовании для обработки системной информации.

Важную роль в СШР четвертого поколения играют различные механизмы адаптации, основная задача которых — приспособление радиосистемы (недопущение ухудшения канала связи) к влиянию на нее внешних условий и обеспечение наиболее эффективного распределения ресурса телетрафика между АТ в зависимости от их удаления от БС. Последнее может быть урегулировано путем применения адаптивной смены вида модуляции (от двоичной фазовой до 32-уровневой квадратурной амплитудной манипуляции) в зависимости от величины коэффициента ошибок по битам [15]. При этом суть проблемы заключается в создании наиболее рационального и надежного управляющего алгоритма для такой смены модуляции.

Влияние внешних условий на работу СШР увеличивается с ростом рабочего диапазона системы и достигает своего максимума в миллиметровом диапазоне длин волн [16]. Здесь механизмов, компенсирующих потери пакетов в радиоканале на сетевом уровне, явно недостаточно. Поэтому, к примеру, предложена адаптивная система для автоматического регули-

рования уровней мощности на входе приемного тракта БС СШР с использованием обратных каналов связи от АТ [17].

Для обеспечения высоких скоростей передачи и соответственно широких частотных полос наземные радиосистемы постоянно задействуют все более высокочастотные диапазоны, вплоть до миллиметровых волн. Все это нуждается в прямой видимости между антеннами БС и терминалами пользователей, которую нелегко обеспечить в условиях современного города. Поэтому антенную систему БС стараются установить на самом высоком месте. В связи с этим кардинальным решением в обеспечении информационных услуг, особенно в урбанизированных районах, призвана стать разработка нового вида СШР, названных «телекоммуникационными системами на базе высокоподнятых аэроплатформ» (ТСВА) [18–20], или High Altitude Platform Station (HAPS). Основная идея ТСВА заключается в реализации широкополосной связи при помощи ретранслирующей станции, расположенной на специальной аэроплатформе (аэростат, дирижабль или самолет) в стратосфере на высотах 15...30 км.

На первый взгляд, ТСВА отличается от спутниковых систем только существенно меньшим удалением ретранслятора от поверхности Земли. Однако при более пристальном рассмотрении обнаруживается много отличий, а также целый ряд новых проблем, присущих только ТСВА, а именно: принципиально новый вид платформы для ретранслятора, необычные условия ее работы, особенности радиолинии, возможности формирования высокоскоростных сетей по обмену информацией, обеспечение высокой информационной плотности в заданных локациях размером от единиц до сотен километров и т.д. [21].

Заключение

Таким образом, к настоящему времени полностью сформировался отдельный вид беспроводных телекоммуникаций — СШР, которые позволили предоставить полный набор широкополосных услуг связи и вещания, освободить пользователей от проводной зависимости. Уникальные возможности СШР

позволяют им стать опорой для развития новых видов телекоммуникаций, в частности ТСВА.

М.Ю. Ильченко, С.О. Кравчук

ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ШИРОКОСМУГОВОГО РАДІОДОСТУПУ

На даний час цілком сформувався окремий вид безпроводових телекомунікацій — системи широкосмугового радіодоступу (СШР), що дозволили надати повний набір широкосмугових послуг зв'язку і мовлення, звільнити користувачів від проводової залежності. СШР являють собою напрям радіодоступу, що динамічно розвивається; вони дозволяють створювати фіксовану безпроводову мережу масштабу міста, району і регіону, а також можуть інтегруватися в мультимедійну високошвидкісну кабельну мережу як радіозасіб «останньої милі».

М.Е. Ilchenko, S.A. Kravchuk

INFORMATION-TELECOMMUNICATIONS BROADBAND RADIO ACCESS SYSTEMS

By present time the separate kind of wireless telecommunications — BRAS which have allowed to give a full set of broadband services of communication and broadcast, was completely generated, to release users from wire dependence. BRAS make dynamically developing direction of the radio access, allowing to create the fixed wireless network of scale of city, area and region, and also to be integrated into a multimedia high-speed cable network as radiomeans of «last mile».

1. *Реализация в Украине телекоммуникационных систем с использованием микроволновых технологий / М.Е. Ильченко, С.Г. Бунин, С.А. Кравчук, Н.В. Лукьяненко, Б.А. Непомящий, В.М. Чмиль // Материалы 14-й Международной конференции КрыМиКо'2004 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 13-17 сентября 2004 г., Севастополь, Крым, Украина. — Севастополь : Вебер, 2004. — С. 3—6.*

2. *Кравчук С.А., Ильченко М.Е. Системы широкополосного беспроводного доступа. Термины и определения // Материалы 12-й Международной конференции КрыМиКо'2002 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 9—13 сентября 2002 г., Севастополь, Крым, Украина. — Севастополь; Вебер, 2002. — С. 52—55.*

3. *Нарытник Т.Н., Ильченко М.Е., Кравчук СЛ., Бабак В.П. Микроволновые технологии в телекоммуникационных системах. — Киев : Техника, 2000. — 304 с.*

4. *Palmer D., Germon Я, Evans D. BWA standardization: a European view // N-WEST Tutorial. — 1998.— 7 p.*

5. *Кравчук С.А., Нарытник Т.Н., Ильченко М.Е. Направления развития Интернет-доступа посредством МИТРИС // Материалы 10-й Международ-*

ной конференции КрыМиКо'2000 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 11-15 сентября 2000 г., Севастополь, Крым, Украина. — Севастополь: Вебер, 2000. — С. 105–106.

6. *Кравчук С.Л., Липатов А.А.* Современные телекоммуникационные технологии диапазона миллиметровых волн // Материалы 12-й Международной конференции КрыМиКо'2002 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 9-13 сентября 2002 г., Севастополь, Крым, Украина. — Севастополь: Вебер, 2002. — С. 41–42.

7. *Кравчук С.А., Ильченко М.Е.* Системы широкополосного беспроводного доступа. Современные проекты фиксированного радиодоступа // Материалы 13-й Международной конференции КрыМиКо'2003 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 8–12 сентября 2003 г., Севастополь, Крым, Украина. — Севастополь: Вебер, 2003. — С. 47–50.

8. *Мостовой В.И.* Сотовое телевидение — новейшая технология широкополосного радиодоступа // Материалы 12-й Международной конференции КрыМиКо'2002 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 9-13 сентября 2002 г., Севастополь, Крым, Украина. — Севастополь; Вебер, 2002. — С. 3–8.

9. *Ильченко М.Ю., Кайдено М.М., Кравчук С.О.* Цифрові мережі з інтеграцією послуг на основі мікрохвильової телекомунікаційної розподільчої системи // Матеріали 2-го Міжнародного конгресу «Розвиток інформаційного суспільства в Україні», 4–6 грудня 2001 р., Київ, Україна. — Киев: ТОВ «Сак Лтд.», 2002. — С. 87–95.

10. *Ильченко М.Ю., Кравчук С.О.* Мікрохвильова телекомунікаційна розподільна система // Винахідник і раціоналізатор. — 2004. — № 6. — С. 18–21.

11. *Микроволновые устройства телекоммуникационных систем.* В 2 т. Т. 2: Устройства приемного и передающего трактов. Проектирование устройств и реализация систем / М.З. Згуровский, М.Е. Ильченко, С.А. Кравчук, Т.Н. Нарытник, Ю.И. Якименко. — Киев: ІВЦ «Видавництво «Політехніка», 2003. — 616 с.

12. *Кравчук С.Л., Борисова М.Б.* Реализация мобильных систем широкополосного радиодоступа на основе технологии MIMO // Материалы 14-й Международной конференции КрыМи-Ко'2004 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 13–17 сентября 2004, Севастополь, Крым, Украина. — Севастополь: Вебер, 2004. — С. 43–44.

13. *Кравчук С.А., Борисова М.Б., Ковов С.Н.* Мобильные системы широкополосного радиодоступа к подсистемам АМС ГАИ на основе технологии пространственного разнесения сигналов // Безопаса дорожнього руху України. — 2004. — № 1–2. — С. 168–177.

14. Belloni A., HoUday C., Gautier Y., Elkady A. IP/MPLS Service management and OSS integration // Alcatel Telecommunications Review. — 2004. — N 3. — P. 2–10.

15. *Ильченко М.Е., Кравчук С.А., Нарытник Т.Н., Войтенко А.Г.* Универсальная мультимедийная дистрибутивная система UMDS // Материалы 14-й Международной конференции КрыМиКо'2004 «СВЧ-техника и теле-

коммуникационные технологии», 13–17 сентября 2004 г., Севастополь, Крым, Украина. – Севастополь : Вебер, 2004. – С. 37–38.

16. *Концепция* применения миллиметровых и субмиллиметровых электромагнитных волн в телекоммуникационных информационных системах / Б.М. Булгаков, С.А. Кравчук, Т.Н. Нарытник, В.В. Поповский, СИ. Татарчук // Радиотехника. – 2003. – Вып. 133. – С. 9–19.

17. *Кравчук С.О.* Система адаптації до потужності до зміни погодних умов для мікрохвильової системи широкосмугового радіодоступу // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2003. – № 4 (30). – С. 27–34.

18. *Ільченко М.Ю., Кравчук С.О., Антоненко Р.А.* Телекомунікаційні системи на базі високопіднятих аероплатформ //Зв'язок. – 2003. – 3. – С. 37–41.

19. *Кравчук С.О., Ільченко М.Ю.* Аероплатформи для телекомунікаційних систем // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2003. – № 1 (27). – С. 5–15.

20. *Ільченко М.Ю., Кравчук С.О.* Інформаційно-телекомунікаційні системи на базі високопіднятих аероплатформ // Винахідник і раціоналізатор. – 2004. – № 6. – С. 9–12.

21. *Кравчук С.А.* Связь через стратосферу // Телеком: коммуникации и сети. – 2004. – № 11. – С. 58–65.

Получено 28.10.2005

М.Ю. Ільченко, Т.М. Наритник

ПРОБЛЕМИ І ПЕРСПЕКТИВИ ПОБУДОВИ В УКРАЇНІ НАЗЕМНИХ ЕФІРНИХ МЕРЕЖ ЦИФРОВОГО МОВЛЕННЯ І ШИРОКОСМУГОВОГО БЕЗПРОВОДОВОГО ДОСТУПУ

Обґрунтовуються способи створення сучасних мереж мультисервісного доступу до універсальних послуг, розглядаються шляхи вирішення проблеми впровадження в Україні цифрового мовлення з врахуванням аналізу зарубіжного досвіду, особливостей проблем перехідного періоду і використання мікрохвильових, наземних, супутникових і кабельних мереж. Наведено результати успішної роботи дослідної зони цифрового мовлення DVBT у смугах частот 470–862 МГц в містах Києві і Одесі. Обговорюються особливості і перспективи впровадження технологій широкосмугового безпроводового зв'язку на основі розроблених вітчизняних систем MIPIC, UMDS і UWDS в смугах частот 10150–10300, 10500–10600 і 11700–12500 МГц. Наводяться результати реалізації проекту мікрохвильового цифрового телевізійного мовлення і передачі даних у рамках системного проекту UWDS в Криму на базі технологій MIPIC із зворотним радіоканалом.

Вступ

У деяких країнах світу перехід з аналогового на цифрове телебачення вже завершений або близький до завершення, а в інших він розпочався і проходить досить інтенсивно. Згідно з Рішенням Регіональної конференції Міжнародного союзу електрозв'язку в червні 2006 р. строком завершення аналогового мовлення визначено 2015 р. За цей період в Україні має бути здійснено плавний перехід від аналогового до цифрового мовлення. Завершення його не означає обов'язкового вимикання аналогового мовлення по всій країні. Однак з цього часу знімаються вимоги щодо захисту засобів аналогового телевізійного мовлення від перешкод з боку цифрового мовлення в прикордонних областях, і крани, прилеглі до цих областей, можуть без обмежень користуватися своїми частотними пла-

нами. Перехід до цифрового телебачення відкриває нові великі можливості не тільки для підвищення якості і збільшення кількості доступних програм, але й для надання нових послуг населенню.

Для України перехід на цифрове мовлення досить актуальний. Згідно із затвердженою в 2006 р. Кабінетом Міністрів України Концепцією впровадження цифрового телевізійного мовлення [1] і Планом використання радіочастотного ресурсу України в смугах частот 174–230 МГц (третьої телевізійній діапазон), 470–862 МГц (четвертий і п'ятий телевізійні діапазони) передбачається впровадження радіотехнологій цифрового наземного телевізійного мовлення стандарту DVB-T: у смугах частот 10150–10300 і 10500–10650 МГц радіотехнології мультисервісного радіодоступу стандарту 802.16, у смугах частот 11700–12500 МГц радіотехнології багатоканального наземного телерадіомовлення стандарту DVB-S.

Впровадження цифрового телевізійного мовлення істотно відрізняється від впровадження інших телекомунікаційних технологій. Особливість переходу на цифровий формат у телебаченні полягає в тому, що введено обмеження на час співіснування аналогового і цифрового телебачення принаймні в одному географічному регіоні. На темпи переходу до цифрового телебачення в Україні великий вплив будуть мати ті пропорції, які склалися між наземним (ефірним), з одного боку, і мікрохвильовим ефірним, кабельним і супутниковим способами доставки телевізійних програм до глядача, з іншого боку, а також інтенсивний розвиток останніх. Найбільш імовірний сценарій впровадження визначається насамперед очікуваннями телеглядачів щодо забезпечення багатoproграмності і високої якості зображення та можливостями надання додаткових мультисервісних послуг (“відео за запитом”, інтерактивність тощо).

Особливостями телекомунікаційного середовища України є висока динаміка росту телекомунікаційних ринків, нерівномірний платоспроможний попит, різні темпи проникнення телекомунікаційних послуг та значна локальна цифрова нерівність. Це зумовлено як відсутністю зон повного покриття мережі, низькою платоспроможністю населення, так і порівняно

високою вартістю прикінцевого абонентського устаткування, що надає користувачу послуги 3 Play (відео, звук, дані) при широкосмуговому доступі.

Для України частка безпроводового широкосмугового доступу порівняно з проводовим поки що незначна, однак темпи росту (48 % для безпроводового і 30 % для проводового), збільшення кількості операторів безпроводового широкосмугового доступу (зараз їх понад 100), а також використання найсучасніших технологій формування таких телекомунікаційних систем є свідченням їх перспективи на телекомунікаційному ринку України як одного з базових елементів мережі мультисервісного доступу.

Постановка задачі

Мета статті – проаналізувати стан впровадження в Україні технологій і систем цифрового телерадіомовлення, а також запропонувати конкретні шляхи вирішення проблем, які виникли у зв'язку з необхідністю плавного переходу нашої держави до цифрового мовлення в період до 2015 р.

Мережі цифрового наземного ефірного мовлення і широкосмугового безпроводового доступу

Сучасна мультисервісна мережа [2–4] має такі складові:

- опорну мережу, що будується на базі оптоволоконних супутникових, радіорелейних каналів зв'язку;
- мережу проводового доступу, що будується з використанням IP-технологій (DS LAM-XDSL);
- мережу безпроводового доступу, що будується на базі технологій MITRIS, UMDS, UWDS (FDD фіксований доступ), WiMAX (FDD – фіксований доступ, TDD мобільний доступ), UMTS FDD (W-CDMA, CDMA200) і UMTS TDD (TD-CDMA);
- мережу телевізійного мовлення (в тому числі інтерактивного телебачення), засновану на технологіях DVB-S, DVB-T, DVB-C, HPTV, DVB-H, HPTV;
- телефонну мережу на основі технології IP-телефонії (NGN-мережу), що підтримує всі види послуг телефонної ме-

режі і забезпечує взаємодію з існуючою мережею загального користування;

- контент-сервери, що забезпечують наповнення мереж інформаційними ресурсами, і елементи доступу до інформаційних ресурсів мережі Internet;

- систему керування серверами і мережею, що дає абонентам мережі супутниковий інтерактивний доступ до серверів мережі без участі оператора і єдине керування всіма елементами мережі;

- абонентську мережу, що забезпечує (при необхідності) колективний доступ абонентів до сервісів мережі по високошвидкісних каналах зв'язку.

Одними з тих, що найбільше розвиваються, є мережі цифрового наземного ефірного телевізійного мовлення і мережа широкосмугового безпроводового доступу, які розглянемо більш детально. Важливою складовою при організації мережі для надання інформаційних послуг є вибір радіотехнології, а факторами, що впливають на її вибір, є:

- види надаваних послуг;
- реалізована пропускна здатність;
- радіус зони обслуговування мережі;
- кількість абонентів, які обслуговуються однією мережею;
- діапазони використовуваних частот;
- вартість розгортання мережі доступу;
- екологічна безпека;
- енергоспоживання;
- вартість абонентського терміналу;
- вартість обслуговування мережі;
- патентний захист;
- надійнісні характеристики;
- конкурентоспроможність.

У сучасних умовах для інноваційного розвитку телекомунікацій особливо зростає значення таких факторів, як енергоспоживання, екологічна безпека, патентний захист та конкурентоспроможність. Вони є найбільш значимі і в розвитку телемовлення в Україні. У табл. 1, 2 наведено показники ринку і нинішній стан можливостей прийому телебачення в Україні.

Таблиця 1. Показники ринку

Показник	Числове значення
Площа Населення	603,700 кв. м
Кількість домогосподарств	46,8 млн
Кількість телевізорів	17,679 млн
	~23 млн

Наземне аналогове мовлення має високу питому вагу до 78 %, тоді як питома вага кабельного ТБ становить 15,2 %, а супутникового 5,4 %. Завдання полягає в тому, щоб наземне ТБ стало цифровим, а покриття території досягло 100 %.

Серед переваг мереж цифрового ТБ порівняно з аналоговими мережами відзначимо такі, як:

більш висока якість передачі аудіовізуальної інформації, багатoprogramність (у межах одного аналогового телевізійного каналу можна передавати багато цифрових телевізійних програм), ефективне використання радіочастотного спектра, можливість передачі в єдиному мультиплексованому потоці пакета радіотелевізійних програм і даних, менша потужність передавачів при більших зонах обслуговування.

Разом з тим, існують і проблеми впровадження цифрового телерадіомовлення в Україні. Основні з них — частотне планування покриття території країни цифровим мовленням, визначення смуг частот для цифрового телерадіомовлення, вибір опорної мережі (радіорелейної, супутникової, оптоволоконної) для поширення (доставки) на території України цифрових телевізійних програм, розробка галузевих і державних стандартів цифрового телевізійного мовлення, визначення стратегії перехідного періоду від аналогового до цифрового телерадіомовлення, розробка, випробування і серійне виробництво цифрового устаткування, формування вітчизняного ринку устаткування цифрового мовлення, створення нового програмного продукту (контенту) та підготовка кадрів з цифрового мовлення.

Таблиця 2. Прийом телебачення в Україні

Телебачення	Кількість домогосподарств
Наземне (аналогове)	13,95 млн (78 %)
Наземне, 4 мультиплекси	Невідомо, запуск у 2006 р. В Києві
Кабельне (аналогове, платне)	2,7 млн (15,2 %)
Кабельне (платне)	0,05 млн (0,18 %)
Супутникове	0,95 млн (5,4 %)

Вирішення останніх чотирьох проблем створить більші можливості для розвитку вітчизняної радіоелектронної промисловості та підвищення рівня кадрового потенціалу.

Які шляхи подолання цих проблем?

Ще в 1993 р. близько 200 організацій з 30 країн світу дійшли до спільної думки з приводу проекту ЦТБ, названому DVB-T. Крім підвищення якості і збільшення кількості програм, доступних телеглядачеві, цей стандарт передбачає також можливість передачі будь-якої іншої інформації в цифровому вигляді. Одним із перспективних напрямів є мобільне мовлення — так зване DVB-H.

Проектування ефірних мереж DVB наземного (DVB-T) і мобільного (DVB-H) мовлення — досить складний процес, який полягає у:

- виборі режиму роботи DVB-мережі (режим роботи і формат модуляції, ієрархічний і неієрархічний режими, швидкості потоків, мультимплексування, джерело сигналів, ступінь компресії тощо);
- визначенні базового мережевого планування (одночастотна SFN-мережа або багаточастотна MFN-мережа, кількість передавачів і зони покриття, види надаваних послуг, швидкість кодування CR і захисного інтервалу (час, визначення кількості каналів, кількість і режими роботи ретрансляторів) і т.п.;
- розрахунку дистрибутивних мереж DVB (базові аспекти початкового розподілу, централізоване/децентралізоване формування сигналу COFDM, вибір типу цифрової розподільної мережі (PDH/SDH/ATM/IP тощо), зокрема питання синхронізації, контроль і моніторинг мережі);
- розрахунку зони покриття і сумісності мереж (включаючи аналогове мовлення) з врахуванням надаваних сервісних послуг та умов прийому;
- розрахунку передавальною антеною системи (можливість/неможливість роботи на загальну антену з аналоговим мовленням, антенна розв'язка та фільтрація, каналне і діапазонне додавання потужностей, багатоканальний розподіл, інтермодуляція, втрати потужності, діаграма спрямованості і коефіцієнт підсилення передавальної антени тощо);

- власне мережевому плануванні (колективний та індивідуальний прийом, розрахунок тіньових зон і зон інтерференції, перерозподіл швидкостей цифрових потоків на локальних ретрансляторах тощо).

У названому процесі відкрите величезне поле діяльності для вітчизняних учених, інженерів і студентів, майбутніх фахівців у галузі телекомунікацій.

Україна на сьогодні вже набула деякого досвіду проектування мереж і впровадження цифрового мовлення, насамперед експериментального цифрового.

У 2000 р. розпочалися дослідження варіантів впровадження цифрового ефірного телебачення. Було розроблено і реалізовано концепцію побудови мережі мовлення стандарту DVB-T без державної підтримки. Наступним кроком до впровадження цифрового ефірного телебачення в Україні стала розробка проекту тестового цифрового мовлення в Києві. В рамках цього проекту було виготовлено експериментальний зразок передавача стандарту DVB-T. Система формування цифрового потоку побудована на основі кодерів MPEG-2 і DVB-мультиплексорів. Як джерела MPEG-2 цифрових програм використовувалися професійні супутникові приймачі і професійні кодери MPEG-2. Це устаткування було розміщено на першому поверсі телевежі Концерну RPT. Передавач TXUP 1000-DVB був установлений на позначці “240 м” телевізійної вежі. Він розроблений НПП “Квант-Ефір” разом з фірмами Elettronika s.r.l. (Італія), BarcoNet і Terascom (Швеція). Передавач працює в дециметровому діапазоні, де використовується твердотільний підсилювач потужністю 600–800 Вт. Передавач оснащений модулятором COFDM, параметри якого можна було змінювати під час проведення тестового мовлення. Для усунення перешкод для сусідніх телевізійних каналів передавач оснащений шестирезонаторним смуговим фільтром UHF-DVB. Доставка цифрового потоку до передавача здійснювалася за допомогою оптичної передавальної лінії, побудованої на устаткуванні фірми BarcoNet.

Восени 2001 р. було розпочато експериментальне тестове мовлення в м. Києві. Передавач 51-го телевізійного каналу транслював п'ять телевізійних програм і одну стереорадіопро-

граму. Цифровий передавач працював на загальну антену з аналоговим передавачем ДМВ-діапазону.

При тестових випробуваннях у м. Києві вирішувалися такі завдання, як оцінка планової зони покриття передавача, виконання лабораторних і польових випробувань та експериментів із системою формування мультиплекса й передавальним устаткуванням, вимір зони покриття, визначення потенційних можливостей системи цифрового мовлення DVB-T, дослідження особливостей використання сигналів із застосуванням COFDM-модуляції, вибір оптимальних параметрів передавального і приймального устаткування, вирішення питань сумісності з існуючими телевізійними і телекомунікаційними системами та вивчення можливостей використання існуючого устаткування і необхідності його модернізації.

Отримані результати тестових випробувань досить переконливі. При твердих параметрах модуляції і екстремальних, з погляду на інтерференційні перешкоди, умовах прийому в багатьох районах Києва можна було приймати цифрові програми навіть на кімнатну антену. Важливо й те, що на відстані до 50 км в умовах прямої видимості також спостерігався впевнений прийом сигналу на стаціонарну антену.

Слід також сказати про спільний позитивний досвід з Одеським ОРТПЦ: був створений дослідний зразок цифрового телевізійного передавача потужністю 15 Вт з аналоговими входами (до шести ТВ-програм) і двома цифровими входами з асинхронним послідовним інтерфейсом ASI, який забезпечив передачу сільському населенню до 16 телевізійних програм відмінної якості з радіусом покриття до 5 км. Всі ці результати дали можливість сформулювати стратегію з реалізації в Україні проекту впровадження цифрового телерадіомовлення.

2007 р. став стартовим у процесі будівництва в Україні цифрового наземного телерадіомовлення. Досвід будівництва сегментів 17 і 18-ї зон синхронного мовлення буде основою для розгортання загальнонаціональної системи цифрового багатопрограмного мовлення.

У 2008 р. Концерн РРТ зможе повністю завершити формування 17 і 18-ї зон синхронного мовлення і провести модернізацію свого телепорту в с. Калинівці, що забезпечить поши-

рення цифрових пакетів між синхронними зонами мовлення супутниковим методом.

У 2009 р. можна буде розгорнути будівництво синхронних зон навколо 17 і 18-ї зон з подальшим переведенням у створені пакети всіх ТВ-програм, які поширюються на території Київської і Житомирської областей. Це дасть можливість проведення експерименту з відключенням аналогових передавачів і звільненням частотного ресурсу для подальшого розвитку. При достатньому фінансуванні паралельно з цими кроками планується розпочати будівництво синхронних зон мовлення і в прикордонних регіонах, а також “містах-мільйонниках”.

Починаючи з 2010 р. передбачається будівництво зон синхронного мовлення за принципом “хвилі” від уже створених зон з переведенням туди аналогових каналів і відключенням потужних аналогових передавачів, досягаючи таким чином покриття цифровим мовленням спочатку на території регіону, а потім і країни в цілому.

Враховуючи те, що мовлення є основою інформаційної безпеки будь-якої держави, а також надзвичайно короткі для України строки перехідного періоду, зобов'язання України як члена Міжнародного союзу електрозв'язку, складність і більші обсяги науково-технічних та організаційних завдань, необхідність їх фінансового і нормативно-правового забезпечення, питання впровадження цифрового мовлення в обов'язковому порядку потребує державної підтримки та регулювання. З огляду на важливість цієї проблеми, а також на високу динаміку розвитку цифрового ТБ у світі, і особливо в Європі, досить істотним є вибір оптимального підходу до вирішення проблеми переходу на цифрове ТБ.

Аналіз досвіду впровадження цифрового мовлення стандарту DVB-T в Європі показує, що країни, які є лідерами за темпами впровадження цифрового наземного телебачення (Англія, Франція та ін.), реалізували і розвивають на перехідному періоді переважно MFN (багаточастотні зони), дотримуючись обмежень, установлених планом “Женева-2006”, щодо максимальних EIRP.

Під час перехідного періоду одночасного існування цифрового і аналогового мовлення експлуатація повнофункціональних SFN-зон синхронного цифрового мовлення неможлива через

створення перешкод приймачам та аналоговим передавачам, які перебувають на периферії кожної SFN-зони. Тому пропонується такий компроміс на перехідний період:

- максимальне використання всіх веж, на яких установлені діючі передавальні антени аналогового ТБ;
- установка тільки незначної кількості малопотужних одностотних ретрансляторів і передавачів синхронного мовлення на ділянках із нульовим прийомом.

Вирішення проблеми розгортання інфраструктури цифрового телебачення і впровадження в Україні цифрового мовлення з використанням компресій MPEG-2 і MPEG-4 буде здійснюватися в такий спосіб:

- поетапне створення на перехідному періоді (до вимикання аналогового ТБ) цифрової передавальної мережі на три-чотири мультиплекса (покриття) по 168–340 передавачів на одне загальнонаціональне покриття з максимальним використанням усіх передавальних веж, на яких установлені діючі передавальні антени аналогового ТБ;
- створення експериментальної зони синхронного цифрового мовлення в Київській і Житомирській областях у 2007 р.;
- поетапне створення (в регіонах, в яких вимкнене аналогове ТБ) синхронних зон мовлення відповідно до регіонального Цифрового плану в смугах частот 174–230 і 470–862 МГц та необхідної телекомунікаційної інфраструктури;
- резервування одного покриття (мультиплекса) для державного підприємства “Концерн РРТ”.

Крім того, актуальним є вибір формату компресії. Варто зазначити, що стандарт компресії MPEG-2 широко використовується в існуючих системах цифрового телебачення стандарту DVB, як в ефірних, кабельних, так і в супутникових.

Сьогодні у світі експлуатується більше 150 млн тюнерів для прийому цифрового телебачення, в тому числі з них близько 40 млн — для прийому DVB-T та до 50 млн — для прийому DVB-S. На першому етапі, з огляду на наявність абонентної бази побутових приймачів за ціною 40–50 дол. США і те, що переважна більшість телерадіокомпаній використовують для цифрового мовлення стандарт MPEG-2 (для супутникового і кабельного мовлення), саме на ньому найлегше реалізувати

перший етап впровадження цифрового наземного мовлення для моделі “free to air” (безкоштовний прийом теле- і радіопрограм), оскільки цифрові тюнери MPEG-2 приблизно в три–п’ять разів дешевші тюнерів MPEG-4.

У табл. 3 наведено докладні порівняльні характеристики стандартів компресій MPEG-2 й MPEG-4 AVC.

Таблиця 3. Порівняльні характеристики стандартів компресій MPEG-2 і MPEG-4 AVC

MPEG-2	MPEG-4 AVC
Поширеність устаткування	
Широка (DVB-C, DVB-S, DVB-T, ATCS, ISDB)	З кінця 2006 р. використання тільки у двох країнах: Естонії і Норвегії (близько 20 тис. абонентів). Часткове використання для DVB-T у Франції в одному мультиплексі з п’яти. Використання DVB для HD
Вартість побутових приймачів	
30–50 дол. США	16–180 дол. США
Вартість кодування	
10–12 тис. дол. США	20–25 тис. дол. США
Ресурс і якість кодування	
Досягнуто майже максимум 3,5–4 Мбит на одну ТВ програму SD (до шести ТВ програм в одному мультиплексі)	Алгоритм кодування в стадії вдосконалення. На сьогодні – 2 Мбіт на одну ТВ програму (до 11 ТВ-програм в одному мультиплексі). Передбачається досягти рівня кодування до 15 програм в 2010–2011 рр.
Сумісність устаткування	
Високий рівень сумісності	На сьогодні досить висока ймовірність несумісності передавального і приймального устаткування різних виробників
Можливість використання для HD (High Definition, 1920×1080 P)	
Можливо до двох телепрограм в одному мультиплексі	Можливо до трьох–чотирьох телепрограм в одному мультиплексі
Можливість використання для мобільного ТВ (DVB-H)	
Неефективно	При використанні спрощеного варіанта MPEG-4 AVC

Отже, технічні переваги на боці компресії MPEG-4, однак залишається проблема зниження вартості й сумісності устаткування при її використанні. Тому на сьогодні у м. Києві транслюється до 22 ТВ-програм і чотири радіопрограми чотирьох каналах (41-, 43-, 51- й 64-му), а наступним кроком уже цього року на 48-му каналі планується розпочати мовлення в стандарті MPEG-4.

Основні етапи реалізації проекту впровадження синхронного наземного цифрового мовлення містять у собі:

- сегмент київської зони синхронного наземного цифрового мовлення, який буде складатися з головної станції мультиплексування на 10 ТВ-програм стандарту MPEG-4 у м. Києві, одного цифрового ТВ-передавача потужністю 2 кВт стандарту DVB-T у м. Києві та двох цифрових ТВ-передавачів потужністю 1кВт кожен, стандарту DVB-T у с. Калинівці;

- сегмент житомирської зони синхронного наземного цифрового мовлення, який складатиметься з регіональної станції мультиплексування на 20 (10 + 10) ТВ-програм стандарту MPEG-4 у с. Андріївці, двох цифрових ТВ-передавачів потужністю 1 кВт кожен, стандарту DVB-T в Андріївці;

- доставку пакета ТВ-програм від Київської філії КРРТ до передавачів с. Калинівки, що буде здійснюватись по існуючій ЦРПЛ Київ–Калинівка;

- доставку ТВ-програм до передавачів у с. Андріївці, що буде здійснюватись по існуючих супутникових каналах і наземних лініях зв'язку.

Розроблені схеми створення сегмента зон ЦТБ у Житомирській і Київській областях, які демонструють універсальні можливості мереж цифрового мовлення, покладені в основу моделі національної мережі DVB-T (рис. 1), що містить у собі:

- головну станцію мультиплексування телерадіопрограм;
- станцію інтерактивних послуг і центр керування мережею;

- IP ТВ-мережі;
- передавальні станції ефірного мовлення;
- станції супутникового мовлення (рис. 2, 3);
- регіональний центр вставки місцевого контенту;
- геп-філери.

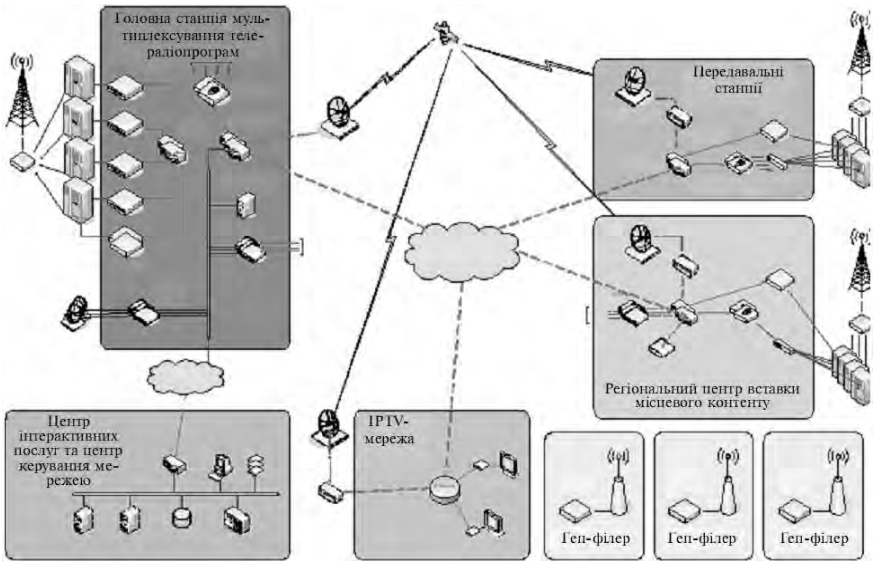


Рис. 1. Модель національної мережі DVB-T



Рис. 2. Станція супутникового мовлення в с. Калинівці



Рис. 3. Станція супутникового мовлення в м. Золочеві

Україна відповідно до високих державних директивних рішень стоїть на порозі запуску вітчизняного супутникового зв'язку, сегмент телерадіомовлення на якому буде істотним.

Більші можливості в цифровому ефірному ТБ і наданні послуг безпроводового доступу демонструє вітчизняна мікрохвильова телерадіоінформаційна система МІТРС, в тому числі вико-ристовувана досить ефективно як опорна розподільна

мережа на регіональному рівні. Система захищена багатьма патентами України та закордонними патентами. На сьогодні як система мовлення вона працює практично в кожному обласному центрі, у Києві, Київській і Чернігівській областях, під торговельною маркою “Максимум ТВ” ведеться трансляція 111-ти телевізійних програм у цифровому стандарті DVB-S, причому для забезпечення в межах прямої видимості зони покриття до 60 км потужність випромінювання на одну програму становить до 3–5 мВт. Регіональні мережі на рівні області будуються в Херсоні, Львові, Луганську та інших містах. Є позитивний досвід створення й експлуатації таких мереж і за кордоном: Латвії, Грузії, Вірменії, Малайзії та інших країнах. Національна Рада України з телебачення і радіомовлення нині здійснює за численними заявками операторів етап національного впровадження цифрового мовлення на базі технології MIPIC.

Наступним кроком є система мультимедійного доступу, що об’єднує в собі всі переваги цифрового наземного мовлення і передачі даних. Такими системами є UMDS і UWDS [5–7], виробництва НДІ телекомунікацій НТУУ “КПІ”, Інституту електроніки й зв’язку, НПО “Топаз” (м. Київ) і НПП “Beta Com” (м. Донецьк).

Можливості надання послуг системи UMDS такі:

- доведення до абонентів програм цифрового телевізійного мовлення (Digital Video Broadcasting – DVB);
- надання абонентам послуг, що базуються на інтерактивному доступі до інформаційних ресурсів системи: відео за замовленням (Video on Demand – VoD) – можливість вибору, одержання і відтворення відеоматеріалів, що зберігаються на ЦС-системі; IP-телефонії (IP-Phone – IPP); відео-зв’язку (Videolink – VL) між абонентами системи; доступу до мережі Інтернет і надання Інтернет-послуг (Internet Service – IS); організації віртуальних приватних (корпоративних) мереж (Virtual Privat Network – VPN).

Структурна схема системи UMDS (рис. 4) містить у собі підсистему DVB-S і підсистему WiMAX, об’єднану загальним сервером. У цій системі при цифровому телевізійному мовленні використовується стандарт MPEG-2, а при передачі даних – такі стандарти і протоколи:

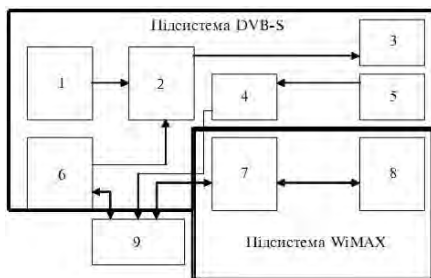


Рис. 4. Загальна схема центральної станції UMDS: 1 – блок формування пакета телевізійних програм; 2 – блок модуляторів DVB-S; 3 – ненаправлена передавальна антена підсистеми DVB-S; 4 – блок зворотних каналів підсистеми DVB-S; 5 – блок секторних антен підсистеми DVB-S; 6 – блок інкапсуляторів підсистеми DVB-S; 7 – базові станції підсистеми WiMAX; 8 – секторні антени підсистеми WiMAX; 9 – сервер доступу системи UMDS

- у прямих каналах – стандарт DVB-S, технологія MPE та інкапсуляція IP-пакетів;

- у зворотних каналах – стандарти множинного доступу TDMA, FDMA, спеціально розроблений протокол канального рівня та інкапсуляції IP-пакетів;

- у мережі центральної станції – стандарт Fast Ethernet на канальному рівні, а на мережевому рівні – протокол IP.

У розробленій системі серії UMDS реалізуються переваги як WiMAX, так і МІТРІС – висока канальна ємність (можливість підключення до 100 000 абонентських

станцій при наданні кожній швидкості у зворотному каналі від 20 Кбіт/с при одночасній їх роботі) і значний канальний ресурс (до 800 Мбіт/с) у прямому каналі, ефективність функціонування в умовах мегаполіса.

У каналах мережі WiMAX, що реалізує стандарт IEEE 802.16, є механізми боротьби з перешкодами типу Райса і Релея. Крім того, у цій системі передбачено механізми ефективного використання ресурсу, захист і ряд засобів підвищення надійності передачі, контролю за оснащенням, у тому числі й абонентським.

У системі UMDS вирішено завдання надання в зоні обслуговування послуг телевізійного мовлення і послуг передачі даних при реалізації переваг системи WiMAX при канальній ємності, ресурсі і зоні обслуговування системи МІТРІС. При цьому забезпечується можливість використання абонентських станцій різних конфігурацій залежно від надаваних абонентам

по слуг і, як результат, зниження середньої вартості абонентської станції в мережі.

Зупинимося на проєкті UWDS, одному з найбільш привабливих інноваційних проєктів, схвалених урядами України і Криму. При його створенні поряд з рішенням ряду науково-технічних проблем сформовано маркетингову стратегію, головними особливостями якої є:

- телевізійно-комунікаційний характер побудови мережі;
- максимальне охоплення відразу всієї адміністративної території, що особливо характерно для сільської місцевості;
- Інтранет як основа для соціальних комунікацій (оскільки із собівартості пропонованих послуг вилучено доступ до світової мережі Інтернет);
- зниження рівня вхідного економічного бар'єра впровадження проєкту за рахунок виняткової орієнтації на вітчизняного виробника;
- диверсифікованість джерел фінансування (крім генерального інвестора, в запуск проєкту залучені на взаємовигідній основі бюджети різних рівнів і лише почасти — власні ресурси).

Системний проєкт UWDS впровадження цифрового телебачення в Криму на базі технології MIPIC із зворотним комунікаційним каналом дає можливість принципово вирішити ряд головних завдань:

- ефективно побудувати мультимедійні інтерактивні мережі цифрового телебачення;
- запропонувати користувачеві більше послуг, ніж пропонує ринок;
- запропонувати інвестору повернення не менше 12 % річних на вкладені кошти;
- отримати відчутний прибуток.

Сутність інвестиційного системного проєкту UWDS полягає в одночасному розгортанні шістнадцяти базових станцій і такої ж кількості ретрансляторів UWDS (забезпечується 83 %-не охоплення території Криму), наданні шістдесяти чотирьох цифрових телевізійних каналів (трьох цільових груп) для телеглядачів, в організації зворотного каналу зв'язку із швидкістю передачі до 10 Мбіт/с та можливість розвитку мережі IP-телефонії.

Центральна і абонентська станції системи MITPIC-UMDS і UWDS рішеннями Національної комісії з питань регулювання зв'язку України за № 348 від 06.04.2006 р. і № 544 від 18.01.2007 р. включені до Реєстру радіоелектронних засобів і випромінюючих пристроїв, які можуть застосовуватися на території України в смугах радіочастот загального користування. З лютого 2007 р. базова станція системи UWDS успішно експлуатується в Криму (у м. Феодосії).

Висновки

Аналіз зарубіжного досвіду і тенденцій переходу на цифрове наземне телевізійне мовлення показав, що в більшості країн, які почали перехід на цифрове мовлення в числі перших, використовується стандарт MPEG-2. Однак технічний прогрес диктує свої умови і відповідно до вимог EBU для всіх нових служб телевізійної чіткості зображення, введених після 2005 р., регламентується використання стандарту MPEG-4.

Згідно із затвердженою в 2006 р. Кабінетом Міністрів України Концепцією впровадження цифрового телевізійного мовлення, передбачено, поряд з комплексом інших заходів, підготовку, освоєння на промисловий випуск засобів прийому і передачі сигналів цифрового мовлення, зокрема, мають бути прийняті заходи для виробництва на базі досягнень українських вчених у телекомунікаційних, інформаційних, мікроелектронних і нанотехнологіях вітчизняними підприємствами компонентів і комплексів цифрового мовлення, в першу чергу, устаткування для масового використання населенням тюнерів (приймачів) для прийому аналогових телевізійних програм у різних цифрових форматах DVB. Проведені дослідження і отримані результати виготовлення перших зразків таких тюнерів показали можливість серійного виробництва за ціною в межах 400 грн за один комплект при 25 %-ній рентабельності.

Аналіз ринку безпроводових телекомунікацій показує, що жодна із впроваджених в Україні технологій широкосмугового безпроводового зв'язку поки що не надає необхідного спектра послуг, і комплексне вирішення проблеми так званої “останньої милі” при їх використанні неможливе через обмеження за дальністю дії, стосовно пропускну здатності і дефіциту час-

тотного ресурсу для систем, які працюють у діапазонах частот до 10 ГГц.

Розроблена на базі технології MIPIC вітчизняна система серії UMDS і UWDS є оптимальним рішенням для надання мультимедійних інтерактивних послуг, у тому числі послуг багатоканального телевізійного мовлення і послуг доступу до служб, що базуються на передачі даних.

Крім того, системи можуть бути використані для вирішення таких соціально значущих і спеціальних задач, як будівництво широкомасштабних суперсистем суцільного відеомоніторингу з метою підтримки правопорядку, охорони приватної і муніципальної власності, профілактики правопорушень, попередження надзвичайних ситуацій і боротьби з тероризмом та високонадійна охорона особливо важливих, в тому числі й військових, об'єктів.

Крім усіх перерахованих можливостей, система дозволяє здійснити організацію нових проектів:

- впровадження якісного відеозв'язку для вищої ланки адміністрації і керівників великих відомств;
- обладнання спеціальних кабінетів телемедицини в усіх великих населених пунктах;
- впровадження апаратно захищеного і криптозахищеного зв'язку підвищеної надійності;
- налаштування video on demand — перегляду фільмів і телепрограм, що зберігаються на відеосервері на вибір (замовлення) абонента;
- обладнання спеціальних класів дистанційного навчання в школах з метою вдосконалювання організаційної структури і підвищення якості викладання.

Реалізація перелічених вітчизняних телекомунікаційних технологій і систем стане гідним внеском України в Концепцію сталого розвитку світового співтовариства, яка передбачає обов'язкову погодженість економічного, екологічного і людського розвитку, що гарантує майбутнім поколінням якість і безпеку їхнього життя в інтересах кожної людини [8].

1. Концепция Государственной программы внедрения цифрового телерадиовещания: Распоряжение Кабинета Министров Украины от 20.11.2006 г., № 592-Р.

2. Згуровский М.З., Ильченко М.Е., Кравчук С.А. и др. Микроволновые устройства телекоммуникационных систем. — В 2-х томах. — Том 2. Устройства передающего и приемного трактов. Проектирование устройств и реализация систем. — К.: ІВЦ «Видавництво “Політехніка”», 2003. — 616 с.

3. Ильченко М.Ю., Нарытник Т.М., Казимиренко В.Я. Мікрохвильова телерадіоінформаційна інтегрована система MITRIS UMDS для надання мультимедійних інтерактивних послуг // Зб. тез першої наук.-техн. конф. “Проблеми телекомунікацій”, 2007. — К.: НТУУ “КПІ”, 2007. — С. 26–29.

4. Ильченко М.Е., Кайдено Н.Н., Кравчук С.А. Особенности построения сетей широкополосного радиодоступа на базе технологии WiMAX // Матер. XVI Междунар. Крымской конф. КрыМиКо-2006 “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии”, 2006. Севастополь: Вебер, 2006. — Том 1. — С. 328–329.

5. Патент Украины №51495 на изобретение. Микроволновая интегрированная телерадиоинформационная система МИТРИС-ИНТ / Т.Н. Нарытник, В.Я. Казимиренко, А.Г. Войтенко и др. // Бюл. № 11. — 2002.

6. Патент Украины №5529 на изобретение. Микроволновая интерактивная дистрибутивная информационная система МИДИС / Т.Н. Нарытник, В.Я. Казимиренко, А.Г. Войтенко и др. // Бюл. № 7. — 2004.

7. Патент Украины №5319 на полезную модель. Универсальная мультимедийная дистрибутивная система UMDS / М.Е. Ильченко, Т.Н. Нарытник, С.А. Кравчук и др. // Бюл. №3. — 2005.

8. Борщевский В.В., Зинченко А.А., Цендровский В.А. Не пройти мимо главного, доступно по web-адресу <http://www.telemir.com.ua>

Надійшла до редакції 22 жовтня 2007 року

Ильченко М.Е., Нарытник Т.Н., Войтенко А.Г.

СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ МНОГОПРОГРАММНОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ПОТОКА И ЦИФРОВОГО ПОТОКА ДАННЫХ ПО КАНАЛАМ АНАЛОГОВЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ

Введение.

В связи с существенным увеличением объема информации и необходимостью освобождения полосы радиочастот 3400–3600 МГц от использования ее радиорелейными линиями возникла настоящая необходимость передачи дополнительных телевизионных программ и цифровых потоков данных по действующим аналоговым радиорелейным линиям Украины. Одним из наиболее эффективных путей решения данной проблемы является цифровое уплотнение аналоговых стволов действующих радиорелейных линий и применение современных методов модуляции, что позволит существенно повысить эффективность использования частотного ресурса и увеличить объем предоставляемых услуг [1–5]. Так, при передаче аналогового частотно-модулированного сигнала только на одну программу телевизионного вещания необходима полоса 28 МГц, однако при этом обеспечивается необходимая помехоустойчивость канала связи, и соответственно, качество передачи. Передача программ в формате MPEG-2, используя QPSK модуляцию (стандарт DVB), позволит существенно (в несколько раз) уменьшить используемый частотный ресурс при более высоком качестве контента. Однако, использование аналоговых линий с существующим приемо-передающим оборудованием, где имеются нелинейные устройства (ограничители, усилители мощности и т.п.), вносит свои искажения, что приводит к существенному расширению спектра в стволе радиорелейной линии, и тем самым, к искажениям фазомодулированного в соответствии со стандартом DVB сигнала [6].

Развертывание новой сети цифровых радиорелейных линий с чисто линейным трактом является достаточно трудоемким и дорогим и обычно не является реально возможной реализацией передачи. Кроме того, повышение спектральной эффективности даже в линейном тракте приводит к снижению помехоустойчивости канала связи, что обуславливает дополнительное снижение длины пролета радиорелейной линии.

Отметим, что в настоящее время загрузка телефонных стволов существующей сети РРЛ уменьшается в связи с широким использованием оптоволоконных линий связи. Использование высвобождаемых ТФ-стволов для передачи дополнительной телевизионной программы в аналоговом виде, а также для резервирования какого-либо аналогового телевизионного ствола невозможно из-за наличия в нём сигналов служебной связи, телесигнализации и системы автоматического резервирования стволов.

В связи с этим, актуальной является задача создания на базе существующих сетей аналоговых радиорелейных линий каналов передачи данных с минимально возможной чувствительностью к обозначенным выше искажениям и влияниям. Особый практический интерес вызывает цифровая передача телевизионных программ в полосе частот ТФ-ствола, свободной от сигналов многоканальной телефонии.

В настоящей статье представлены результаты разработки, испытаний и опытной эксплуатации системы передачи многопрограммного телевизионного и телефонного цифрового потока (4 телевизионные программы и 4 потока Е1) в полосе частот 28 МГц по каналам существующих аналоговых радиорелейных линий.

Постановка задачи.

Для повышения спектральной эффективности канала связи используется многопозиционная амплитудно-фазовая (QAM) модуляция. Ее использование решает задачу повышения спектральной эффективности за счет снижения символьной скорости при равных битовых скоростях. Это позволяет использовать штатное оборудование радиорелейных станций для реализации

частотной модуляции символов. Поэтому для передачи цифрового пакета в эфире используется аналоговая частотная модуляция несущей потоком символов, которые несут цифровую информацию. Таким образом, в сущности, по каналу передается ЧМ сигнал, который не только не искажается при ограничении уровня, но и использует это ограничение для исключения паразитной амплитудной модуляции, как у обычной аналоговой радиорелейной линии при передаче ЧМ сигнала. При этом обеспечивается достаточная помехоустойчивость на пролете радиорелейной линии, которая практически равна помехоустойчивости аналогового канала связи. Вместе с тем, прием QAM сигнала реализуется в условиях минимально возможного расстояния от источника (модулятора ТВ/ QAM, цифрового модема 4 x E1/QAM) до приемника (модулятора-демодулятора ЧМ) и позволяет обеспечить необходимое отношение сигнал/шум.

Повышение числа позиций QAM модуляции повышает спектральную эффективность, но вместе с тем усложняет прием сигнала и усиливает требования к качеству аналогового тракта, что ограничено реальными трактами развернутых радиорелейных линий. Исходя из этого, рекомендуется использовать модуляцию QAM-32 или QAM-64, что позволяет выполнить прием, после предварительного переноса спектра ТВ-сигнала с центральной частотой 4,5 МГц в диапазон стандарта DVB-C, приемниками-тюнерами DVB-C и не предъявляет дополнительных требований к тракту радиорелейных линий.

Описание системы.

Система передачи (рис. 1) содержит следующее основное оборудование:

- Модулятор ТВ/QAM
- Цифровой модем 4×E1/QAM
- Сумматор сигналов
- Разделитель сигналов
- Преобразователь частоты
- Тюнер QAM
- Штатный приемо-передающий тракт РРС.

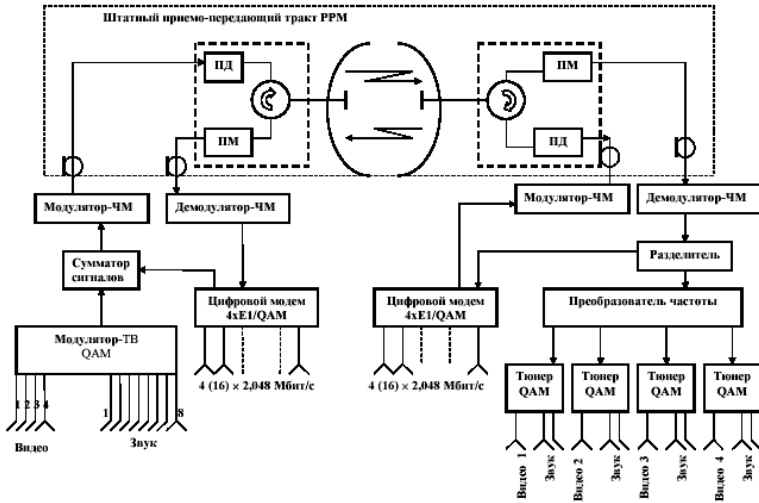


Рис. 1. Структурная схема системы передачи данных "Еврика-BBV"

Групповой сигнал цифрового телевидения (DVB-C) на поднесущей в диапазоне от 4,2 до 4,5 МГц в полосе не более 8 МГц с выхода модулятора ТВ/QAM и выходной сигнал модулятора ТВ/ QAM цифрового модема 4×E1/QAM в диапазоне рабочих частот от 8 до 12 МГц в полосе не более 2,6 МГц через сумматор сигналов поступает на низкочастотный вход модулятора ЧМ (вместо видеосигнала) штатного приемно-передающего оборудования радиорелейной станции.

С выхода модулятора ЧМ сигнал частотой 70 МГц подается на передатчик, где частота 70 МГц преобразуется в СВЧ сигнал, который поступает в антенну. На приемной стороне осуществляются обратные преобразования. Приемник транслирует СВЧ-сигнал на частоту 70 МГц, который подается на вход демодулятора ЧМ.

Цифровой модем.

Цифровой модем 4×E1/QAM (МЦ) работает в диапазоне частот (рис. 2) 8–12 МГц и предназначен для передачи 4 (16) независимых цифровых потоков 2,048 Мбит/с. Его основные характеристики приведены в таблице 1.

Таблица 1

Диапазон рабочих частот (см. табл. 2)	от 8,0 до 12,0 МГц	
Шаг перестройки	250 кГц	
Выходной уровень	80-108 дБ/мкВ	
Вид модуляции	QAM32, QAM64, QAM128	
Полоса частот по уровню минус 40 дБ	QAM32	2,6 МГц
	QAM64	2,2 МГц
	QAM128	1,8 МГц
Помехоустойчивое кодирование	БХЧ, Рида-Соломона 204/188, перемежение	
Пропускная способность радиоствола	Основной канал	8448 кбит/с
	Голосовой канал	64 кбит/с
Интерфейс E1	G.703, HDB3/AMI, 120 Ом	
Максимальная длина линии связи по интерфейсу E1 (кабель STP, категория 5)	1,2 км	
Мультиплексирование	ITU-T G.742	
Напряжение питания	Переменным током	140...260В/50 Гц
	Постоянным током	20...72 В
Потребляемая мощность (два полукомплекта), не более	56 Вт	

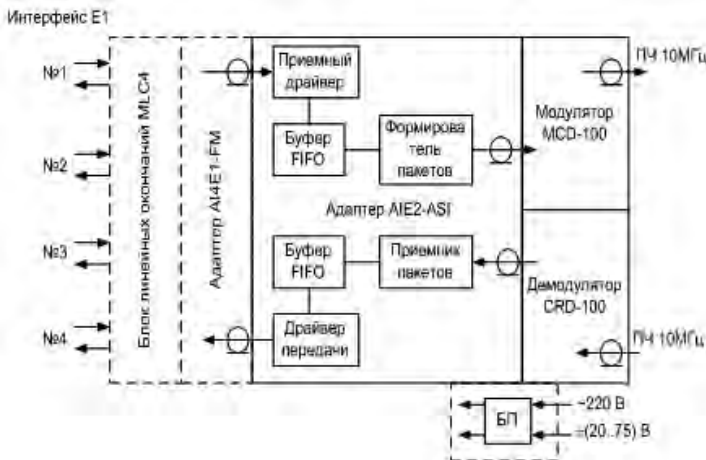


Рис. 2. Структурная схема цифрового модема

МЦ питается от сети переменного тока (140–260)В, 50Гц с резервированием от источника постоянного тока любой по-

лярности (20-60) В или от станционной сети АТС (48-75)В любой полярности. При отключении сети переменного тока МЦ автоматически переходит на питание от источника постоянного тока. При наличии обоих источников питание осуществляется от источника с более высоким напряжением.

Время готовности комплекта МЦ к работе не превышает 15 сек. Режим работы МЦ – непрерывный.

Четыре независимых потока Е1 с линий связи через входные разъемы блока линейных окончаний MLC4 и разделительные трансформаторы поступают на трансивер потоков Е1 (см. рис. 2). В трансиверах из потока выделяется тактовая частота (около 2,048 МГц), по фронтам которой берутся дискретные отсчеты из входного сигнала и декодируются из линейного кода HDB3 (или AMI) в последовательный двоичный код. Сигналы данных и тактовой частоты поступают на мультиплексор Е2 [7], который объединяет четыре потока Е1 в структурированный поток Е2 (8,448 Мбит/с). Для нормальной работы мультиплексора тактовые частоты на входах должны составлять $2,048 \pm 0,1$ кГц. При отсутствии любого из входных потоков Е1 мультиплексор заменяет отсутствующие данные единицами, а тактовую частоту – кварцовой частотой 2,048 МГц.

После мультиплексора поток данных буферизуется и поступает на пакетный коммутатор, который объединяет поток Е2, данные с кодека голосовой связи и служебные биты с модуля управления в один последовательный цифровой поток. Этот поток в скремблере подвергается скремблированию (т.е. потоку придаются характеристики случайного сигнала), после чего кодируется помехоустойчивым кодом Боуза-Чоудхури-Хоквенчема (БХЧ), далее проходит перемежитель. При перемежении биты в последовательности перемешиваются в определенном порядке. Далее поток поступает на адаптер интерфейсов AIE2-ASI, который выполняет функцию преобразования непрерывного потока в формат пакетной передачи, после чего выходные данные по интерфейсу ASI поступают на модулятор QAM MCD-100, выходной сигнал модулятора подается в линию связи.

Приемная сторона МЦ состоит из демодулятора QAM, на вход которого подается сигнал ПЧ (8...12 МГц) с удаленного МЦ. С выхода демодулятора QAM принятый поток через интерфейс ASI поступает на модуль AIE2-ASI для преобразования пакетного потока в непрерывный, полученный непрерывный цифровой поток поступает на регенератор адаптера AI4E1-FM, обратный перемежитель и БХЧ декодер. Так как помехи в канале связи приводят к появлению локальной группы ошибочных бит, а декодер БХЧ исправляет только 2-3 ошибки в блоке длиной 31 бит, на помощь приходит перемежение. Компактный пакет ошибочных бит в обратном перемежителе как бы “распыляется” на большие интервалы времени и декодер БХЧ справляется с задачей исправления ошибок.

Затем поток данных проходит дескремблер и в пакетном коммутаторе разделяется на поток E2, поток голосовой связи и служебный поток. Поток E2 через приемный буфер проходит на мультиплексор E2, разбивающий его на 4 потока E1, трансивер E1 преобразует цифровые сигналы с мультиплексора в линейные коды HDB3 или AMI, выдаваемые на порты интерфейсов E1. Данные голосовой связи через приемный буфер направляется на кодек голосовой связи, и звуковой сигнал поступает на наушники. Служебные данные через приемный буфер проходят на модуль управления.

Модулятор ТВ/QAM.

Модулятор ТВ/QAM (рис. 3) предназначен для преобразования аналоговых телевизионных сигналов со стереозвуко-

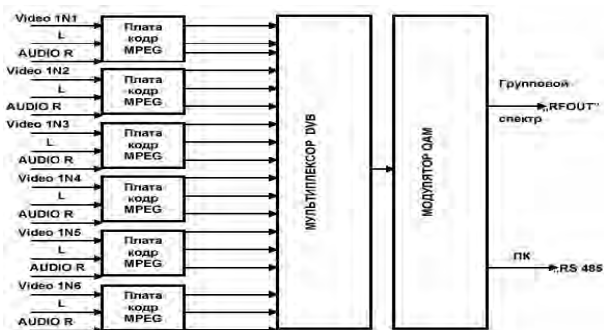


Рис. 2. Структурная схема модулятора

вым сопровождением в цифровой сигнал в стандарте MPEG-2 с последующим мультиплексированием QAM-модуляцией.

Процесс преобразования аналоговых ТВ-сигналов включает в себя следующие процессы:

- Входной сигнал кодируется и оцифровывается в транспортный поток в соответствии со стандартом MPEG-2. Эта операция проводится отдельно для каждого из шести входов видео. Аналогичные операции производятся и для звуковых сигналов.

- Транспортные потоки поступают на плату мультиплексора DVB, где мультиплексируются в единый транспортный поток.

- Единый транспортный поток поступает на плату модулятора QAM, где модулируется. Число уровней модуляции может быть 16 (QAM-16), 32 (QAM-32) и 64 (QAM-64).

На выходе модулятора получается групповой сигнал цифрового телевидения (DVB-C) на поднесущей в диапазоне от 4,2 до 4,5 МГц в полосе около 8 МГц.

Основные технические характеристики модулятора ТВ/QAM следующие.

1. Уровень входных сигналов:	
— номинальное значение видео, В	1,0±5,0 %
— максимальное значение звука, В (дБм)	0,775 (0)
2. Входное сопротивление на входах:	
— вход ВИДЕО, Ом,	не симметр. 75
— вход ЗВУК, Ом,	симметр. 600
3. Номинальный уровень входного сигнала, В,	0,25 ± 0,05
4. Скорость информационного потока на канал, Ксим/с,	5100
5. Частота поднесущей на выходе, МГц,	от 4,2 до 4,5
6. Полоса спектра на выходе, МГц,	не более, 8,0
7. Стандарт сжатия	ISO/IES 13818 (MPEG-2)
8. Мощность, потребляемая модемом, Вт, не более,	30
9. Среднее время наработки на отказ, ч, не менее,	100000

Результаты испытаний в режиме передачи в аналоговом телевизионном стволе.

В режиме передачи цифровых программ телевидения в аналоговом телевизионном стволе проверялись качественные характеристики самого цифрового оборудования, его динами-

ческий диапазон, помехоустойчивость в отношении к сосредоточенной внеполосной синусоидальной помехе. Помеха, характерная при нестабильной работе ГПД передатчика стойки Пд4 “Курс”, имитировалась с помощью сигнала ГСС, который также подавался на Вх.ГС частотного модулятора. Другие сигналы, передаваемые в групповом спектре радиорелейного аналогового телевизионного ствола, были исключены. Модемный визометрический шум оконечной стойки соответствовал норме 75 дБ.

В качестве входных телевизионных сигналов изображения, подаваемых на четыре входа цифрового модулятора ТВ/QAM, использованы две телевизионные программы (SECAM), сигнал генератора цветных полос (PAL/SECAM) и сигнал $\sin^2 2t$ генератора телевизионных испытательных сигналов Г6-35. Символьная скорость для каждой телевизионной программы составляла 5100КБ/с.

Выходной сигнал модулятора QAM32 через attenuаторы (Атт) с различным затуханием подавался на вход группового сигнала (Вх.ГС) частотного модулятора (ЧМд) оконечной стойки СО1 “КУРС”. С выхода стойки сигнал промежуточной частоты 70 МГц через attenuатор 4,4 дБ заворачивался на её вход (Вх.Пч). С выхода демодулятора ПЧ групповой сигнал через преобразователь частоты поступал на приемник-тюнер, в качестве которого использовался абонентское устройство Digital Cable Receiver K200 “KAON”

Для контроля качества принимаемого телевизионного сигнала использовался монитор и осциллограф С1-81. На мониторе отображались две относительные шкалы качества принимаемого сигнала “S” и “Q”, выдаваемые используемым абонентским устройством “KAON”. Полученные результаты приведены в таблице 2.

Соотношение уровней цифрового телевизионного сигнала и синусоидальной немодулированной помехи соответствовало –37 дБн и –27 дБн (уровень пилот-сигнала 9,023 МГц СО1 “Курс”), соответственно. Воздействие внеполосной помехи не было обнаружено на частотах более 7 МГц и менее 400 КГц. Однако при меньшей частотной расстройке передача цифрового потока прерывалась.

Таблица 2

Атт, дБ	Увх ЧМд дБм	Индикация ПРЧ		S, %	Q, %	Прим.
		Рвх	Рвых			
–6	–19	горит	горит	75	100	отлично
–8	–21	горит	горит	75	100	отлично
–10	–23	не горит	горит	74	99	отлично
–14	–27	не горит	не горит	73	99	отлично
–35	–48	не горит	не горит	55	98	отлично
–37	–50	не горит	не горит	53	98	отлично
–40	–53	не горит	не горит	51	89	Неуд. (брак)

Полученные результаты свидетельствуют о работоспособности оборудования в широком диапазоне входных уровней сигналов и достаточной помехоустойчивости в отношении внеполосных синусоидальных немодулированных помех, которые могут иметь место при неудовлетворительной настройке ГПД стоек Пд4 «Курс», передаче пилот-сигнала и т.п.

Субъективная оценка качества принимаемого телевизионного сигнала по ВКУ соответствует оценке – отлично. Получаемое изображение генератора цветных полос в системе PAL отлично, а в случае SECAM – хорошо. Осложнения классифицируемые, как “брак” – остановка кадра, элементы мозаичного изображения, демонстрация неменяющегося кадра, возникали внезапно и только при значительном (34 дБ) ослаблении уровня сигнала ($S \leq 51\%$). Прочие характерные дефекты – ошибки при синхронизации звука и изображения и т.д., незаметны.

Результаты испытаний в режиме передачи в аналоговом телефонном стволе.

Эксперименты по передаче цифровых программ телевидения в аналоговом телефонном стволе были проведены в телефонном стволе различной протяжённости: 8 пролётов (291,8 км), 10 пролётов (393 км); и 12 пролётов (457,3 км). Защищённость от взвешенного (визометрического) шума (Азш) отдельных участков РРЛ из 8 и 10 пролетов соответствовала эксплуатационно-технической норме 65,1 дБ и 64,2 дБ, соответ-

ственно. При работе по кругу из 12 пролетов РРЛ защищенность ствола от шума Азш = 37 дБ была значительно ниже нормы 63,7 дБ, что было обусловлено присутствием в низкочастотной части передаваемого группового спектра сигналов многоканальной телефонии, служебной связи, телесигнализации, резервирования, попадающих в полосу взвешивающего фильтра.

Сигнал цифровых программ телевидения (ЦТВ) уровнем –11 дБм с выхода модулятора ТВ/QAM подавался через аттенуатор 6 дБ с помощью тройника в разрез кабеля между блоками КМгМд и ЧМд стойки СО1 “Курс”. Поэтому условия согласования входных и выходных сопротивлений в указанной точке стыка не выполнялись. Общий уровень загрузки на входе ЧМд составил –25 дБм. Соотношение максимальных спектральных компонент сигнала на выходе ЧМд было следующим:

1. Уровень ПЧ 253 мВ	0 дБ.
2. ЦТВ 9,3 мВ	–29 дБ
3. ФМ-стерео 7,5 мВ	–31 дБ
4. ПС 9,023 4,2 мВ	–36 дБ
5. ЦП 10,7 6,2 мВ	–32 дБ

При нарушении указанных соотношений возникали помехи в работе системы резервирования стволов. Стойка РС4 «обнаруживала» ложную аварию, включался режим запоминания и загорался индикатор “КС2”. Кроме этого, до 30 % увеличивались потери в цифровом потоке, на поднесущей частоте 10,7 МГц. Занижение уровня передачи сигнала цифрового телевидения на 4–5 дБ вызывало остановку кадра, элементы мозаичного изображения в передаче цифровых телевизионных программ из-за помех со стороны аналоговой телефонии и цифрового потока на поднесущей частоте 10,7 МГц.

Результаты, полученные при загрузке ЧМд близкой к оптимальной, приведены в табл. 3.

Результаты испытаний на многопрограммной аналоговой радиорелейной линии.

Данная система была протестирована на действующей многопролетной радиорелейной линии Запорожского област-

ного радиопередающего центра общей протяженностью до 1000 км.

Для оценки влияния состояния стволов РРЛ на качество работы системы передачи многопрограммного транспортного потока использовалось сравнение с результатами, полученными в режима заворота на промежуточной частоте на себя. Защищенность от шума радиорелейных стволов на всех участках РРЛ соответствовала нормам Правил технической эксплуатации радиорелейных линий прямой зависимости (КНД-45-205-2003). При восьмиствольной дуплексной системе при передаче 4-х телевизионных программ и потока 4 х Е1 по одному из радиостволов аналоговых радиорелейных линий «Курс-6», «Курс-4», «Экспресс», «Радуга-4», «Р600-2МВ», «Гелиос» влияния на соседние стволы не обнаружено, было подтверждено ее высокое качество и эффективность.

Таблица 3

№ канала	Название	8 пролетов (291,8 км) 10 пролетов (393км)		12 пролётов (457,3 км)	
		S, %	Q, %	S, %	Q, %
1	ТВ-1	74	94÷98	75	76
2	ТВ-2	74	94÷98	75	77
3	ГЦП	74	94÷98	75	74
4	“sin ² 2T”	74	93÷97	75	75

По результатам натурных испытаний можно сделать вывод, что разработанная система по показателю неготовности и показателю качества по ошибкам полностью соответствует международным нормам по рекомендации МСЭ- TG821.

Заключение.

Описанная в статье система совместной передачи многопрограммного телевизионного потока и потоков данных плезиохронной цифровой иерархии по каналам аналоговых радиорелейных линий разработана с целью выполнения растущих требований к передаче по каналам первичной сети разнобразной информации значительных объемов. Реализован-

ная в системе 32-х и 64-х позиционная квадратурно-амплитудная модуляция позволила передать по одному из радиоканалов 8-ми ствольной действующей аналоговой многопролетной радиорелейной линии протяженностью более 1000 км шесть программ телевизионного вещания и четыре потока данных E1, при этом обеспечить высокое качество передачи и достигнуть остаточный BER на уровне 10^{-13} .

Разработанная система удовлетворяет высоким нормам международных стандартов и самым жестким требованиям по качеству и эффективности продукции, предлагаемой к использованию в первичной сети связи.

Литература

- [1] Поборчий Е.Д., Плотников А.А. Итоги и перспективы развития техники для внутризоновой и сельской радиосвязи // Электросвязь, 2002., № 12., с.17–23.
- [2] Немировский А.С., Данилевич О.С., Маримонт Ю.С. и др. Под ред. Немировского А.С. Радиорелейные и спутниковые системы передачи. Учебник для вузов // М.: Радио и связь, 1986, 392 с.
- [3] Нарытник Т.Н. Радиорелейные и тропосферные системы передачи // Учебное пособие. – К: Концерн “Видавничий дім” Ін Юре”, 2003 р. – 393 с.
- [4] Нарытник Т.Н., Волков В.В., Ксензенко П.Я. и др. Цифронизация аналоговых радиорелейных линий. Новая жизнь аналоговых линий связи // Винахіднк і раціоналізатор, 2004, №5, с. 34–36.
- [5] Нарытник Т.Н., Войтенко А.Г., Казимиренко В.Я., Сватъев В.И. Система передачи многопрограммного транспортного потока по каналам аналоговой радиорелейной линии “Еврика-КАМ ЧМ”. Патент Украины на полезную модель № 11635 от 16.01.2006 с приоритетом от 23.03.2005г.
- [6] Волков В.В., Нарытник Т.Н., Казимиренко В.Я. Использование формирователя пакетов ТВ программ для передачи информации по аналоговым каналам радиорелейной линии связи // Материалы 15-ой Международной Крымской конференции КрыМиКо'2005 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 12–16 сентября, 2005, г. Севастополь, Крым, Украина.
- [7] Бритков А.В., Носов О.А., Гонтарев В.А. Аппаратура релейных устройств формирования пакета MPEG-2 и мультиплексора транспортного потока.. Материалы 16-ой Международной Крымской конференции КрыМиКо'2006 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь, Крым, Украина, “Вебер”, 2006, том II, с. 1015–1017.

CONCEPTION OF DEVELOPMENT OF MILLIMETER AND SUBMILLIMETER WAVE BAND RADIO TELECOMMUNICATION SYSTEMS

M.Ye. Ilchenko¹, T.N. Narytnik², A.I. Fisun³, and O.I. Belous³

¹*Research Institute for Telecommunications, NTUU «KPI» 2, Industrialny Lane, 03056 Kyiv-056, Ukraine,*

²*Institute of Electronics and Communications at UASNP 2-B, 50 Years of October Ave., 03148 Kyiv, Ukraine,*

³*A. Usikov Institute of Radio Physics and Electronics, National Academy of Sciences of Ukraine 12, Academician Proskura St., Kharkiv 61085, Ukraine.*

ABSTRACT: There are provided the trends of development for mm-wave and submm-wave band broadband telecommunications radio systems. Conception is being developed taking into account of particularities of the above wavebands, application of the quasi-optic approach and using of two-tier types of modulation at development of new radio systems.

INTRODUCTION

The most important characteristics like the throughput, the reliability of transmission, coverage area and operation range, degree of coupling, costs of deployment etc. are determining the structure and the capabilities of the liaison circuits used in the radio system. If the throughput limits for the wire links are determined by primary and secondary characteristics of the applied cables (impedance, capacity, inductivity, coefficient of propagation and wave impedance), the basic parameters of the radio systems are represented by the assigned frequency bandwidth and the band, in which this bandwidth is assigned [1,2].

The assigned frequency bandwidth is just the frequency resource that limits the maximal transmission rate. The frequency bandwidth is the factor that determines the possible mechanisms for radio waves propagation, the noise levels, the type and the costs of the applied transceiver equipment. According to [3] the frequency resource is a kind of natural resources that has the following characteristics – it is not exhausted with time, however it cannot be discovered and used in the quantities exceeding that portion

of the frequency bandwidth, which is used for radio communication purposes at the present moment. Nowadays, the shortage of frequency bandwidths for deployment of new and development of the previously operating radio systems is observed almost in all of the explored frequency bands (up to the centimeter-wave band). Therefore, exploration of new bandwidths is apparently increasing the opportunities for creation of new radio systems, however, in this case, we have to consider that the nature for radio waves propagation within such new bandwidths are different from those in the explored ones and, thus, require subsequent investigations.

In relation to the above facts, exploration of the millimeter-wave (mm-wave) and the submillimeter-wave (submm-wave) bands is becoming even more actual, especially with respect to the development of new telecommunication radio system using the basic advantages provided by these wave bands.

PARTICULARITIES OF MM-WAVE AND SUBMM-WAVE BANDS

The practical value of mm-wave and submm-wave bands for telecommunication systems is determined by their large-volume informational capacity. In reality, all the bands from the super-long waves to the centimeter-wave band occupy the frequency bandwidth of 30 GHz, while the mm-wave and submm-wave bands – of about 3.000 GHz. Therefore, at least by 100 times more information can be transmitted in these bands for one and the same period of time compared to the rest of the low-frequency bands. Besides, broader frequency bandwidth of these bands allows to execute high-performance transmission of data flows using the noise-proof broadband modulation modes.

The mm-waves and submm-waves possess the following quasi-optic properties [4]:

- they possess a rectilinear direction of propagation in the free space (small diameter of the first Fresnel zone);
- for the mm-wave band the refraction and the diffraction values are small near the surface of the Earth, and for the submm-wave band they can be neglected;
- while propagating through the precipitation domain – it occurs their attenuation, which is getting stronger with shortening of the wave;

– at incidence upon the plane surface the waves demonstrate high-value reflection properties.

The resonant absorption in water vapors and atmosphere gases is revealed at some frequencies in the mm-wave and submm-wave bands, as the result of what transparency windows and absorption peaks are occurring therein.

The level of atmosphere and industrial noises is very low in the mm-wave and submm-wave bands, it is especially true when the noise sources are located beyond the horizon and out of the line-of-sight.

Within this band it is comparatively easy to create antennas with the dimensions exceeding the wavelength by a number of times, thus, possessing sharply pointed radiation due to the above. These antennas having the acceptable dimensions and providing for spatial selection of signals allow deploying a great number of radio links within the specific geographical area, including the radio links with repeating frequencies permitting, at the same time, to perform the conditions of their electromagnetic compatibility.

The particularities of mm-wave and submm-wave bands allow establishing of a communication link between the objects solely under the condition of the unimpeded line-of-sight between them. If it is unavailable the application of active intermediary signal or passive signal repeaters is required.

BASIC PRECONDITIONS FOR DEVELOPMENT OF MM-WAVE AND SUBMM-WAVE BAND RADIO SYSTEMS

Despite the obvious advantages provided by application of mm-wave and submm-wave bands in the sphere of telecommunications, the arguments presented by the opponents of such an application claim that it is impossible to deploy within the above wave bands standard radio links having the length of tens of kilometers that is quite normal for the centimeter(cm-) wave and decimeter (dm-) wave bands. However, they omit the fact that the range of radio communication is not, in most of the cases, the basic parameter of a surface-based radio system, unless the system has not been specially designed as the far-range operation one. The

throughput, the costs and the reliability are the most important parameters of a present-day system while the more and more implemented deployment of radio systems on the cellular basis is reducing the requirements to increasing of the subscribers' coverage area diameter by one cell or a microcell. The means of personal radio communication, the operation radius of which is not exceeding several tens of meters (Bluetooth, HomeRF etc.) are continuously developing. It should be noted that it is not rational to use for such radio means the 2.4 and 5.8 GHz bands, because their bandwidths are very much limited. Another question is whether the range of radio communication is decreased so substantially within the mm-wave and submm-wave bands.

Let us consider the simplex "point-to-point" radio link with the transmitter power of 10 mW, the gain ratios of the receiver and the transmitter antennas of 36 and 36 dB correspondingly and the receiver noise factor of 7 dB. The frequency dependence of the maximal operation range D of such a radio link under the conditions of Rayleigh fading at transmission of the FM4 signal with the required signal-to-noise ratio of 24 dB and under the conditions of

operation of the receiver at its limit sensitivity is represented in Fig. 1 for several values of the precipitation intensity R .

As it is evident from the Figure, depending upon the used frequency bandwidth the radio systems may possess the complete variety of the operation ranges. Thus under the all-weather conditions the largest operation range $D \leq 3...8$ km is possessed by the systems in the long-wave domain of the mm-wave band (30...50 GHz), and the least range $D \leq 0.1$ km — by the submm-wave band systems. Besides, it is evident that for

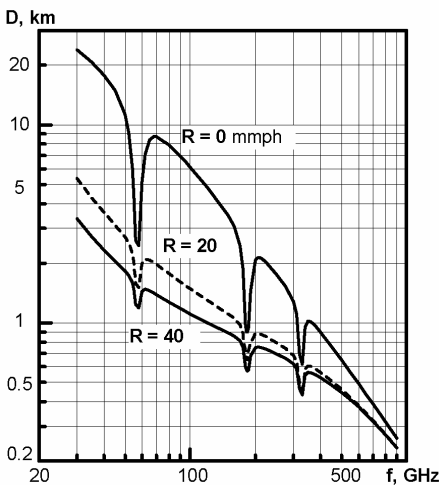


FIGURE 1. Frequency dependence of the maximal operation range D for a radio link at precipitation intensity of $R = 0, 20$ and 40 mm per hour (mmph).

the short-path systems the importance of absorption of the waves under investigation in the atmosphere and by precipitations is far from being essential. At the path length of less than 1 km there can be used the transmitters with the power of the order of 1 mW and they are capable of provision of reliable communication under any weather conditions. At the short paths measured in hundreds of meters the radio links can operate within all of the transparency windows of the mm-wave and submm-wave bands. And the problems related to absorption of mm- and submm- waves in atmospheric precipitations have become an insignificant effect. On the other hand, the radio equipment used in mm-wave and submm-wave bands has small dimensions and weight, possesses high mobility and is capable of transmitting large information volumes without application of any complicated modulation modes. It is also characterized by the narrow pattern that if added to low power provides for environmental safety of the system and guards the transmitted information from any unauthorized access or interception. The systems developed on the basis of the radio equipment in the above bands do not require much costs during their deployment and operation. They are resistant to any accidents. Radio waves absorption in mm-wave and submm-wave bands can be considered as not a drawback but rather as an advantage for the short-range communication while the atmosphere is somewhat screening separate systems from one another thus eliminating their mutual interference.

LINE-OF-SIGHT RADIO-RELAY SYSTEMS

The line-of-sight radio-relay systems (RRS) of the short-wave domain of the mm-wave band (30...50 GHz frequencies) [5] are being widely used nowadays. They are providing for establishing of radio links between the cellular communication base stations, join computer networks and local PSTN, and used for communication with remote points within the limits of urban residential areas and industrial zones where laying of cables is impeded. The mm-wave band RRS are especially necessary for large cities where at selection of the paths there are encountered the problems related to origination of interference between the stations themselves and the noise from the satellite systems. The mm-wave band provides more

space for selection of the operating frequencies. However, certain problems also exist in mm-wave and submm-wave bands. The RRS of the bands under consideration are applicable for line-of-sight short-range paths (less than 10 km) only, the equipment and the element basis of such systems, especially in the submm-wave band, have not been well-developed yet, nor have they been put in mass production and thus, are presently very costly. Thus, by now the progress of the high-frequency transistor integral element basis has only reached the frequencies of 40 GHz.

Implementation of new circuit engineering solutions while developing a new transceiver equipment for RRS is the most promising trend of development of RRS within the investigated bands. On the one hand it allows to cut the costs of the equipment and on the other – to improve its high-frequency characteristics with respect of, first of all, improvement of the frequency stability and linearity of the radio link that allows to apply more efficient modulation modes including the multi-tier ones. In this case it is undoubtedly necessary to perform the transition from the classic layout of the RRS equipment for the mm-wave band, which is inherited from the microwave equipment, to the quasi-optical layout on the basis of open resonators, diffraction gratings etc.

Practical application of RRS in the mm-wave and submm-wave bands has been already demanded in synchronous and asynchronous digital networks where it is required to transmit the data at the rates of 155 Mbps and more. Development of the communication systems on the basis of the fiber-optic and radio link hybrid (FORLH), the basic provisions of which are determined by ITU-R Rec. F.1332, is another rapidly developing application of such RRS. The basic advantages of FORLH are, primarily, provision of simple and efficient interface with FOTL for the systems of broadband radio communication, as well as using of a number of advantages inherent to the fiber optic technologies like, for example, high error performance, provision for large-space separation between the radio and optical channels, super-broadband features etc.

SYSTEMS OF BROADBAND WIRELESS ACCESS

The systems of broadband wireless access (BWA) mean provision of the connections with the transmission rates of more than

2.048 Mbps (E1), which can be the most efficiently realized in the mm-wave and submm-wave bands. BWA systems operating within the 27...60 GHz frequency bandwidth include quite a number of cell-structure systems: in the USA it is the local multipoint distribution service (LMDS), in Canada it is the local multipoint communication system (LMCS), in South Korea it is the broadband wireless local loop (B-WLL), in England it is the multipoint video distribution service (MVDS), in Ukraine there exist the microwave telecommunication distribution system (MTDS), MITRIS-SHF, universal multimedia distribution system (UMDS) etc. [5]. They all are realized on the basis of the classical microwave equipment approach and aimed at offering of the complete range of services providing for broadband telecommunication and broadcasting.

The main particularity of such radio systems is the fact that the principle of their operation is transferred from the decimeter-wave band and the long-wave domain of the centimeter-wave band into the mm-wave band. This results in complication of the frequency stabilization modes of the oscillators (manifold multiplication from the low-frequency source), tailoring to own needs of the multi-station access methods, which disregard the specific features of mm-waves, incomplete use of the advantages provided by the antenna feeder systems in the mm-wave band, increasing of manufacture costs and, as the consequence, decreasing of the competitiveness as compared to the DSL (Digital Subscriber Line) broadband cable access systems.

In opinion of the authors an application of the quasi-optical approach while developing the radio systems in the given bands is a radical solution in development of the BWA systems in the mm-wave and submm-wave bands.

Application of quasi-optics allows transition to the new equipment base using high-Q resonant loops, low-loss feeder ducts, high-stability maser sources of oscillations, and the technique for spatial processing of the frequency signal by means of polarization gratings and corner reflectors etc. Besides, these BWA systems can be very rapidly advanced to the submm-wave band supporting data flows at the rates of more than 500 Mbps without applying complicated modes of modulation and providing no load for the already explored long-wave bandwidths.

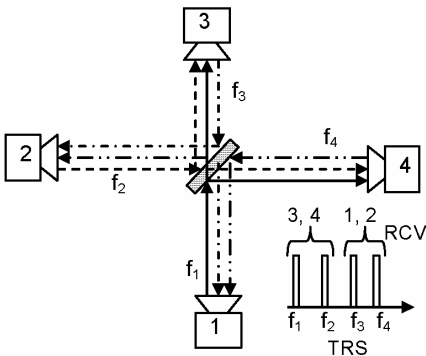


FIGURE 2. Duplex radio system using a quasi-optical repeater of a “semitransparent” type.

Using of the quasi-optical approach in BWA systems has opened up fresh opportunities for creation of new rational circuitry solutions. Realization of a “point-to-point” radio system via the central repeater in the shape of a semi-reflecting plane surface as it is demonstrated in Fig. 2 is an example of such a solution. Under the classic deployment in order to realize the duplex communication between 4

radio terminals (RT) we would require the availability of 8 frequency characters for this purpose. The method suggested in Fig. 2 uses only 4 frequencies $f_1 \dots f_4$, which are individual frequencies of the RT transmitters. The data flows exchange between the terminals is executed as follows. RT1 transmits the signal f_1 to terminals 3 and 4 by means of the semi-reflecting repeater plane, which is distributing the signal incident upon it by means of its 50 % reflection to RT4 and 50 % throughput to RT3. The remaining RT operate in a similar manner. At that, RT1 and 2 possess two receiver ducTs – f_3 and f_4 – each from the respective RT3 and 4, and RT3 and 4 receive signals at the frequencies of f_1 and f_2 . This facilitates simplification of the requirements set to separation of the receiver and transmitter ducTs in RT and decreases their costs. However, in this circuitry solution you have to pay for saving of the frequency resource by increasing of the traffic in two radio links. Note that RT1 has the direct exchange in the full-duplex mode between RT3 and 4, and it has to support the exchange with RT2 via a single channel through RT3 and 4. In this case the latter act as the back-to-back stations.

High reflecting properties in mm-wave and submm-wave bands provide for good opportunities in application of the most different types of passive repeaters that not only vary the direction of radiation but are also capable of performing efficient control over the polarization characteristics of signals.

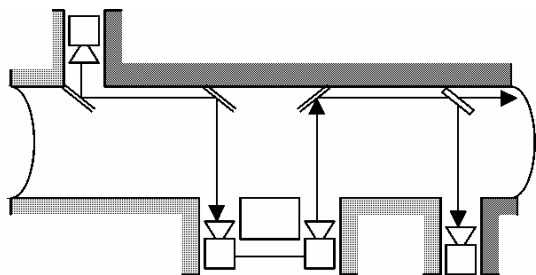


FIGURE 3. Realization of a mm and submm waves radio-network under the conditions of tunnels and mines.

A huge perspective is opened while using mm-waves and submm-waves for creation of radio systems operating inside of the closed sports, trade and exhibition facilities, underground metro) tunnels, mines and various buildings [9, 10]. Protection of such places from the

influence of the weather conditions would provide for the systems in the considered bandwidths attaining of their maximally allowable characteristics. High throughput, privacy and simplicity of installation of such systems make them just indispensable during upgrading or even complete overhaul of the communication cable network connections in underground (metro) tunnels, mines etc. An example of realization of such a quasi-optical system is demonstrated in Fig. 3.

It should also be noted that metal ventilation ducts and pipes can be used as the guiding media for propagation of mm-wave and submm-wave signals that would allow realization with the help of such and similar to them systems of the radio networks in the places where cabling and using of standard radio means are not possible. Conception of Development of Radio Telecommunication Systems

TELECOMMUNICATION SYSTEMS WITH ENHANCED SPECTRAL EFFICIENCY

Development of the present-day TV, radio and data transmission (multimedia) systems has a determined trend including exploration of higher and higher frequencies. The frequency resource of up to 10 GHz, the last frequency included, has been almost completely exhausted therefore the attention of the multimedia systems developers is directed towards the frequency bandwidths higher than 10 GHz including the Terahertz band covering the frequen-

cies from 100 GHz to 10 THz. With respect of the above bands we can state that using of the mode with multiple carrier frequencies (OFDM) has no substantial advantages as compared to using of one carrier frequency only. This is related to the particularities of radio signals propagation in various frequency bandwidths. For this reason many authors consider that the pure OFDM is efficient at the frequencies of up to 6 GHz, where it acts well preventing from influence of the consequences of the so-called ‘multibeam’ propagation mode. Normally, broader frequency bandwidths can be used at higher frequencies within the multimedia systems and thus, at the first glance, there can be used simple modes of digital modulation having relatively low spectral efficiency and high jam-resistance (e.g., FSK, GMSK, QPSK and the likes). However, it is true only at the first sight. Very soon, even at application of rather broad frequency bandwidths the capacity of data transmission channels will be also exhausted if simple modulation modes are applied. Using of more complicated modulation modes possessing a significant spectral efficiency, is hampered by the fact that at moving towards higher frequencies the requirements set to some parameters of the system increase substantially. Primarily, it relates to the requirements set to the frequency stability and the level of heterodyne phase noise. Another requirement is in the necessity of application of complex modulation modes in order to provide for a significantly larger value of the signal-to-noise ratio that results in decreasing of the power potential of the system and, finally, in decreasing of the coverage area radius. We can overcome these drawbacks due to implementation of the known from the mid-90s combined (two-level) M-QAM/FM modulation [7]. In particular, various types of the two-level modulation are being successfully used nowadays for providing of the possibility to transmit digital TV signals via the existing radio relay communication links, which previously has been used for transmission of a frequency-modulated single-channel analog TV signal [6].

We perform investigation of the advantages of the combined M-QAM/FM modulation on an example of the TV, radio and information system – MITRIS – within the frequency bandwidth of 11.7...12.5 GHz. Within this system like in any other BWA system, the transport flows correspondent to the DVB standards have already been traditionally used for transmission of digital TV signals

and data signals. At that, the data that are usually received from the IP - media (e.g. from local Ethernet network) can be directly built into the DVB frames. There can also be used another methods of encapsulation, however, the structure of the DVB frames has to be preserved in any of the above methods.

Until recently, the DVD-S standard signals was mainly used in the MITRIS system that was stipulated by using the tuners of the digital satellite TV as the subscriber receiver terminals. However, nowadays the MITRIS system is used not only for the purposes of broadcasting but also for transmission of huge volumes of digital data and, primarily, for provision of Internet services. The data received from the Internet are built into the structure of DVB frames with the help of a router and an encapsulator. After that, they are processed in full compliance with the DVB-S standard and modulate the carrier frequency forming up the QPSK constellation. Thus, within the transmission link the TV signals and data signals have one and the same appearance irrespective of their origin.

However, already at this stage we encounter the difficulties, which are stipulated by the insufficient spectral efficiency of the DVB-S standard signals (QPSK modulation mode). Using of the DVB-C standard signals in accordance with which we can use QAM signals of different levels possessing larger spectral efficiency seems more attractive. But for transmission of such signals the currently available transmitters and receivers, which are used in the existing MITRIS systems, are not applicable at all.

Direct application of the QAM at data signals transmission to the area covered by MITRIS in accordance with the DVB-C standard results in decreasing of the operation radius and noise resistance of the communication channel that stipulates additional decreasing of the coverage area.

Figure 4 provides the block diagram of the microwave integrated TV, radio and information system using the secondary FM modulation and specifies the additionally installed equipment and its connections. Figure 5 demonstrates the spectrum of the signal at the output of the M-QAM modulator, and Fig. 6 shows the spectrum of the signal at the output of the FM modulator.

As it is shown in Fig. 4 the MITRIS-MUI system consists of the subsystem for data reception, formatting and processing 1, the

main hub 2 including the programmable converter with former of the intermediate frequency (IF) group signal 3, the M-inputs of which are connected to the outputs N of the combined M-QAM/FM modulators 4 and the output is connected to the input of a powerful converter into the frequencies of the microwave bandwidth 5, the output of the latter is connected via the connecting radio frequency link 6 to the transmitter antenna unit 7 and to the subscriber receiver terminals 8, each including the antenna 9, the low-noise converter 10, the selective demodulator and frequency converter 11, the DVB-C standard tuner 12 and the repeaters 13 for downstream transmission of the signals from the main hub to the subscriber terminals in order to expand the reception (coverage) area,

The MITRIS-MUI (see Fig. 4) is operating as follows. The subsystem for data reception, formatting and processing 1 performs reception and processing of the signals arriving from various sources and converts them into the appropriate format for transmission to the main hub 2 upon the inputs of the combined M-QAM/FM modulator. The frequency modulated signals having dif-

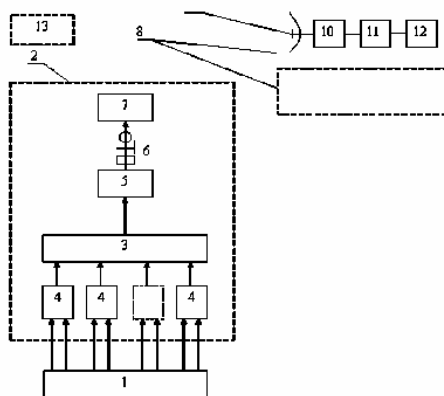


FIGURE 4. Block diagram of the Microwave Integrated TV, Radio and Information System (MITRIS-MUI): 1 – Subsystem for data reception, formatting and processing; 2 – Main hub; 3 – Programmable converter with former of the intermediate frequency group signal; 4 – Combined M-QAM/FM modulator; 5 – Microwave transmitter; 6 – Connecting radio frequency link; 7 – Antenna unit; 8 – Subscriber receiver terminal; 9 – Subscriber terminal antenna; 10 – Low-noise converter; 11 – Selective demodulator and frequency converter; 12 – DVB-C-standard demodulator; 13 – Repeater.

ferent amplitudes and frequencies within the intermediate frequencies bandwidth of 0.95...2.15 GHz are transmitted from the outputs of the combined M-QAM/FM modulators 4 to the inputs of the programmable converter with former of the group signal intermediate frequency 3, which is forming the group radio signal. Within the formed in this way group signal all of the signals are equal in terms of the amplitude. They are offset from each other by frequency for the equal selected frequency interval. The formed in this manner group signal is supplied to the input of the intermediate frequency (IF) of the powerful converter 5, in which there are performed filtering, conversion and amplification of signals to the level sufficient for provision of the coverage area into the operation bandwidth of the system, and transmitted via the connecting radio frequency link 6 to the antenna unit 7, with the help of which it is radiated into the open space. Reception of the microwave band signals is performed by subscriber receiver terminals 8, in which the received signals are fed via the antenna 9 to the low-noise converter 10, and then, after selection, demodulation of FM signals and their conversion upon frequency within the selective demodulator and frequency converter 11 transmitted to the end-user terminal – the DVB-C-standard tuner 12, in which it is performed demodulation of M-QAM signals along with demultiplexing and decoding of the received MPEG transport flux in order to direct the data to its addressee (subscriber/user). The repeaters 13 within the system are intended for expansion of the coverage area.

The combined M-QAM/FM modulator consists of two modulators. There are the M-QAM modulator, which is performing the multi-position amplitude and phase modulation, i.e., 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM or 256-QAM, and the analog FM modulator, which is performing the frequency modulation of the carrier with the help of the signal transmitted from the M-QAM modulator.

The M-QAM modulator contains ASI-interface, scrambler, the interleaving unit, the jam-protecting Reid-Salomon and Viterby coders, signals ensemble forming unit (mapper) and, finally, the quadrature M-QAM modulator itself (i.e., all of the units necessary for meeting the requirements set by the DVB-C standard). I and Q signals transmitted from the ensemble (constellation) mapper perform in the modulator the amplitude and phase modulation of the

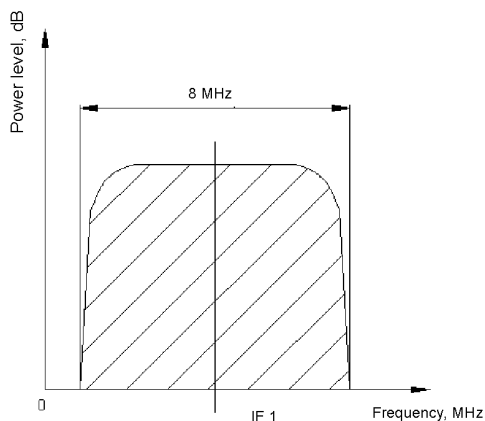


FIGURE 5. Signal spectrum at the output of M-QAM modulator.

carrier frequency quadrature components within the frequency bandwidth of 3 to 11 MHz. Taken together these signals are forming the M-QAM radio frequency signal. For 64-QAM modulation and the carrier frequency of 5 MHz it has the representation similar to that shown in the Fig. 5.

The process of forming of the M-QAM signal in the quadrature modulator can be executed both

in the analog and in the digital mode. In the case when the digital modulator is applied, it must end with a digital-to-analog converter, i.e., in the end form it has to be an analog signal.

The carrier frequency signal that received the M-QAM modulation is directed to the second analog modulator, which is designed for frequency modulation of the carrier possessing higher frequency, for example, 480 MHz by the M-QAM radio signal. After the analog FM modulator the spectrum of the signal has the shape demonstrated in the Fig. 6.

The spectrum of the signal may occupy the frequency bandwidth of about 20 MHz. This bandwidth must be limited with the help of a filter possessing the appropriate throughput bandwidth. Within the considered spectrum there will be present the carrier frequency, the level of which would be dependent upon the frequency modulation index. Other components of the signal spectrum, which are the products of frequency modulation, are limited by the filter.

Let us compare the parameters of the combined M-QAM/FM modulator with the parameters of the standard frequency modulator, as well as of the QPSK modulator under the condition of their equal throughput. For the modulation, e.g. 64-QAM at the fixed character rate of 6.952 Mcps the bit rate is equal to 41.71 Mbps.

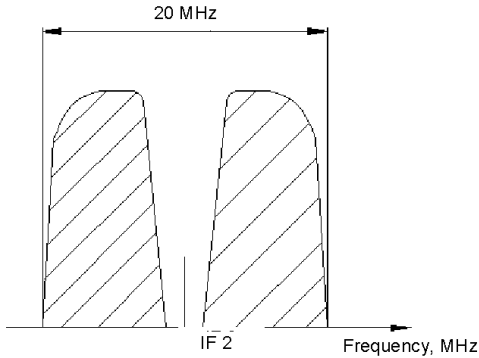


FIGURE 6. Signal spectrum at the output of FM modulator

for the initial (default) 64-QAM modulation (on average 4.8 bps/Hz), but substantially more than at those modulation modes possessing approximately the same power value in the radio link, i.e., QPSK or FSK.

The distinctive feature of the base station (see Fig. 1) is that its frequency modulators are substituted by the combined M-QAM/FM modulators (position 4), and the subsystem for forming and processing of information 1 is designed in a manner that the standard-level video and audio signals are present at its output. The combined modulators 4 are operating at the intermediate frequencies lying within the bandwidth of 0.95...2.15 GHz, and their signals are converted upon the frequency and grouped into a single group multifrequency signal with the help of the programmed converter with former of the group signal 3. The group signal that might occupy the frequency bandwidth from 900 MHz to 1.900 MHz is transmitted to the powerful frequency converter 5 and, subsequently, via the feeder 6 to the antenna unit 7.

The difference of the subscriber terminal structure (Fig. 4) is in availability of the new unit, and namely, there are the selective demodulator and frequency converter. This device consists of two units:

- the channel selector, which is in no way different from the channel selectors applied in analog satellite TV tuners. At the output of the channel selector we obtain the base band signal having

At this rate of the transport stream there can be transmitted up to 8 digital TV channels with the MPEG-2 compression. While using the combined 64-QAM/FM modulation the transmission channel would occupy the frequency bandwidth of 20 MHz. Therefore, the spectral efficiency for this technology will be equal to 41.71Mbps: 20 MHz = 2.08 bps/Hz. This is more than two times less than

the shape of a carrier frequency (or multiple carrier frequencies) within the frequency bandwidth of 3...11 MHz, which is/are modulated by the M-QAM signal/signals;

- the ancillary frequency upconverter, which is necessary for performing of conversion of the lower intermediate frequency into the higher frequency, at which it is possible the reception of the signal with the standard DVB-C tuner, for example, 480 MHz.

The MITRIS-MUI system possesses the following advantages:

- Much better power properties of the radio link. It is stipulated by the fact that the signal-to-noise or the interference-to-noise ratio for the system with combined modulation is approaching those values, which meet the requirements set to the standard frequency modulation, i.e., 10-12 dB. For the purpose of comparison, the least value of the signal-to-noise ratio for 64-QAM is 35 dB. And this means that at other equal conditions the range of transmission provided by the system (i.e., the dimensions of the coverage area) can be increased by three or more times.

- Requirements to the frequency stability and the phase noise level within the transmission link are less rigid that is related to application of the coherent receiver. In this case the requirements set to the frequency stability will be equal to those, which are true for the digital systems with frequency modulation, i.e., not higher than 10^{-5} . For the purpose of comparison, we note that for the systems applying 64-QAM the frequency stability must be equal to 10^{-6} and higher.

- With respect to the systems using 64-QAM the resistance to the consequences of the ‘multi-beam’ propagation of the signal is markedly more. In particular, availability of the reflected signals does not result in disruption of image transmission to a certain level.

- Less requirements set to the linear mode of the amplitude and frequency and the phase and frequency characteristic of a larger portion of the transmission channel. This circumstance provides for the possibility of using with a minimal upgrading of the existing analog MITRIS systems for transmission of large volumes of digital data (broadcasting of a large number of TV programs) at the efficient use of the radio frequency spectrum and without any changes in microwave ducts.

CONCLUSION

Thus, the mm-wave and submm-wave band radio systems permit realization of broadband ecologically safe telecommunication systems. These systems have prospects, primarily, in the applications, which require high rate of transmission and short ranges of the radio links. Deployment of such systems in closed premises, tunnels and mines is of a special interest. In this case, there are opened bright opportunities while realizing the quasi-optical approach to development of such mm-wave and submm-wave band radio systems.

Implementation of the combined two-tier M-QAM/FM modulation both at upgrading of the existing MITRIS broadcasting systems and at deployment of the new TV, radio and information (multimedia) MITRIS systems as well as of other BWA systems, provides for new opportunities in the sense of not only getting a chance of digital signals transmission with complex modulation modes along the channels which have been previously designed for transmission of analog signals only, but also in order to substantially improve the spectral efficiency of the systems operating at the frequencies higher than 10 GHz, including those in the THz-wave band systems being currently developed.

To the undying memory of Prof. Boris M. Bulgakov this article is dedicated.

REFERENCES

1. Zgurovsky, M.Z., Ilchenko, M.Ye., Kravchuk, S.A., et al., (2003), Microwave devices for telecommunication systems; in 2 volumes. — Volume 2. Devices in the transmitter and in the receiver ducts. Designing of devices and deployment of systems. ICS Politekhnik Publishers, Kiev: 616 p. (in Russian).
2. Bykhovsky, M.A., (2007), Method for increasing of application efficiency of the frequency and orbital resources in satellite communication. *Elektrosvyaz*. 11:20–24 (in Russian).
3. Bunin, S.G., and Voyter, A.P., (1998), Computing networks with packet radio communication. *Tekhnika*, Kiev: 223 p. (in Russian).
4. Narytnik, T.N., Kravchuk, S.A., Potiyenko, V.P. et al., (1997), Telecommunication systems and millimeter-wave band technologies, Proc. of the 7-th International Crimea Microwave Conference CriMiCo'97 «Microwave equipment and telecommunication technologies», 15–18 September, Sevastopol, 1:50–55 (in Russian).
5. Narytnik, T.N., (2003), Radio Relay and Troposphere Transmission Systems. Handbook. Concern 'In Jure Publisher House', Kiev: 393 p. (in Russian).

6. Ilchenko, M.Ye., Narytnik, T.N., Voytenko, A.G. et al., (2008), System for transmission of multiprogram TV and digital data flows along the channels of analog radio relay links, *Elektrosvyaz*, 3 (in Russian).
7. Anwar, K., Priantoro, A.U., Mara, T., Okava, M., Yamamoto, H., and Ando, K., (2004), Digital Terrestrial Transmission over OFDM/FM using Satellite Communication System, From Proceeding (433) Communication. Internet, and Information Technology, Japan.
8. Narytnik, T.N., Babak, V.P., Ilchenko, M.Ye., and Kravchuk, S.A., (2000), Microwave technologies in telecommunication systems, *Tekhnika*, Kiev (in Russian).
9. Lyubchenko, V.Ye., Sokolov, A.V., and Fedorova, L.V., (1998), Millimeter-wave band communication links in local access networks, *Radiotekhnika*, 2:68-75 (in Russian).
10. Biryukov, V.A., Gulyayev, Yu.V., and Sokolov A.V., (1995), Application of millimeter waves in short-range cellular communication links under urban conditions, *Radiotekhnika*, 11:3-5 (in Russian).

MITRIS – MICROWAVE TELECOMMUNICATION SYSTEMS

M.Ye. Ilchenko¹, T.N. Narytnik², A.I. Fisun³, and O.I. Belous³

¹Research Institute for Telecommunications, NTUU «KPI» 2, Industrialny Lane, 03056 Kyiv-056, Ukraine,

²Institute of Electronics and Communications at UASNP 2-B, 50 Years of October Ave., 03148 Kyiv, Ukraine,

³A. Usikov Institute of Radio Physics and Electronics, National Academy of Sciences of Ukraine,

12, Academician Proskura St., Kharkiv 61085, Ukraine

ABSTRACT: This paper is devoted to the principal and constructional features of microwave telecommunication systems and prospects for its development. The ecological aspects of MITRIS application are discussed as well.

INTRODUCTION

Presently, the satellite communication has joined TV and data networks of entire continents. This system applies the centimeter (cm-) wave band. High frequency provides for transmission of huge data volumes. There were considered the opportunities of using still higher frequencies for the satellite system. However, the path of the radio beam emitted from the satellite is propagated through a thick layer of the atmosphere before it reaches the user. The path length is especially large at inclined beam incidence. For this reason the selection of the operation bandwidth for the satellite systems was performed on the basis of two factors. On the one hand, the frequency has to be as high as possible and on the other – it is necessary to consider the losses in the atmosphere. Therefore, selection of the operation bandwidths for the satellite systems had been preceded by analysis of the factors that might influence upon the reliability of the communication. Resulting from investigations performed for the satellite communication systems the 11...14 GHz band has been selected as the most optimal one.

At a proper spatial separation of the signal paths due to orientation of the emission sources and antenna patterns this bandwidth can be used for the terrestrial telecommunication systems as well. As this takes place the mutual interferences can be negligibly small. This very important phenomenon allowed a more thorough application of the promising frequency bandwidth. On the basis of the above the Institute of Electronics and Communications developed in Ukraine the Multichannel Integrated TV, Radio and Information System (MITRIS) that uses the centimeter (cm-) and millimeter (mm-) radio wave bands and preserves the particularities inherent to satellite systems [1-2]. By now, the MITRIS network represents a finite system of TV channels distribution and translation of digital data. One of its major advantages is the fact that it is manifold much safer in the ecological sense than other existing terrestrial telecommunication systems.

MICROWAVE INFORMATION TECHNOLOGIES AND RELATED PROBLEMS OF ENVIRONMENTAL SAFETY

The influence of electromagnetic fields upon the living beings has been known for quite a time. For example, the book by A.S. Presman [3] published in 1968 had already contained the review of more than 800 papers related to biological influence of electromagnetic fields. Variation of the natural conditions occurs slowly, so adaptation of living organisms is happening at the scale of the entire population by means of inheriting the genetic attributes. In comparison to that, the man-made variations happen so quickly that it is impossible to avoid negative consequences thereof. The state-of-the-art is illustrated by Fig. 1, which provides the intensities of natural and artificial sources of EMR and indicates the maximally permissible levels (MPL) in accordance with the existing sanitary and hygienic norms. Within the bandwidth of up to 300 MHz the intensity of the electric field component in V/m is laid along the vertical axis, and for the frequencies higher than 300 MHz it is laid the power flux density (PFD) in W/m^2 . In the upper part of the Figure there is the intensities zone (Zone A), in which according to the reference data [2] lethal outcome is observed for small animals (mice, rats, dogs, guinea pigs, rabbits). In addition to the EMR intensity the exposure and localization of the

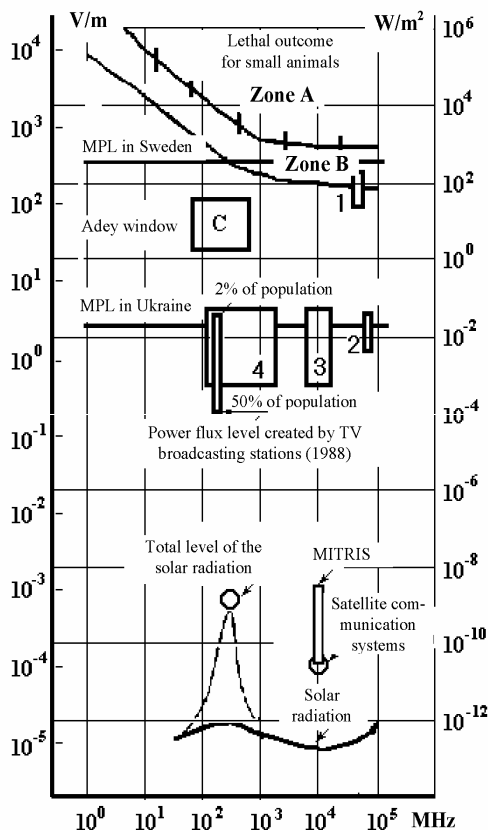


FIGURE 1. Intensities of some artificial and natural sources of EMR and sanitary norms of the allowable power flux in Sweden and Ukraine.

influence are important. The animals die when the temperature of their bodies raises up to the above-critical level, i.e., to 41–42° C. Below we can find the shadowed area (Zone B), in which heating of the organisms of the animals results in no threat to their lives. The lower boundary of this zone corresponds to the levels at which the body temperature of biological objects is increasing by about 0.1°C.

The sanitary norms – the maximally permissible levels (MPL) for the power flux – are different in different countries. The horizontal lines in Fig. 1 demonstrate the MPL in Sweden and those accepted presently in Ukraine. These two values of MPL are dif-

ferent by 1000 times. There arises a question why the difference is so strikingly large.

The fact is that most countries, including Sweden, accept the thermal effect, i.e., the maximally permissible heating of the living organism as the basic criterion for determining of the MPL value. In this case, other non-thermal effects of the EMR influence were disregarded. In ex-USSR and currently in Ukraine the value of MPL has been determined based on the response of the animals to their irradiation. It turned out that the animals started to react to EMR at substantially lower levels than those capable to result in heating of the body. Thus, there were determined the irradiation levels below which there was no response of the animals. This limit of the permissible level is practically matching the Ukrainian norms. Between the zone of thermal action and limit permissible level there exists a wide domain, in which there is no thermal heating and, nevertheless, living organisms are subject to the influence of EMR. This fact has been proved by numerous investigation results.

Based on the data obtained in 1980 [4] the average level of EMR created by TV broadcasting stations in several cities of the USA reaches 10^{-4} W/m² for 50 % of the population while 2 % of the population is living at the level of more than 10^{-2} W/m². This value is exceeding the permissible level accepted in Ukraine. The correspondent area is demonstrated in Fig. 1 with the help of a narrow upward prelate rectangle. Naturally, that the average values do not exclude exceeding of the EMR intensity values in some specific areas of the region. Besides, the above data are out-of-date and they do not consider the influence exerted by other EMR sources except for the TV broadcasting centers.

From Fig. 1 it is evident that natural sources are much weaker than the man-made ones, and, still, it is known that variations of natural radiation are influencing upon human beings. Only radiation of the systems of satellite communication and of the MITRIS system can be comparable with weak natural sources of radiation.

The investigations with the aim of using of low-intensity EMR for the medical purposes are been intensified nowadays. Undoubted success in this sphere proved that the EMR action upon a human being might seriously influence his/her health. Rectangles 1, 2, 3 and 4 in Fig. 1 demonstrate the domains of frequencies and

intensities, at which EMR is used for the purposes of therapy. The period of developing of the biological effects takes from several minutes to several hours. The analysis performed by a group of UN experts [5] confirmed availability in the said bandwidth of the influence of low-intensity EMR upon the nervous system of the human, upon existence of the neural endocrine effects and upon protective reactions of the human organism within the entire frequency bandwidth.

The investigations demonstrate that the process of EMR influence upon a living organism occurs with participation of the central nervous system [6]. Sensor systems are capable of controlling variations of the environment, which, although being necessary for survival of the individual or the specie, bear no information requiring immediate comprehension and arriving at a specific decision. They cannot be controlled by our consciousness as well. They include gravitation, electric and magnetic fields of the Earth, meteorological phenomena, EMR and some other factors. Information from the receptors is supplied to the central nervous system where it is used for activation of the adaptive mechanism aimed at weakening or complete compensation of negative effects within functional systems of the live organism.

This type of model allows us to understand some particularities of influencing of the external factors upon the biological objects. For example, there exist the so-called "amplitude windows" of biological effects (rectangle C in Fig. 1). Adey W.R. [7] proved that this effect exists only within the specified limits of variations of the influencing factor intensity, for the intensity values, which were smaller or larger than the limit, the effect disappeared. It turned out that at a substantial decrease of the dose of influence the biological effect could be repeated with the new force. At that, low intensities may sometimes result in a larger effect than the high ones. The response to the EMR influence is revealed after a time delay. The reaction of the organism depends upon availability of pathology in the organism. The organism with normal conditions is responding to the EMR influence to a less extent.

Therefore, the EMR influence upon biological objects is a complicated process, which is not investigated in details and its consequences cannot be predicted. Nevertheless, you cannot stop the development of communication means. What is the way out?

There is only one way. It is necessary to transfer to the principally new technologies, which would, on the one hand, allow to increase the volumes of transmitted data and, on the other hand, would perform this process at an ecologically safe level. Such technologies include satellite communication systems, the EMR intensity of which is comparable to radiation from the natural sources. Cable and optic fiber systems are used in most of the cases. However, the data transmission systems applying radio emission still are and will be preserved due to a number of economic and other grounds. They include, first of all, TV, mobile communication systems etc. Microwave systems are the most promising among such systems. The capabilities of the microwave systems are the most completely implemented in the MITRIS system.

MITRIS TELECOMMUNICATION TECHNOLOGIES

The mapping of the MITRIS system base station is shown in Fig. 2.

The system possesses the following characteristics:

Operation frequency bandwidth, GHz	11.7...12.75 and 14.4...14.5
Frequency grid step, MHz	28
Frequency bandwidth of a single radio channel, MHz	18
Emission power of a single radio channel, W	0.05–0.1
Type of modulation	Frequency
Audio surround	Mono, stereo
Harmonic distortion of the sound at the frequency of 1 kHz, %	0.1
Video signal to videometric noise ratio, dB	54
Transmitter antenna gain ratio, dB	16
Transmitter antenna dimensions, m (gain value, dB)	0.25 (26)(
Transmitter dimensions with the antenna, m	1.0×1.0×1.8
Transmitter equipment weight per one channel, kg	3

Application of the cm- and mm-wave band gives significant advantages like low power level of radiation into the open space, low power consumption, absence of huge structures (TV towers) and a substantial increase of the volumes of the transmitted data. The transmission is performed within the frequency bandwidth of 11.7...12.5 Hz, while the frequencies of 12.5... 12.75 GHz and 14.4...14.5 GHz are used for reception by the upstream channels.

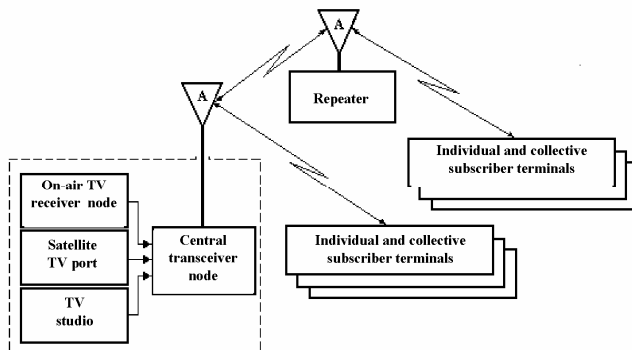


FIGURE 2. Base station set block diagram.

The bands of 12.75–13.25 GHz and 39–40 GHz are reserved for the ancillary narrow-directivity radio relay links used by the MITRIS system. The system is designed with due taking into consideration of local conditions. Nowadays, the population has practically no digital TVs, therefore, MITRIS performs broadcasting of up to 24...26 TV programs in the analog mode. Besides, it is performed broadcasting of 12 high-Q digital TV channels. The channels of both analog and digital TV can be duplex. Subsequent transition to digital-only TV broadcasting will essentially increase the efficiency of the MITRIS system, would allow to increase the number of broadcasted TV programs to 150 or to increase the volumes of the transmitted digital data. At the first stage it is planned to provide 32 channels for digital data transmission 2.048 Mbps each. In some cases for group channel transmission to the remote repeaters there are applied standard cm- and mm-wave band radio relay links (RRL).

Taken as the whole volume, the MITRIS system permits performing transmission of up to 56 analog color TV programs or of more than 240 digital TV programs. The ecological safety of the system is secured by the fact that the radiation power used per one channel is 0.05 W, while the electric power consumed by a single channel is not more than 50 W. It would be sufficient to compare the numbers with the powers of the existing TV stations to see how more efficient and safer this system is from the point of view of the environmental protection issues.

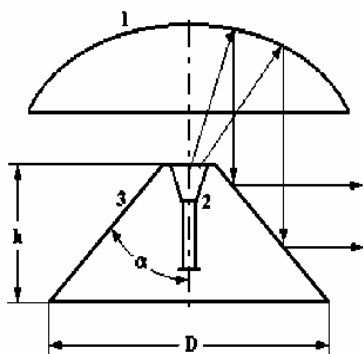


FIGURE 3. Block diagram of the antenna of the MITRIS system central transceiver.

The core element of the system is formed by the base station designed for transmission and reception of both analog and digital data with securing of reliable subsequent individual or collective reception at the range of up to 40 km limited by the line-of-sight conditions. Antenna system of the central transceiver station possesses omnidirectional pattern within the horizontal plane and the narrow pattern with the width of 4 to 5 degrees in the vertical plane. Figure 3 demonstrates one of the simplest and the

most reliable omnidirectional pattern antennas. Here the parabolic mirror (1) is forming the plane front of the wave, which is propagated within the horizontal plane after being reflected from the cone mirror (3).

Similar wave possesses linear polarization and the direction of the wave electric field vector depends upon the mode of this wave excitation by the horn (2). The diameter D and the height h of the cone reflector are determining the antenna aperture. The angle α determines the inclination angle of the antenna pattern maximum, which is equal to ca. 44.5 degrees.

The antenna system of the repeater is defined by the sector that is to be irradiated by the repeater under the specific conditions. There exist various antenna designs used in the repeaters including the antennas with the patterns of 90, 180, 270 degrees in the horizontal plane and 4 to 5 degrees in the vertical plane. The receiver and transmitter user terminals are equipped by two-mirror antennas with parabolic mirrors of the diameters of 25, 60 and 90 cm. Selection of the antenna mirror diameter is determined by the distance between the user terminal and the base station transmitter.

Multiplexer serves as the combiner of signals from several transmitters. At a large number of transmitters it is a complicated problem and significant losses of power occur in the multiplexer. To avoid it the system applies "multi-storey" antennas where each "storey" is an independent antenna with its own multiplexer.

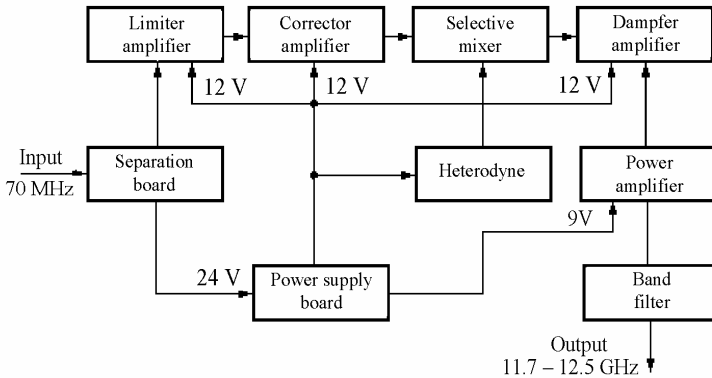


FIGURE 4. Block diagram of the transmitter unit

The MITRIS system uses a single-channel transmitter, the block diagram of which is shown in Fig. 4.

The frequency modulated data signal at the frequency of 70 MHz and the power of 2 to 2.5 mW is supplied to the transmitter input. With the help of the mixer and the heterodyne this signal is transformed into the cm-wave band and being amplified and filtered it is fed to the antenna duct. The design of the transmitter is unified and several characters are different only in the heterodyne settings and in the settings of the transmitter output loops. The main parameters of the transmitter are as follows:

Input frequency, MHz	70
Throughput operation bandwidth, MHz	28
Output frequency bandwidth (character execution), GHz	11.7–13.5
Transformation loss, dB	6–7
Heterodyne signal power, mW	16–24
Maximal output power, mW	75
Heterodyne signal suppression at the output, dB (more than)	50
Mirror channel suppression, dB (more than)	50
Heterodyne instability per one degree	8×10^{-7}
Consumed power, W (not more than)	12.

To provide for parametric stabilization of the heterodyne and for building of the narrowband band pass filters there are applied

miniature dielectric resonators [8]. Use of high-Q ceramics allowed to obtain within the bandwidth of 11 to 14 GHz at the level of 0.3 dB the band of a similar filter of 24 ± 2 MHz and attenuation equal to 35 dB at the offset from the central frequency by 28 MHz. The losses within the throughput bandwidth of the filter are less than 3 to 4 dB. The drift of the filter central frequency within the operation range of temperatures ($-40...+60^{\circ}\text{C}$) is less than 0.5 MHz. Creation of the set of filters based on dielectric resonators is one of the key aspects of development of the MITRIS system. Such filters and high-Q circulators allowed development of efficient multichannel frequency combiners for summation of a great number of narrowband signals from separate single-channel transmitters and separation of transmitter and receiver channels.

To cover the area of 5 to 10 km it is reasonable to use multichannel transmitters to the input of which it is supplied a group signal with the bandwidth of up to 1.000 MHz at the frequency of 1.5 GHz. At the output of the multichannel transmitter it is used the broadband power amplifier.

Cm-wave band receivers of the MITRIS system are little different from the standard receivers of the satellite TV systems. This phenomenon results in a substantial decrease of the costs of the receiver units.

THE PROSPECTS FOR APPLICATION OF MILLIMETER (MM-) AND SUBMILLIMETER (SUBMM-) RADIO WAVES IN THE MITRIS SYSTEM

As it is noted above application of the cm-waves in the MITRIS system allowed to decrease the power of the transmitters and to increase the transmitted data volumes. However, the propagation of the cm-waves is similar to the light beam propagation. For this reason MITRIS is the line-of-sight system. This system must be complemented by the cable networks and other technical means in the places where the line-of-sight signal reception is not possible. Paying due tribute to the cable networks, which undoubtedly play and will play an important role at distribution of the information, it can be predicted that the mm- and probably, submillimeter (submm-) wave band systems will also find application along with these networks.

It is known that mm-waves and especially submm-waves are strongly absorbed by the atmosphere precipitations. This makes the communication systems insufficiently reliable at such frequencies. However, for short ranges, i.e., less than 1 km the communication in the transparency windows of mm- and submm-wave bands is quite reliable at a substantial sensitivity resource of the receivers under practically any weather conditions. Therefore, in addition to the standard cm- and mm-wave bands radio relay links used for broadcasting of MITRIS group channels there are used passive and active repeaters providing for broadcasting within the limits of a block and between the buildings. The systems with the transmitter power of less than one mW can be applied rather efficiently in order to solve a similar problem. Among the advantages of the mm-wave band transmitters there should be noted their small dimensions and light weight, mobility, large volume of transmitted information along with low-directivity pattern that, at a small power of the transmitter does not permit to effect unauthorized interception of the transmitted data. Low-directivity pattern and the power of transmission less than one mW provide for complete ecological safety of the system. Comparatively large absorption of radio waves in mm- and submm-wave bands can be regarded for the short-range transmission not like an annoying drawback but rather like an advantage because the atmosphere is screening separate systems from one another thus eliminating their mutual interference. On the other hand, small power of the transmitter allows to apply simple and low-cost models.

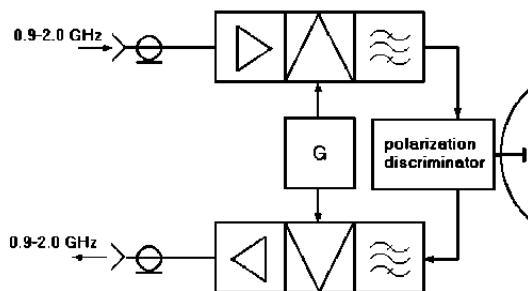


FIGURE 5. Block diagram of the close-range transceiver.

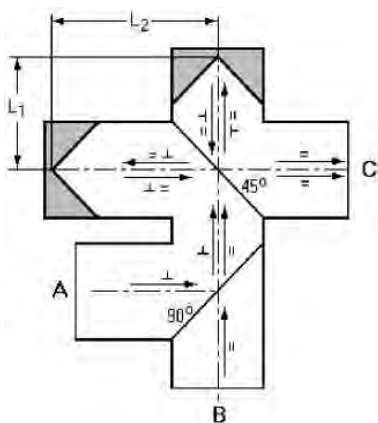


FIGURE 6. Quasi-optical channel combiner.

known that the polarization discriminators are capable of providing for the transition attenuation between the channels of not more than 60 dB. However, it is quite sufficient for the short-range paths.

For the simplex systems where one station is a transmitter and the other is a receiver, there is no need to use a polarization discriminator that is also simplifying the design of the stations. Therefore, the costs of the mm-wave band equipment for short-range paths can be substantially decreased.

Within the short-wave domain of the mm-wave band and in the submm-wave band the use of the structures performed on the basis of the single-mode waveguides is limited. The square metal dielectric waveguides for linearly polarized waves are finding application in this case. The quasi-optical square waveguide with the cross-section of $14 \times 14 \text{ mm}^2$ is used in the frequency bandwidth of 118 to 260 GHz, and with the cross-section of $10 \times 10 \text{ mm}^2$ — in the bandwidth of 178 to 405 GHz. These cross-sections have a complete set of quasi-optical devices each allowing manufacturing and tuning of any radio systems in mm- and submm-wave bands. Using polarization gratings and corner reflectors we can build a system of channel combiners and splitters on the basis of a serial connection of the interferometers having low losses (Fig. 6). It operates as follows. Two signals with mutually orthogonal linear po-

Block diagram of the mm-wave band duplex transceiver for short-range paths is shown in Fig. 5.

The terminal shown in Fig. 5 has no power amplifier. The signal is supplied to the antenna directly from the frequency converter upstream. In a number of cases there can be used a common-use heterodyne for both upstream frequency conversion and the downstream frequency conversion. The polarization discriminator is used for separation of the transmitting and the receiving channels. It is

larization and with different frequencies are supplied to its inputs A and B. The polarizer in the form of a wire grating is oriented in the way that the signal from the input B is propagated through it without any reflection and the signal from the input A is reflected. Therefore, both signals are combined and supplied to the second grating rotated by 45 degrees with respect to the first one. Here each of the signals is split in two mutually orthogonal components. These components propagate via different channels and after being reflected from the corner reflectors change their polarization and turn back to the second grating where they are added. The result of the summation depends upon the phase incursion, to which each of the four components of the signals is subject. Finally, is the sectors between the center of the second grating and the corner reflectors L_1 and L_2 are selected correctly then, as the result of interference the reflected signals will be mutually annihilated, and at the output C of the interferometer both signals will have the same polarization. It is evident that the interferometer can operate also as a frequency splitter — if two signals with the same frequencies hit the output C then they would leave the device via the outputs A and B respectively. The interferometer can be also used as a diplexer at high frequencies where the ferrite devices cannot be applied well.

Practically any device can be created with the help of the quasi-optical waveguide technology. However, this device might appear rather complicated and expensive. Therefore, we have to seek for other opportunities as well. In particular, quasi-optical open resonators may be used for development of informational systems and devices.

High-Q value, sparse oscillation spectrum and practically unlimited bandwidth of operation frequencies up to the optical band are attracting attention to the open resonators (OR) from the point of view of the possibility of their application to develop of mm- and submm-wave band devices and units including multifunctional equipment in which the input or output of the signal is performed via one of the mirrors as it occurs in the lasers. In this case the resonator is also serving as an antenna and its large — as compared to the wavelength — dimensions are quite justified. Within such quasi-optical devices the functions of the transmitter

or the receiver and the antenna are integrated in one and the same quasi-optical device.

The Gunn oscillator [9], in which the OR with the grating of rectangular bars had been applied as a resonant system, used to be one of the first solid state quasi-optical mm-wave band devices.

At present day the quasi-optical oscillators with so called sphere-corner-eshelette OR [10] appear to have considerable promise due to the possibility to use Gunn-diode as well as IMPATT-diode as the nonlinear elements. In Fig. 7 shows the solid-state oscillator being capsulated into thermostat.

In order to improve the long-term stability parameter of the source the system of temperature stabilization is envisaged in addition to the hermetic sealing. The OR case is placed into the thermal insulator (the coefficient of thermal conductivity is $K = 0.04$). The outer capsule is equipped with the removable lid to facilitate the OR adjustment procedure. The value of the thermal flux and its direction in the process of stabilization of the OR temperature controlled with the help of two batteries of the Peltier elements, which are positioned between the OR case and the external radiator made of aluminum ($K = 209$). Oscillation long-term instability is no more than $5 \cdot 10^{-8}$ per one degree.

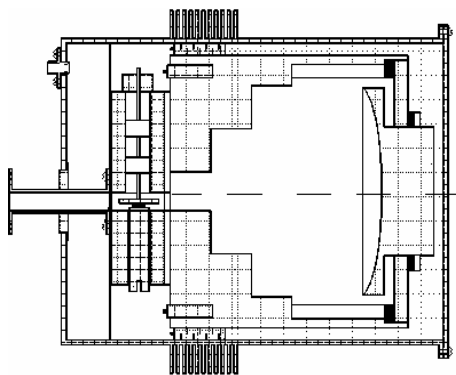


FIGURE 7. Block diagram of the quasi-optical solid-state oscillator with sphere-corner-eshelette OR.

Subsequently there were produced similar oscillators with three [9] and five [10] Gunn diodes and tens of transistors installed upon the grating [11]. The grating bars can be used not only for supply-

ing power to the active element but also for supplying of the synchronization signal upon the sub-harmonic or the modulating signal. Availability of the grating results in the fact that the wave with the linear polarization of the field is excited in the resonator. Due to that there can be performed a regulated quasi-optical output of power from the resonator. For this purpose one of the mirrors must be made semi-transparent in the form of the grating made of conducting bars or wires. Rotation of a mirror of this type with respect of the electric field vector is regulating the value of the resonator coupling with the outer space. For the oscillator with the 'radio-transparent' grating at the frequency of 37 GHz there are experimentally obtained the following dependences of the loaded Q -factor Q_L and the coefficient of coupling with the load of β upon the angle φ :

$$Q_L = \frac{Q_0}{1 + 2 \cdot 10^{-2} \cdot \varphi^2}, \beta = 2 \cdot 10^{-2} \cdot \varphi^2,$$

where φ is the angle in degrees, $Q_0 \approx 10^4$ eigen Q -factor of the resonator. These empiric formulas are true for the coefficients of coupling close to one. For the broadband devices the resonator must have low-value loaded Q -factor (of the order of 25 to 50 units). This OR can be regarded as a resonant antenna. The output of the signal from the device in this case can be performed at the expense of the shape and the dimensions of the aperture of the mirrors as it is shown in Fig. 8.

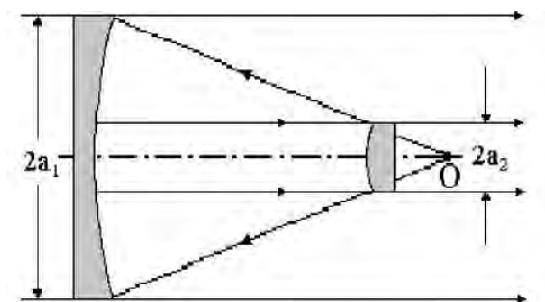


FIGURE 8. OR with the signal output into the free space similar to how it occurs in a two-mirror antenna.

The quasi-optical output of the power from OR together with generation of oscillations allows developing the quasi-optical transmitting module.

Subsequent developments of the solid-state quasi-optical devices [12] are concentrated around the opportunity of using of the planar technologies. In such a manner we can attain high technological value of the system and its low cost during mass manufacturing.

The semiconductor elements in OR can be installed not only between the bars of the grating but also on the surface of the mirrors [9]. These mirrors are active mirrors. Combining them with the gratings and regulated power output we can create a number of multifunctional quasi-optical devices including transceiver modules, upstream and downstream frequency amplifiers and frequency converters [13].

UNIVERSAL MULTIMEDIA DISTRIBUTION SYSTEM (UMDS) – MITRIS

National UMDS and UWDS series system developed on the basis of the MITRIS technology allows the possibility of access to the services, which are based on both data transmission and the TV broadcasting services. DVB-S channel is used for transmission downstream and for the upstream transmission – the channel realized on the basis of a specially developed protocol with the TDMA access on a physical level [13].

Significant dimensions of the areas serviced by such systems using the DVB-S channel allows providing services within the frequency bandwidth of 10 to 15 GHz to the spatially remote subscribers in the radius of 50...60 km. Their basic advantages as compared to other means of providing Internet access are the following:

- high rate and low costs of deployment;
- wide coverage of the users with minimal communication-related expenses;
- possibility of reception by the users of data flows at the rates of up to 34 Mbps down stream and 2.5 Mbps and more up-stream;
- simplicity of integration upon the radio links with the means of wireless and satellite communication;
- large informational capacity;

- low costs in terms of the price-to-quality criterion;
- possibility of the stage-by-stage increasing of the number of users.

Within the developed UMDS series system there are realized the advantages of both WiMAX and MITRIS – high channel capacity (possibility of connection of up to 100.000 subscriber terminals with provision to each terminal of the rate in the upstream link of up to 20 Kbps at their simultaneous operation) and a significant channel resource (up to 800 Mbps) in the downstream link and efficiency of operation under the conditions of a megapolis.

Within the channels of the WiMAX network realizing the IEEE 802.16 standards there are envisaged the mechanisms for fighting interference of the Rice and Rayleigh types. Besides, this system envisages the mechanisms for efficient use of the resource, protection and a number of means for increasing of reliability during transmission as well as of control over the equipment including also the subscriber terminals equipment.

Within the UMDS system it is solved the problem of providing in the service area of the TV broadcasting service and the service of data transmission while realizing the WiMAX system advantages at the channel capacity, resource and the service area of the MITRIS system. At that it is provided the opportunity of using the subscriber terminals with different configurations depending upon the services offered to the users and, as the result of that, decreasing of the average price of a subscriber terminal in the network.

The above problem is solved using the following means:

- within UMDS the microwave integrated TV, radio and information system, which includes the base station (Fig. 9) containing the omni directional transmitting antenna 3, and the up-stream receiver duct including sector antennas 5, up-stream channels unit 4 containing down converters of the up-streams, the outputs of which are connected to the distribution unit having from 1 to n outputs, connected in their turn with the upstream channel demodulators. The base station also contains the introduced WiMAX subsystem that includes from one to m sector antennas, to which n WiMAX base stations 7 are connected, where n might accept the value equal to or exceeding m . In the latter case the sector is serviced by several WiMAX base stations;

- WiMAX subsystems of various bandwidths may use one and the same sector antennas;
- WiMAX and DVB-S subsystems are connected via the Ethernet channel to the access server port (the server unit) of the base station, which has the access to the external network (Internet) and performs the following functions:
 - switching the upstream channel data to the server of the information (data) source;
 - switching the information data for the users of the WiMAX and DVB-S subsystems into the downstream channel of the subsystem, the subsystem is set by the control system;
 - providing of data transmission between the users in various sectors.
- The above technological solution results in the fact that the resource of the DVB-S subsystem may be provided to the user terminals, which are initialized in the WiMAX subsystems.

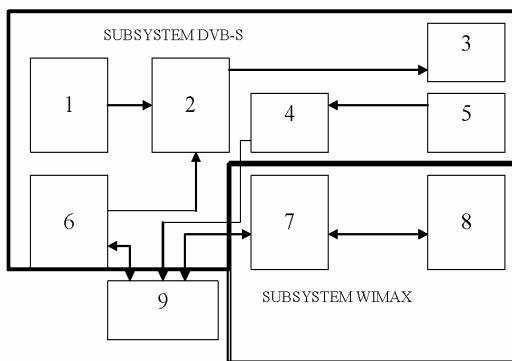


FIGURE 9. Block diagram of the UMDS base station: 1 – TV program packages forming unit; 2 – DVB-S modulators unit; 3 – non-directional transmitting antenna of the DVB-S subsystem; 4 – upstream channels unit of the DVB-S subsystem; 5 – sector antennas unit of the DVB-S subsystem; 6 – incapsulators unit of the DVB-S subsystem; 7 – base stations of the WiMAX subsystem; 8 – sector antennas of the WiMAX subsystem; 9 – access server of the UMDS system.

The base station equipment is also including the TV program packages forming unit 1, which performs encoding and multiplexing or demultiplexing of TV programs and forming up of new packages transmitted into the service area. Thus, while supporting

the total range of the system there occurs an opportunity to provide for:

- increasing of the number of users that can be connected due to application of the resource of a larger number of the WiMAX systems.

- increasing of the throughput in the downstream channel provided for a single user also by means of using of a part of the channel resource allocated for TV broadcasting service within the DVB-S subsystem.

- offering services to the end users under the conditions of the Gauss and Rayleigh channel (under the conditions of a big city characterized by availability of radio shadow zones and the zones affected by echo signals).

- offering high-Q services due to the increase of the downstream transmission rate while using a part of the TV resource as indicated above. (The resource allocated for TV broadcasting service can be rather substantial – at a single use up of the frequencies to 180–200 TV programs can be placed in the bandwidth of 800 MHz. Without limiting of the information capacity a part of the frequency resource of the DVB-S subsystem can be provided for data transmission thus supplementing the resource of the WiMAX subsystem).

Hookup of user terminals to the resource of one or another subsystem is determined and performed by the operator depending upon the terms and conditions of the contract.

The WiMAX base stations could function within different bandwidths and serve the overlapping spatial sectors.

The down stream data transmission channel of the DVB-S subsystem is organized under the same technology as the channel for TV broadcasting service offering (introduction into the transport flow of the data that has to be transmitted into the serviced area; development of the appropriate channel format permitting to use the same modulation scheme – same-mode modulators). This results in a rather simple scheme for the radio signal allocating upon the types of services.

Within such a system there occurs the possibility of applying the subscriber equipment the price of which depends upon the type of service and amounts to approximately (as of the present date) to UAH 500.00...UAH 3.000.00 depending upon the type of service

provided and the quality of service. This equipment is capable of offering services to the subscribers (PCs in the Ethernet LANs), the amount of which could reach several tens of users depending upon the transmission rate.

CONCLUSION

The basic trend of development of telecommunication techniques is transmission and processing of huge and permanently increasing volumes of data. It is known that the quantitative growth of data volumes is resulting and will result in essential qualitative changes of the applied technological means. The technologies like optic fiber transmission links, satellite communication systems and cellular telephony have been developed and got wide application. At that the trend for exploration of higher frequency bandwidths can be noted. Using of microwave telecommunication systems, represented among others by the MITRIS telecommunication system, makes an important contribution into the development of telecommunication systems of the future. The MITRIS allows to create a single informational space which would organically combine both cable networks and satellite communication systems.

Application of cm- and mm-waves in the MITRIS system as well as high directivity of radiation allows transmitting of high data volumes for long distances with the power, which is by two and three orders less than that used in the state-of-the-art systems. In this way it is attained ecological safety of the system and its high-level cost efficiency. At the initial stage the MITRIS system is operating in parallel with the existing on-air TV and other telecommunication systems, servicing individual and collective end users having the possibilities for receiving the downstream signal and providing them with all kinds of informational services. After putting into operation of passive and active repeaters providing for complete coverage of the given area by the MITRIS system signal, there will be no need in using of powerful TV broadcasting centers and many other existing telecommunication systems. It would allow to simplify the existing layouts of telephony and PC networks, mobile communication systems and to implement new opportunities in offering informational services to the population.

National UMDS and UWDS series system developed on the basis of the MITRIS technology is the optimal solution for provision of interactive multimedia services, including the services of multichannel TV broadcasting and the services of providing access to the data transmission providers.

Besides, these systems can be used for solving of socially important and special problems, which include *Inter alia* the following:

- development of large-scale super systems for complete video monitoring with the aim of supporting public order, guarding of private and municipal (public) property, prophylactics of crime, prevention of emergency situations and performing anti-terrorist activity;

- highly reliable security for very important, including military use, objects.

In addition to the above listed opportunities the system provides for launching and development of new projects like the following:

- high-Q video conferencing for CEO and top managers as well as for the heads of large government agencies;

- establishment of special remote treatment medical centers in all big cities;

- software and encryption protected high-fidelity telecommunication;

- video on demand – watching TV programs and movies – including multiprogram high-resolution TV, which are capable of being stored on the video server and watched at the choice (on demand) of the subscriber;

- establishment of special remote education classrooms in schools in order to improve the structure of education process and upgrade the quality of teaching and learning.

REFERENCES

1. Zgurovsky, M.Z., Ilchenko, M.Ye., Kravchuk, S.A., et al., (2003), *Micro-wave devices for telecommunication systems; in 2 volumes. – Volume 2. Devices in the transmitter and in the receiver ducts. Designing of devices and deployment of systems*. ICS Politekhnik Publishers, Kiev: 616 p. (in Russian).

2. Narytnik, T.N., Babak, V.P., Ilchenko, M.Ye., and Kravchuk, S.A., (2000), *Microwave technologies in telecommunication systems*. Tekhnika, Kiev: 298 p. (in Russian).

3. Presman, A.S., (1968), *Electromagnetic fields and wild nature*. Nauka, Moscow: 288 p. (in Russian).
4. Tell R.A. and Mantiply, E.D., (1980), Population Exposure to VHF and UHF Broadcast Radiation in the United States, *Proc. IEEE*. **68**(1).
5. *Radiofrequency and Microwaves, Environmental Health Criteria 16*, Geneva, Switzerland: jointly published by United Nations Environment Program, World Health Organization (WHO) and International Radiation Protection Association (IRPA), 1984. – 145 p.
6. Sulima, T.N. and Fisun, A.I., (2001), A new approach to safety estimation of the low-level microwave radiation, *Telecommunications and Radio Engineering*, **55**(9):53–62.
7. Adey, W.R., (1980), Frequency and power windows in tissue interactions with weak electromagnetic fields, *Proc. IEEE*, **68**(1):140-147.
8. Kravchuk, S.A., Narytnik, T.N., and Nenasheva, Ye.A., (1990), Obtaining of new ceramic materials and the properties of dielectric resonators on their bases, *Electronic Equipment, Microwave Electronics*, 1:11-12 (in Russian).
9. Belous, O.I., Sukhoruchko, O.N., and Fisun, A.I., (2006), Power and Spectrum Performance of Quasi-Optical Solid-State MM-Wave Oscillator, *Telecommunication and Radio Engineering*. **65**(16):1501-1513.
10. Borodkin, A.I., Bulgakov, B.M., and Smorodin, V.V., (1980), Summation of power of some oscillator semiconductor diodes in a quasi-optical resonant system, *Electronic Equipment, Ser. Microwave Electronics*, 3:14-19 (in Russian).
11. Borodkin, A.I., Bulgakov, B.M., and Chernyshov, N.Yu., (1981), Mm-wave band quasi-optical power adder on Gunn diodes, *Izv. VUZov, Ser. Radio Electronics*, **30**(10):89-91 (in Russian).
12. Popovich, Z.B., Weikle, R.V., Moonil, H., Kenta, K., Potter, A., and Rutledge, D.B., (1990), Bar-gride oscillator, *IEEE, Trans. of Microwave Theory and Techn.*, **MTT-38**(3):225-229.
13. Ilchenko, M.Ye., Narytnik, T.N., Kravchuk, S.A. et al., (2005), *Universal Multimedia Distribution system – UMDS*, Patent of Ukraine No. 5319 (in Russian).

М.Ю. ІЛЬЧЕНКО

ПРОБЛЕМИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ІНФОРМАТИЗАЦІЇ ДЕРЖАВИ

Вступ

Технічною базою інформатизації, її невід’ємною складовою є інформаційно-телекомунікаційні системи, які забезпечують збирання, накопичення, опрацювання інформації та її передачу [1].

Важливим етапом у розвитку зв’язку став перехід від аналогових систем передачі до цифрових. Цифрові технології та системи успішно вирішують проблеми якості передачі інформації, раціонального використання каналів зв’язку і радіочасотного ресурсу, який є принципово обмеженим.

До речі, у дні відзначення 50-річчя Інституту кібернетики імені В.М. Глушкова НАН України доцільно згадати про перші проекти країни з використанням цифрових технологій. Зокрема, у 1973 р. старший науковий співробітник відділу “Засобів передачі інформації” Інституту кібернетики АН УРСР С.Г. Бунін висунув проект створення мережі ЕОМ з пакетною комутацією на основі радіоканалу. Така мережа дозволяла об’єднати на рівноправній основі як безліч великих ЕОМ, так і спрощених мережевих терміналів на площі в декілька десятків квадратних кілометрів. Це означало, що як обчислювальний центр колективного користування міг використовуватися не один обчислювальний центр, а декілька. Крім того, абоненти мережі могли спілкуватися між собою безпосередньо, обмінюючись необхідними даними. І, нарешті, в мережі могли бути рухомі або такі, що періодично міняють своє місцезнаходження термінали. Таким чином, ідея вітчизняного прообразу

сучасних комунікаційно-обчислювальних мереж (так званих GRID-систем) з'явилася вперше в Україні більше 30 років тому в рамках одного із науково-практичних проєктів у Інституті кібернетики АН УРСР, який отримав назву “Дискрет”.

Перша професійна черга радіомережі була здана міжвідомчій комісії у 1981 році. Мережу забезпечувала швидкість передачі інформації 1,5 мегабіт за секунду. Фактично це була перша в Європі високошвидкісна радіомережа з комутацією пакетів. З ряду характеристик мережа “Дискрет” була першою в Європі високошвидкісною мережею передачі даних і перевершувала першу американську радіомережу “ALOHA”, реалізовану на Гавайських островах на початку 70-х років.

Надалі мережі типу “Дискрет” були реалізовані в Харкові (Міністерство верстатобудування), Кривому Розі (Міністерство гірничої промисловості), Горькому (Міністерство приладобудування), Красноярську (об'єднання “Єнісейгеофізика” Міністерства геології РРФСР). Проводилися експерименти по застосуванню пакетного радіозв'язку в різних відомствах у містах Донецьку, Железнодорожську, Магадані та інших.

Проблеми з виділенням смуг частот для радіомереж передачі даних змусили шукати шляхи вирішення цієї проблеми. У 1982 р. розроблено систему передачі даних з використанням шумоподібних або шумових сигналів (мережа “Дисперс”). Принципи побудови мереж “Дискрет” і “Дисперс” лягли в основу розробок стільникових мереж з пакетною комутацією [2].

Революційні успіхи в галузі телекомунікацій сталися в другій половині XX століття завдяки створенню обчислювальної техніки, яка дала змогу реалізувати алгоритми обробки сигналів, що наближають результати цієї обробки до теоретично можливих. З'явилась можливість заміни частини суто апаратних засобів телекомунікацій програмно-апаратними, яким властива велика функціональна гнучкість і можливість вдосконалення засобів телекомунікацій шляхом розробки нового програмного забезпечення, а не заміни апаратних засобів.

Для максимально можливого використання обчислювальних ресурсів, комп'ютери, які обслуговують системи телекомунікацій, як правило є спеціалізованими тобто їхня архітектура і програмне забезпечення зорієнтовані на вирішення

специфічних завдань телекомунікаційних систем — комутації каналів чи пакетів, обробку сигналів. Так, наприклад, сучасні цифрові автоматичні телефонні станції є по суті електронно-обчислювальними машинами зі специфічним набором периферійних пристроїв. Маршрутизатори в пакетних мережах передачі даних по суті також є високопродуктивними комп'ютерами зі спеціалізованими операційними системами. Отже, сучасні обчислювальні і телекомунікаційні системи побудовані на однакових комплектуючих деталях і засобах програмування. Вони є конструктивно й інформаційно сумісними, їх подальша інтеграція та розвиток визначає прогрес технічних засобів інформатики.

1. Класифікація телекомунікаційних систем

Телекомунікаційні системи (ТС) забезпечують техніку реалізації принципів і способів передачі та прийому інформації. У залежності від обмежень середовища розповсюдження сигналу розрізняють наступні ТС :

- проводові (wireline) — направлене середовище;
- безпроводові (wireless) — ненаправлене середовище;
- комбіновані чи гібридні (mixed).

Відбувається постійне балансування між проводовими (кабельними) й безпроводовими ТС, їхній взаємозв'язок і спільний розвиток. На даний час базові мережі мають перевагу на основі проводової мережі, а доступу — на основі безпроводових мереж.

До комбінованих ТС відносяться системи гібридного з'єднання оптоволокну — радіоканал, що реалізують передачу інформації через оптоволоконне та безпроводове мікрохвильове обладнання.

По відношенню до служб зв'язку ТС бувають фіксованими, рухомими (мобільними), супутниковими та телерадіомовними системами. Область використання ТС поділяє їх на транспортні й абонентського доступу, що суттєво відрізняються пропускнуою спроможністю та складністю ієрархічної побудови. Для акцентування уваги на доступній швидкості передачі даних серед ТС виділяють високошвидкісні (широкосмугові) та низькошвидкісні (вузькосмугові) системи. У цьому сенсі



Рис. 1. Загальна класифікація ТС за призначенням

одним із найперспективніших напрямків розвитку ТС є системи широкосмугового радіодоступу.

Структурно-функціональна побудова будь-якої ТС різниться в залежності від мережної топології, що обумовлена топологією використовуваних каналів зв'язку. Для проводових ТС це добре відомі топології: повнозв'язна, шинна, кільцева, ієрархічна (дерева) та зіркоподібна. У випадку безпроводових ТС широкого застосування набула класифікація, що базується на відображенні способу взаємодії точки доступу до інформаційних ресурсів та абонентських терміналів. Найпростіша топологія встановлення зв'язку між двома станціями називається “точка – точка”, а між станцією доступу та багатьма абонентськими терміналами – “точка – багатоточка”. Ускладнення архітектури безпроводових систем привело до специфічної топології “багатоточка – багатоточка”, де кожен із терміналів являє собою не тільки прикінцеве, але й проміжне (ретранслююче) обладнання. Прикладом такої системи може бути так називана mesh-мережна структура.

Згідно призначень, що склалися на даний час, можна класифікувати ТС як показано на рис. 1, де представлені звичайні ТС, які використовуються тривалий час і стабільно займають своє унікальне місце в ієрархії телекомунікацій (телебачення, радіорелейні системи, супутниковий зв'язок та ін.). Системи, які здають свої позиції (пейджинг, транкінг), та нові ТС, що завойовують телекомунікаційний ринок (широкосмужового доступу та ін.). Охопити весь спектр ТС в рамках даного видання не уявляється можливим, тому зосередимо свою увагу на найбільш перспективних та тих, що визначають рівень розвитку сучасних ТС.

2. Основні тенденції розвитку сучасних телекомунікаційних систем

На даний час можна виділити такі основні тенденції розвитку сучасних ТС:

- перехід на ІР основу із забезпеченням необхідної наскрізної якості обслуговування;
- конвергенція;
- перехід провідних мереж до ідеології NGN;
- інтелектуалізація систем й устаткування;
- впровадження стільникових мереж третього покоління;
- поширення ідеології мережних технологій на безпроводовий сегмент доступу з можливістю наскрізного розподілу трафіку, як у провідних, так і безпроводових частинах мережі.

Зупинимося на кожній з тенденцій більш детально.

Перш за все це **перехід на ІР основу**. Треба відмітити, що за останні роки в телекомунікаційному світі відбулася чергова революція, що пов'язана з комерційним виходом мереж з комутацією пакетів на ринок як класичних послуг зв'язку, так і мультимедійних. До реалізації класичних послуг можна віднести, в першу чергу, передачу телефонних розмов через Інтернет VoIP (Voice over IP), потокове відео (Streaming Video), Інтернет-радіо (Internet Radio), інтерактивні ігри (Interactive Games) та ін. Вимоги до доставки інформації (пакетів) через мережу для усіх цих нових послуг Інтернет суттєво відрізняються від вимог, що пред'являються до звичних послуг передачі даних.

Конвергенція в телекомунікаціях означає процес поступового зближення різних за своїм призначенням технологій і служб з метою уніфікації обладнання і розширення функціональних можливостей. У сучасному інформаційному суспільстві підхід технічної незалежності різних джерел інформації уже неприйнятний і тому виникає необхідність у створенні відкритої телекомунікаційної інфраструктури з урахуванням конвергенції засобів масової інформації й комунікаційного сектора, що має забезпечити доступ кожному індивідуумові до всіх інформаційних ресурсів у “єдиному пакеті”. Відбувається перехід від поняття надання послуги до поняття надання сервісу. Останній має на увазі самостійно обумовлений абонентом набір послуг, що він дістає від єдиного постачальника з гарантованою якістю обслуговування.

Можна підкреслити кілька аспектів конвергенції: послуги, обладнання й мережі. Конвергенція послуг забезпечує користувачам нові розширені функціональні можливості. Конвергенція обладнання дозволяє, наприклад, об’єднати в єдиний пристрій телефон, персональний комп’ютер і телевізор. Конвергенція мереж означає зближення або об’єднання різних мережних технологій для створення можливостей надати користувачам різнорідні послуги.

Близькою до конвергенції є тема переходу до **мереж NGN**.

До середини останнього десятиліття минулого століття розвиток телекомунікацій відбувався, переважно еволюційним шляхом. Однак кінець XX століття ознаменувався вибуховим характером цього процесу. Стало питання про архітектуру й технологію мережі зв’язку майбутнього — NGN (Next Generation Network). Це питання все більше й більше переходить із площини теоретичних дискусій у площину практичної реалізації.

У 2004 р. у Рекомендації MCE Y.2001 зазначено: “Мережа наступного покоління NGN (Next Generation Network) — це мережа на базі пакетів, що здатна надавати служби/послуги телекомунікацій і надавати можливість використовувати декілька широкосмугових транспортних технологій, що забезпечують якість обслуговування, і в яких функції, що належать службам, незалежні від далі наведених технологій, що стосуються транспортування. Вона дозволяє вільний доступ для користу-

вачів, за їхнім вибором, до мереж і до конкуруючих постачальників служб та / чи до служб / послуг. Вона підтримує рухомість, що буде давати можливість постійного й повсюдного забезпечення служб для користувачів”.

Деякі фахівці називають мережі NGN мультисервісними мережами. На даний час відсутнє однозначне визначення мультисервісних мереж. Уважається, що мультисервісна мережа це мережа, що забезпечує передачу будь-яких видів трафіка й усі види послуг у будь-якій точці, у будь-який час, з необхідною якістю й за цінами, прийнятними для користувачів. На нашу думку, точніше було б говорити про мережі, які забезпечують надання мультисервісних послуг.

Все більш помітною стає тенденція інтелектуалізації систем й устаткування. На рівні устаткування — це широке впровадження адаптивних систем, що регулюють модуляцію, кодування, керування потужністю та діаграму спрямованості антени. На рівні систем інтелектуалізація має прояв у протоколах самоорганізації розподілених мереж, впровадження інтелектуальної надбудови керування послугами для звичних мереж.

Впровадження стільникових мереж третього покоління стало переломним моментом у розвитку стільникових мереж, що довгий час нарощували послуги на обладнанні другого покоління. Цей момент свідчить про те, що потрібний рівень послуг не може бути задоволений старим стільниковим обладнанням. Звідси оператори вимушені не тільки модернізувати обладнання, але й провадити повну його заміну. Все це дуже активізує телекомунікаційний ринок як безпроводового, так і проводового обладнання.

Все більшого значення набуває тенденція поширення ідеології мережних технологій на безпроводовий сегмент доступу з можливістю наскрізного розподілу трафіка, як у проводовій, так і безпроводовій частинах мережі. Це особливо відчутно при розгортанні комп'ютерних радіомереж та розвитку третього покоління стільникового зв'язку, де підтримується часовий дуплекс та багатостанційний доступ з часовим розподілом, зокрема технологія TD-CDMA.

3. Концепція побудови загальнодержавної інформаційно-телекомунікаційної багаторівневої інфраструктури

Концепція побудови інформаційно-телекомунікаційної інфраструктури загальнодержавного масштабу як сукупності безпроводових телекомунікаційних засобів надання інформаційних, навігаційних і інших послуг, а також транспортних і корпоративних мереж, мереж абонентського доступу базується на таких науково-технічних принципах:

- зосередження телекомунікаційних засобів там, де існує найбільша щільність користувачів;
- підтримка високої інформаційної пропускнуєї спроможності;
- застосування сучасних мікрохвильових, мережевих і інформаційних технологій;
- забезпечення передачі всіх видів інформації (мова, текст, дані, зображення, відео і т.ін.);
- максимальне залучення вітчизняного науково-виробничого потенціалу;
- реалізація мобільності, яка проявляється в тому, що кожен користувач має можливість використовувати необхідне йому з'єднання незалежно від місця підключення до мережі;
- наповнення безпроводової мережі інформаційними потоками здійснюється, головним чином, через з'єднання з магістралями на основі волоконно-оптичних ліній зв'язку (ВОЛЗ);
- прозорість підтримки з'єднань для інформаційних потоків різних стандартів через спеціальні інтерфейси, обумовлені протокольним рівнем використовуємих телекомунікаційних систем, що не поширюється на зовнішні мережі.

Загальна структура побудови національної інформаційно-телекомунікаційної безпроводової інфраструктури показана на рис. 2. Розглядаючи таку інфраструктуру по вертикальній ієрархії (зверху вниз), можна виділити наступні чотири її рівні:

- **супутникових комунікацій** з невисокою інформаційною щільністю, але з найбільшим покриттям території;
- **стратосферних** телекомунікаційних систем із середньою інформаційною щільністю;

- наземних безпроводових систем із **максимальною інформаційною** цільністю;
- **доступу до наземних магістральних ВОЛЗ**, розподільних місцевих кабельних мереж і інформаційних ресурсів.

Наведемо декілька прикладів вітчизняних проектів систем телекомунікацій згідно зазначеної концепції.

Рівень супутникових комунікацій [3]. Історично одним із перших проектів супутникового зв'язку в Україні був проект, що виконувався Інститутом кібернетики за замовленням Міністерства геології РРФСР для виробничого об'єднання “Єнісей–Геофізика”. В 80-і, роки геологорозвідувальні роботи в Сибіру виконувалися партіями, які в тайзі або тундрі проводили тестові вибухи в окремих районах з метою отримання інформації про надра після аналізу результатів акустичної луни, записуваної за допомогою багатоканальних магнітофонів

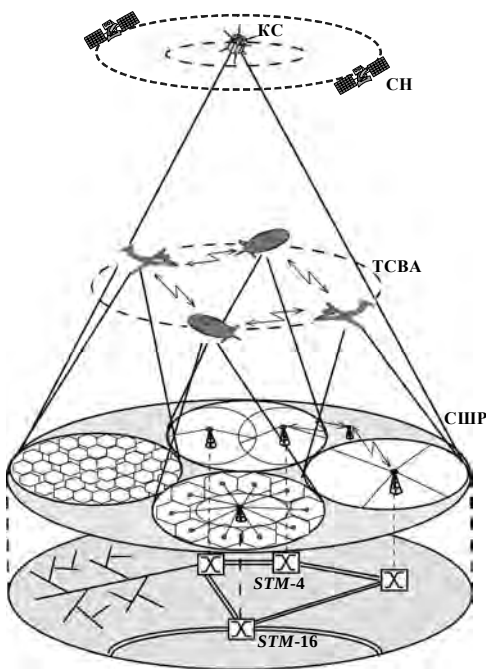


Рис. 2. Загальна структура побудови національної інформаційно-телекомунікаційної інфраструктури (КС – комунікаційний супутник, СН – супутник навігації)

на магнітну стрічку. Записані на стрічку шуми, які можливо містили корисну інформацію, за допомогою вертольотів і літаків пересилали в експедиції, що знаходилися в містах і селищах Красноярського краю, а звідти в Красноярськ, де за допомогою ЕОМ здійснювалося виділення корисної інформації з шумових сигналів. Весь цей процес займав близько року. За цей час геологорозвідувальна партія йшла в інші місця, і якщо була необхідність повторно провести дослід-

ження, то наступного сезону було знову повертатися в ті або інші місця і повторювати тести. З цієї причини вартість геологорозвідувальних робіт зростала в багато разів.

Співробітниками вищезгаданого відділу Інституту кібернетики було запропоновано передавати отриману інформацію до Красноярська через штучний супутник Землі, використовуючи метод комутації пакетів. Такий проект був виконаний: були розроблені абонентські термінали, виконано необхідне програмне забезпечення і проведені необхідні експерименти, використовуючи супутники, призначені для аматорського радіозв'язку. Надалі Міністерство геології РРФСР запустило супутник "Геос" для вищезгаданої мети. За наданими документами економічний ефект впровадження проекту склав декілька мільярдів рублів.

Розвиваючи ідеї комутації пакетів з використанням малих штучних супутників Землі на низьких орбітах, співробітниками Інституту кібернетики АН УРСР спільно з конструкторським бюро "Південне" у 1995 році був розроблений проект глобального супутникового зв'язку "Леопак". Цей проект повинен був вирішити проблему дешевого глобального ділового зв'язку інтегрального обслуговування, тобто проблему передачі даних і мови для міжнародних і національних корпорацій. З цією метою був розроблений орбітальний план запуску всього 28 ШСЗ на висоту 1600 км, які б забезпечували безперервний зв'язок між абонентами, що знаходяться у смузі між 70 градусами Північної і Південної широти.

Розрахункова вартість мережі "Леопак" була на порядок нижче за вартість інших зарубіжних проектів на низькоорбітальних ШСЗ. Так, вартість проекту "Леопак" складала близько 700 мільйонів доларів, тоді як вартість проекту "Ірідіум", що розроблявся в США, — 6 мільярдів. До того ж, "Леопак" забезпечував високошвидкісну передачу інтегрального трафіка, "Ірідіум" — тільки телефонного.

Доповідь про проект "Леопак" була зроблена на 48 Міжнародному конгресі з астронавтики (Турін, Італія, 1998 р.) і отримала оцінку як кращий проект супутникового зв'язку ХХ століття. На жаль, проект не був здійснений із-за неготовності нашої держави дати необхідні гарантії інвесторам.

Акціонерне товариство “УкрСат” (“Українські Сателітарні Системи”), створене у червні 1993 року як українська фірма-оператор у галузі телекомунікаційного та інформаційного забезпечення, за участю науковців НТУ України “КПІ” розробило і впроваджує комплексні рішення для глобальних, національних і місцевих інформаційно-телекомунікаційних систем, для комп’ютерних мереж будь-якого рівня, виконує оптимізацію і нарощування існуючих систем із застосуванням технологій та обладнання провідних фірм-виробників мережевого та комунікаційного обладнання.

Використання сучасного обладнання і досвід створення комплексних систем масштабу країни, регіону, міста та вирішення проблем “останньої милі” дозволяє компанії “УкрСат” вдало реалізовувати складні інформаційно-телекомунікаційні проекти для своїх користувачів, до яких належать: Адміністрація Президента України, Верховна Рада України, Кабінет Міністрів України, Міністерство Закордонних Справ України, Державна Митна Служба України, Адміністрація Державної прикордонної служби України, інші органи виконавчої влади та державні установи.

Сьогодні АТ “УкрСат” є провідним оператором супутникового зв’язку, національним Інтернет-провайдером вищого рівня в Україні.

Рівень телекомунікаційних систем на базі висотних аеропланформ (ТСВА) [4].

Розроблений в НДІ телекомунікацій НТУ України “КПІ” проект ТСВА для України під назвою “Небесний стільник” направлений на побудову телекомунікаційної мережі широко-смугового безпроводового доступу на базі сучасних технологій IP/ATM при інтеграції з плезіохронною та синхронною ієрархіями. Основними інформаційними потоками вниз є STM0 і STM1, а вгору (від абонентів) – потоки від 32 кбіт/с до 32 Мбіт/с. Для фіксованої служби робочий діапазон системи становить 48 ГГц, для мобільної служби та мовлення – відповідно залежить від використовуваних стандартів.

Структура ТСВА “Небесний стільник” наведена на рис. 3. До неї увійшли:

- станція керування мережею;

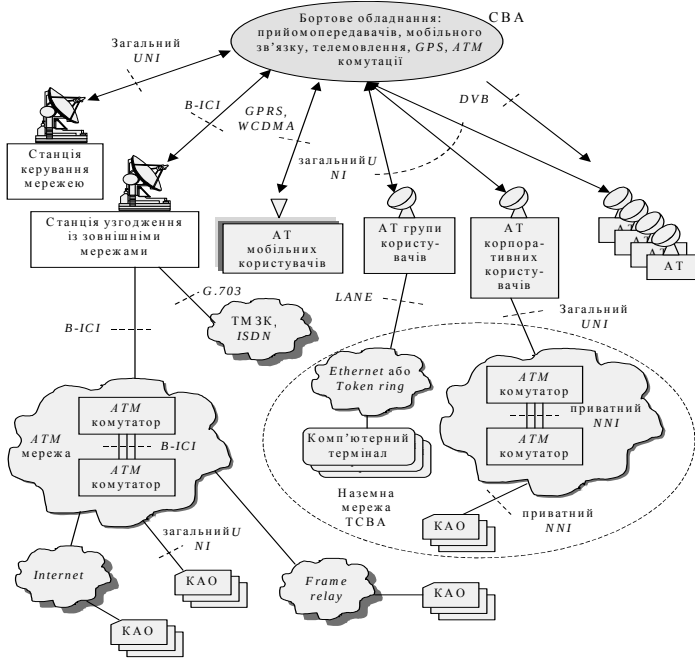


Рис. 3. Структура ТСВА “Небесний стільник”: UNI, NNI, B-ICI – інтерфейси ATM; LANE-технологія ATM емуляції локальної мережі

- станція узгодження із зовнішніми мережами (шлюзова станція);
- абонентські термінали (АТ) мобільних, групових, корпоративних і індивідуальних користувачів;
- СВА з бортовим обладнанням, що може реалізувати функції базових станцій мобільного зв’язку третьої генерації (наприклад WCDMA), цифрового мовлення згідно пакету стандартів DVB, фіксованої системи широкосмугового радіодоступу;
- наземна мережа ТСВА, що розташована в зоні дії ТСВА і забезпечує вихід до радіоінтерфейсу системи кінцевому абонентському обладнанню (КАО) індивідуальних користувачів, які не мають прийомопередавальної апаратури.

Як аероплатформи для “Небесного стільника” на даний час розглядаються два підходи: пілотований літак на базі розробок авіаційного науково-технічного комплексу “Антонов” та стратостат жорсткої конструкції, наповнений гелієм.

Для покриття території України достатньо мати не більше 25 ТСВА, що будуть знаходитись на висоті 20 км і формувати стільники радіусом 100 км.

Рівень наземних СШР. Наземний рівень вертикальної ієрархії складає площа наземних систем широкосмугового радіодоступу (СШР) мікрохвильового діапазону. Основною сполучною інфраструктурою для зонових і локальних мереж СШР залишаються малогабаритні радіорелейні системи, що забезпечують передачу всіх видів інформації, працюючи в режимі “точка-точка”.

З огляду на загальні тенденції цифровізації інформаційно-телекомунікаційних мереж наземного базування на даний час особливого значення набувають малогабаритні мікрохвильові цифрові радіорелейні системи (ЦРС).

Ріст і розвиток сучасних телекомунікаційних мереж особливо вимагає наявності високоефективних наземних цифрових мікрохвильових систем, що легко могли б бути інтегровані як у звичайні телефонні лінії зв'язку (потoki E_1 , E_2 і E_3), так і у лінії синхронної цифрової ієрархії (155 Мбіт/с), комп'ютерні мережі (10, 100 Мбіт/с).

У цьому зв'язку на базі результатів, які отримані при проведенні ряду досліджень мікрохвильових систем у НДІ телекомунікацій НТУ України “КПІ” за участю ВАТ “НВП “Сатурн” і узагальнення досвіду світових виробників радіорелейного устаткування, були розроблені принципи побудови вітчизняних мікрохвильових ЦРС та здійснено їх серійний випуск.

На даний час **розвиток техніки широкосмугового безпроводового доступу (ШБД)** точніше можна охарактеризувати як вибухоподібний. Цьому сприяють і значно зросли потреби у високошвидкісних технологіях передачі мультимедійного трафіка, постійне прагнення користувачів до безпроводової незалежності й виразні економічні вигоди від використання безпроводових технологій. У даній області відбувається бурхливий підйом досліджень, народжуються нестандартні технології та визначаються нові наукові напрямки [5].

Сам термін “широкосмуговий безпроводовий доступ” (англійська аббревіатура BWA - Broadband Wireless Access) має на увазі забезпечення з'єднань зі швидкостями передачі більш

ніж 1,544 Мбіт/с (T1) або 2,048 Мбіт/с (E1). У цьому зв'язку синонімом ШБД стало поняття високошвидкісного безпроводового доступу (High Rate Wireless Access), а системи ШБД, які підтримують безпроводовий обмін більше одного з наступних видів інформації: графіки, тексти, звуки, зображення, даних і відео, називають мультимедійними безпроводовими системами MWS (Multimedia Wireless System).

Для побудови безпроводових телекомунікаційних мереж ШБД міського (регіонального) рівня WirelessMAN слугують, так звані, системи широкосмугового радіодоступу, або в англomовній аббревіатурі BRAS (Broadband Radio Access System).

СШР — це система широкосмугового безпроводового доступу зі структурою типу точка — багатоточка або багатоточка — багатоточка з підтримкою стільникової конфігурації, що формує масштабовану радіозону обслуговування в мікрохвильовому діапазоні довжин хвиль, надає у ній різноманітні види телекомунікаційних послуг і передачу різнорідних видів трафіка із забезпеченням заданої якості обслуговування.

Структура СШР формується за допомогою розгортання в необхідній зоні обслуговування однієї безпроводової точки доступу (базової станції (БС)) і ряду абонентських терміналів), яким надається

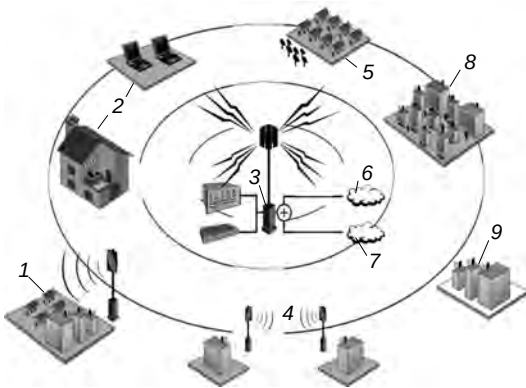


Рис. 4. Одностілєникова СШР: 1, 2, 5, — індивідуальні АТ; 3 — обладнання БС; 4 — радіолінія точка — точка; 6 — Інтернет; 7 — телефонна мережа загального користування; 8, 9 — АТ корпоративних користувачів.

внутрішній обмін інформацією та вихід у зовнішні мережі за допомогою тієї ж точки доступу. Причому, як правило, від БС до всіх АТ формується один широкосмуговий радіоканал (прямий), а для утворення окремих радіоканалів (зворотних) до БС використовуються різні види багатостанційного доступу (рис. 4). При цьому в окре-

мому радіоканалі забезпечуються швидкості передачі інформації від 1 до сотень Мбіт/с.

Така система надає можливість створювати фіксовану безпроводову мережу масштабу міста, району й регіону, а також входити (інтегруватися) у мультимедійну високошвидкісну кабельну мережу як радіозасіб “останньої милі”.

Особливості різних поколінь систем широкосмугового радіодоступу наведені у таблиці.

Таблиця

Особливості	Покоління СШР:			
	1	2	3	4
Базові технології	Аналогові системи з амплітудною й частотною модуляцією MDS, MMDS, LMDS, MVDS, MITPIS	Системи на базі стандарту цифрового телемовлення DVB з інтерактивними запитальними каналами MMDS, LMDS, MVDS, MITPIS-M, MITPIS-KOM, MITPIS-K	Дуплексні цифрові радіосистеми з використанням технологій ATM, IP й PDH MTPC	Системи на базі стандарту IEEE 802.16 WIMAX UMDS UWDS
Період	1970...1996 рр.	1996...2001 рр.	2000...2004 рр.	2003 і пізніше

У період побудови другого покоління СШР значний розвиток набула MITPIS, конфігурація якої з моменту виникнення потерпіла цілий ряд суттєвих змін. У дію були введені ряд модифікацій MITPIS.

Так MITPIS-M забезпечувала мовлення телевізійних та радіо програм в аналоговому форматі при зоні обслуговування радіусом до 60 км в частотному діапазоні 11,7...12,5 ГГц. АТ в цій конфігурації, що мають тюнер, приймальний конвертер та гостронаправлену антену, приймають вибрані за допомогою тюнера телепрограми. Кількість телевізійних програм, що транслюються, складає не менш 50.

Конфігурація MITPIS-KOM має два рівні обслуговування: в діапазоні 11,7...12,5 ГГц працює як і в випадку MITPIS-M; в дециметровому діапазоні від ретранслятора ведеться прийом на спеціальну АТ дециметрового діапазону (кількість телепрограм, як правило, не перевищує 10).

Інтерактивне телебачення та доступ до Інтернет призначена реалізувати МІТРІС-К за допомогою організації цифрових каналів на базі технології DVB. Дальшим розвитком даної конфігурації стали МІТРІС-ІНТ та МІДІС.

Третім поколінням СШР стали розробки дуплексних радіосистем з використанням технологій ATM, IP, SDH й PDH. Так у рамках Європейської дослідної програми “Передові технології й послуги зв’язку” ACTS (Advanced Communications Technologies & Services) велася розробка проектів: демонстратор безпроводової ATM-мережі WAND (Wireless ATM Network Demonstrator), система зв’язку безпроводового доступу на основі ATM AWACS (ATM Wireless Access Communication System) і стільниковий радіодоступ для широкосмугових служб CRABS (Cellular Radio Access for Broadband Services).

В Україні СШР третього покоління за назвою мікрохвильова телекомунікаційна розподільна система МТРС (Microwave Telecommunication Distribution System – MTDS) розроблялася в НДІ телекомунікацій НТУ України “КПІ”. МТРС є цілком цифровою радіосистемою, що забезпечує повне покриття обслуговуваної території, і призначена для використання в університетських кампусових і різних корпоративних мережах в умовах міста. При використанні системи в сільській місцевості можлива конфігурація із частковим покриттям окремих територій, що обумовлено нерівномірним розташуванням абонентів і рельєфом місцевості.

Технологія WiMAX є найбільш відомою СШР четвертого покоління. Вона базується на групі стандартів IEEE 802.16. Майже відразу ж після прийняття стандарту IEEE 802.16 ведучі виробники телекомунікаційного устаткування створили WiMAX-Forum, головним завданням якого крім просування стандарту, стало забезпечення сумісності устаткування різних виробників, вироблення спільних профілів устаткування й розробка специфікацій для його стандартизації. У наступні роки було прийнято кілька доповнень до стандарту й, нарешті, у жовтні 2004 року був прийнятий й опублікований стандарт IEEE 802.16-2004 для фіксованих мереж широкосмугового безпроводового радіодоступу для діапазонів 10...66 ГГц і нижче. У грудні 2005 року були прийняті доповнення й правки до стандарту IEEE 802.16-2004, що описують як мере-

жі фіксованого, так і мобільного безпроводового радіодоступу. Єдиний документ одержав назву IEEE 802.16-2005.

Рівень доступу до волоконно-оптичних ліній зв'язку (ВОЛЗ) має забезпечити безпроводові точки доступу розглядуваної інфраструктури до національних інформаційних ресурсів. Найбільш оптимальні такі підключення за допомогою ВОЛЗ, що дозволяють реалізувати подачу інформації з достатньо високими швидкостями передачі, які забезпечують ефективне використання можливостей безпроводових широкосмугових систем усіх вищих рівнів розглянутої інфраструктури.

У цьому контексті великі можливості відкриває нова технологія, що реалізує системи широкосмугового доступу на основі гібридного з'єднання оптоволоконно – радіоканал (ГЗОР), основні положення якого визначені в Рек. МСЕ-R F.1332. В англomовній літературі таку технологію називають гібридним оптоволоконним радіо HFR (Hybrid Fiber Radio).

Які ж основні переваги визначають ГЗОР? Це, насамперед, надання системам широкосмугового мікрохвильового радіозв'язку простого й ефективного інтерфейсу з ВОЛЗ, а також використання ряду переваг, властивих оптоволоконним технологіям, таких, наприклад, як висока завадозахищеність, забезпечення великих розв'язок між мікрохвильовими й оптичними каналами, надширокосмуговість, висока стабільність частоти, яку може забезпечити квантовий генератор, стійкість до впливу зовнішніх електромагнітних полів тощо.

Сама ідея ГЗОР досить проста. Якщо оптична несуча промодульована інформаційним сигналом діапазону 20...60 ГГц, то виділити останній досить легко фотодетектором з наступною передачею виділеного сигналу через міліметровий тракт. Можливо і зворотнє перетворення сигналу із міліметрового в оптичний діапазони з наступною передачею у ВОЛЗ. Остання схема дуже перспективна у випадку встановлення на житловому будинку приймальної станції цифрового телебачення й розподілу від неї телеканалів по квартирах за допомогою пасивної оптичної мережі.

На рис. 5 показана загальна структурна схема міліметрової СШР на базі ГЗОР. Радіосистема складається з центральної станції (ЦС) і ряду БС, що формують свої окремі стільники. На ЦС встановлені оптичні передавачі й приймачі з реалі-

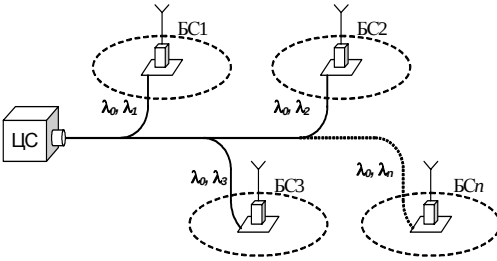


Рис. 5. Загальна структура побудови СШР на базі ГЗОР

зацією мультиплексування по довжині хвилі. На кожен БС від ЦС через ВОЛЗ надходять опорний сигнал міліметрового діапазону λ_0 і i -несучі інформаційних проміжних частот λ_i . Така побудова дозволяє підводити до кожної БС

цифровий потік із швидкістю 155 Мбіт/с.

На БС інформаційний сигнал λ_i виділяється у фотоприймачі, після чого підсилюється, перетворюється й передається в ефір простору стільника. Опорний сигнал λ_0 може служити зовнішнім сигналом синхронізації для гетеродина чи використовуватися безпосередньо шляхом підсилення до необхідного рівня потужності, тим самим, замінюючи гетеродин.

Представлена концепція побудови інформаційно-телекомунікаційної інфраструктури дозволяє здійснити оптимальне територіальне розподілення інформаційного трафіка, будівництво даної інфраструктури можливе як поетапне і не вимагає значних капітальних витрат і, відповідно, дозволяє прискорити окупність вкладених у неї коштів, що дуже важливо для держави з економікою, яка розвивається. Можливість швидкого розгортання інфраструктури дозволяє вирішити проблему надання повного набору мультимедійних послуг і забезпечити ними державних, корпоративних й індивідуальних споживачів. Реалізація окремих сегментів цієї концепції здійснюється вітчизняними науково-дослідними й проектними інститутами, виробничими підприємствами і сучасними телекомунікаційними компаніями.

4. Напрями подальших робіт

Перспективними розробками телекомунікаційних систем наступної генерації, які можуть бути реалізовані на базі відповідних наукових досліджень, можна вважати:

– використання технології MIMO (Multi Input Multi Output);

– розробка інтелектуальних засобів телекомунікацій, зокрема адаптивних антенних ґраток;

– створення розподілених мереж з використанням технологій кооперації, розподілених антенних систем та гібридних систем оптоволоконно – радіо;

– розвиток ретрансляційних мереж типу ad hoc та mesh;

– подальший розвиток стільникових систем широкосмтового радіодоступу в напрямку конвергенції мобільного та фіксованого зв'язку;

– впровадження радіосистем міліметрового діапазону хвиль;

– застосування нових видів телекомунікаційних систем, зокрема TCBA та на базі UWB.

Розвитку вищезгаданих телекомунікаційних технологій сприяють фундаментальні та прикладні роботи, здійснювані, зокрема, в Інституті телекомунікаційних систем НТУ України “КПІ”.

1. *Сергієнко І.В.* Невід’ємна складова інформатизації держави // Дзеркало тижня. – 2004. – № 36 (510), 4 вересня.

2. *Ільченко М.Ю., Бунін С.Г., Войтер А.П.* Стільникові радіомережі з комутацією пакетів. – К.: Наук. думка, 2003. – 260 с.

3. *Ільченко М.Ю., Кравчук С.О.* Супутникові телекомунікації в Україні // Наукові вісті НТУ України “КПІ”. – 2006. – № 6. – С. 15–22.

4. *Ільченко М.Ю., Кравчук С.О., Антоненко Р.А.* Телекомунікаційні системи на базі високопіднятих аероплатформ // Зв’язок. – 2003. – № 3. – С. 37–41.

5. *Ильченко М.Е., Кравчук С.А.* Информационно-телекоммуникационные системы широкополосного доступа // Проблемы информатики и управления. – 2006. – № 1 – 2. – С. 285–293.

А.В. Захаров, М.Е. Ильченко, В.Я. Карнаух, Л.С. Пинчук

ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ С СЕГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ КОНДЕНСАТОРАМИ

Аннотация. Рассматривается вопрос увеличения диапазона перестройки микрополосковых резонаторов, перестраиваемых сегнетоэлектрическими конденсаторами в области увеличенных электрических длин, что позволяет использовать их в верхней части сантиметрового диапазона (Ku-band, K-band). Анализируются диапазонные свойства регулярных и ступенчато-нерегулярных резонаторов, работающих на низшей резонансной частоте.

Установлено, что ступенчато-нерегулярные резонаторы имеют более широкую полосу перестройки, чем регулярные резонаторы. При их использовании полоса перестройки расширяется в 1,5 и более раз. Если сегнетоэлектрический конденсатор имеет перекрытие по емкости $C_{\max}/C_{\min} = 2,2$, то на частотах 10 ГГц у ступенчатых резонаторов достижима полоса перестройки около 28%, а на частотах 20 ГГц – около 22%.

Ключевые слова: *перестраиваемый микрополосковый резонатор, сегнетоэлектрический конденсатор, частотный диапазон, tunable microstrip resonator, ferroelectric capacitor, frequency range.*

ВВЕДЕНИЕ

В электрически перестраиваемых фильтрах широко используются микрополосковые резонаторы и сегнетоэлектрические конденсаторы [1–3], емкость которых зависит от прикладываемого к ним напряжения. Эти конденсаторы еще называют керамическими варикапами [4]. По сравнению с полупроводниковыми варикапами эти конденсаторы обеспечивают фильтру меньшие интермодуляционные искажения сигналов и более высокую рабочую мощность. Однако, они характеризуются малым перекрытием по емкости $\chi = C_{\max}/C_{\min}$ ($\chi = 2 \div 2,2$), что приводит к узкой полосе пере-

стройки каждого резонатора и фильтра в целом. Наблюдается тенденция увеличения рабочих частот перестраиваемых фильтров с сегнетоэлектрическими конденсаторами, вплоть до верхней части сантиметрового диапазона. Это приводит к необходимости увеличения электрических длин резонаторов, что дополнительно уменьшает их диапазон перестройки.

В настоящей работе решается задача увеличения диапазона перестройки микрополосковых резонаторов с сегнетоэлектрическими конденсаторами, которые работают в области увеличенных электрических длин. Эффект улучшения диапазонности достигается за счет использования ступенчато-нерегулярных микрополосковых резонаторов. Анализируются диапазонные свойства ступенчато-нерегулярных и регулярных резонаторов на основной резонансной частоте ω_0 . Рассмотрение ведется в одноволновом приближении и без учета потерь.

АНАЛИЗ РЕЗОНАТОРОВ

Резонансная частота ω_0 резонаторов без потерь определяется низшим корнем уравнения

$$\omega_0 C X(\omega_0) - 1 = 0, \quad (1)$$

где $X(\omega)$ – входное сопротивление резонатора в точках подключения переменной емкости.

Диапазонность резонаторов характеризуется соотношением между коэффициентом перекрытия по частоте $K = \omega_{0 \max} / \omega_{0 \min}$ и коэффициентом перекрытия по емкости χ . Заданное значение K в более диапазонном резонаторе реализуется при меньшем значении χ . Если задана частотная полоса перестройки $\omega_{0 \min} \leq \omega_0 \leq K \omega_{0 \min}$, то из уравнения резонанса (1) можно определить значение χ :

$$\chi = \frac{K X(K \omega_{0 \min})}{X(\omega_{0 \min})}. \quad (2)$$

Выражение (2) свидетельствует о том, что диапазонность резонатора зависит от функции входного сопротивления $X(\omega)$.

Наиболее широкое применение в перестраиваемых варикапах-фильтрах находит резонатор из отрезка регулярной микрополосковой линии (рис.1, а), один конец которого короткозамкнут. Его входное сопротивление

$$X(\omega) = Z_0 \operatorname{tg} \theta, \quad (3)$$

где Z_0 — волновое сопротивление, $\theta = \omega l/v$ — электрическая длина, l — длина, v — скорость распространения электромагнитной волны.

Для анализа диапазонных свойств удобно использовать электрическую длину θ вместо циклической частоты ω . Область резонансных электрических длин θ_0 рассматриваемого резонатора ограничена условием: $\theta_0 \leq 90^\circ$. При использовании θ выражение (2) принимает вид

$$\chi = \frac{K X(K \theta_{0 \min})}{X(\theta_{0 \min})}. \quad (4)$$

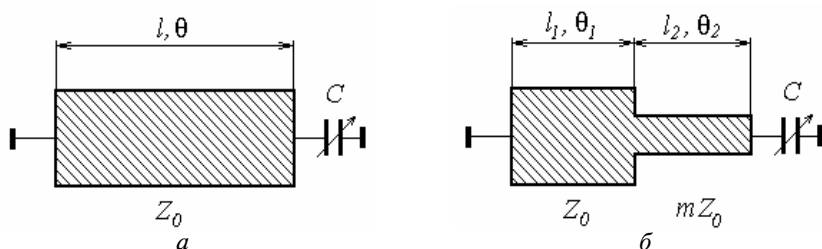


Рис. 1

Дальнейший анализ будем проводить для перекрытия по емкости сегнетоэлектрического конденсатора $\chi = 2,2$. Из выражений (3), (4) можно определить значение K , соответствующее заданному χ . Это значение будет зависеть от минимальной электрической длины резонатора $\theta_{0 \min}$. Так, если $\theta_{0 \min} = 60^\circ$, то $K = 1,207$ и перестройка будет осуществляться в области электрических длин резонатора $60^\circ \leq \theta_0 \leq 72,4^\circ$. Для

характеристики частотной перестройки на практике чаще - используют относительную ширину полосы перестройки, выраженную в процентах: $ПП = 2(\theta_{\max} - \theta_{\min}) / (\theta_{\max} + \theta_{\min}) = 2(K - 1) / (K + 1)$. Для $K = 1,207$ значение $ПП = 18,8 \%$. Эти величины занесены в табл.1. В этой таблице содержатся аналогичные значения, полученные из (3), (4) при различных величинах $\theta_{0 \min}$.

Таблица 1

Полосы перестройки регулярного резонатора (рис.1) при $\chi = 2,2$

θ , град.	40 ÷ 54	50 ÷ 64	60 ÷ 72,4	70 ÷ 79,4	80 ÷ 85,1
ПП, %	29,8	24,6	18,8	12,6	6,2

Данные табл.1 показывают, что диапазон перестройки резонатора уменьшается по мере увеличения его электрической длины. Пояснение этого факта может быть дано при использовании величины чувствительности резонансной частоты к изменению емкости

$$S = - \frac{d\omega}{\omega} \bigg/ \frac{dC}{C}. \quad (5)$$

Используя уравнение резонанса (1), выразим чувствительность (5) через входное сопротивление $X(\omega)$:

$$S = \left(1 + \frac{\omega X'}{X} \right)^{-1} \quad X \geq 0, \quad (6)$$

где X' — производная по частоте.

Чувствительность резонансной частоты является функцией цепи подобно входным и передаточным функциям. Для рассматриваемого резонатора подстановка (3) в (6) определяет эту функцию для регулярного резонатора

$$S = \left(1 + \frac{2\theta}{\sin 2\theta} \right)^{-1}. \quad (7)$$

График функции чувствительности (7) для основной резонансной частоты представлен на рис. 2, кривая 1. Функция чувствительности S характеризует как локальные диапазонные свойства резонатора (в окрестности точки ω_0), так и его диа-

пазонность в широкой полосе частот, поскольку связывает показатели диапазонности K и χ :

$$\ln \chi = \int_{\omega_{0 \min}}^{K \omega_{0 \max}} [S(\omega)]^{-1} d \ln \omega$$

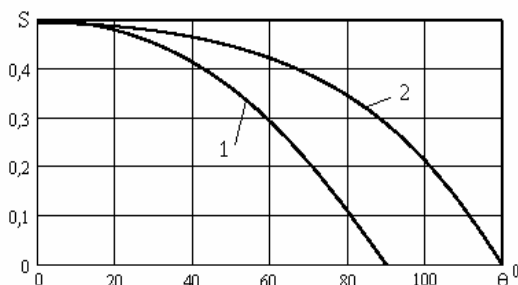


Рис. 2

Чем больше значение S в полосе перестройки, тем меньше значение χ , необходимое для обеспечения этой полосы, тем выше диапазонность резонатора.

Чувствительность регулярного резонатора

монотонно убывает по мере увеличения электрической длины, от наибольшего значения равного 0,5 до нуля при $\theta = 90^\circ$. При увеличении рабочих частот до 10 ГГц и выше целесообразно увеличивать рабочую электрическую длину резонатора, в противном случае его геометрическая длина будет чрезвычайно малой.

Если часть резонатора, прилегающую к разомкнутому концу, выполнить с более высоким волновым сопротивлением mZ_0 , где m — перепад волнового сопротивления ($m > 1$), то полученный ступенчато-нерегулярный резонатор (рис. 1, б) будет обладать более высокой диапазонностью. Его входное сопротивление выражается формулой:

$$X = mZ_0 \frac{\operatorname{tg} \theta_1 + \operatorname{tg} \theta_2}{m - \operatorname{tg} \theta_1 \operatorname{tg} \theta_2}, \quad (8)$$

где θ_1 и θ_2 электрические длины составных отрезков резонатора, $\theta = \theta_1 + \theta_2$.

Заметим, что эффект увеличения диапазонности максимален при равенстве электрических длин составных отрезков $\theta_1 = \theta_2 = \theta/2$. При этом условие подстановка (8) в (6) дает

функцию чувствительности ступенчато-нерегулярного резонатора с равными электрическими длинами составных отрезков

$$S = \left[1 + \theta(1 + \Omega^2) \cdot \left(\frac{1}{\Omega} + \frac{2\Omega}{m - \Omega^2} \right) \right]^{-1}, \quad (9)$$

где $\Omega = \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}$.

Функция (9) изображена графически на рис. 2, кривая 2. При построении принято $m = 3$. Чувствительность S обращается в нуль при $\theta = 120^\circ$. Увеличение чувствительности ступенчатого резонатора по сравнению с регулярным резонатором свидетельствует о более высокой его диапазонности. Увеличение перепада волнового сопротивления m приводит к увеличению S .

На основании (8), (4) определяем полосы перестройки ступенчатого резонатора, которые соответствуют перекрытию по емкости $\chi = 2,2$ (табл. 2). Данные значения определены для ступенчатого резонатора с $\theta_1 = \theta_2$ и $m = 3$.

Таблица 2

Полосы перестройки ступенчатого резонатора (рис. 1,б) при $\chi = 2,2$ и $m = 3$

θ , град.	40 ÷ 56,4	50 ÷ 68,5	60 ÷ 79,4	70 ÷ 89,2	80 ÷ 97,2	90 ÷ 104,2
ПП, %	34	31,2	27,9	24,1	19,4	14,6

Сопоставление данных табл. 1 и табл. 2 показывает увеличение полосы перестройки ступенчатого резонатора относительно регулярного.

Сравним параметры регулярного и ступенчатого микрополосковых резонаторов, верхняя граница диапазона перестройки которых равна 10 ГГц. Резонаторы выполнены на печатной плате *RT/Duroid 6002*, $\epsilon_r = 2,94$, толщиной $h = 0,508$ мм. Для регулярного резонатора выберем работу в области электрических длин от 60° до $72,4^\circ$ (табл. 1). Ширину микрополоска w выберем равной 2 мм, при этом волновое сопротивление $Z_0 = 37,1$ Ом. Поскольку значение $\theta_{\max} = 72,4^\circ$ соответствует частоте 10 ГГц, то, используя равенство

$$l = \frac{\theta}{2\pi f \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}, \quad (10)$$

где f — частота, $\epsilon_{\text{эфф}}$ — эффективная диэлектрическая проницаемость микрополосковой линии, несложно определить геометрическую длину резонатора: $l = 3,81$ мм. Такой резонатор перестраивается в диапазоне $8,29 \div 10^9$ ГГц (18,8 %) при перекрытии по емкости $\chi = 2,2$.

Определим параметры ступенчатого резонатора ($\theta_1 = \theta_2 = \theta/2$, $m = 3$), работающего в области электрических длин от 60° до $79,4^\circ$ (табл. 2). Зададим волновые сопротивления составных отрезков резонатора $Z_{01} = 25$ Ом и $Z_{02} = 75$ Ом, что обеспечивается при ширине микрополосковых отрезков $w_1 = 3,37$ мм и $w_2 = 0,644$ мм. Из соответствия электрической длины резонатора $\theta_{\text{max}} = 79,4^\circ$ частоте 10 ГГц, на основании (10) находим геометрические длины: $l_1 = 2,05$ мм; $l_2 = 2,18$ мм; $l = l_1 + l_2 = 4,23$ мм. Этот ступенчатый резонатор перестраивается в диапазоне $7,55 \div 10^9$ ГГц (27,9 %) при перекрытии по емкости $\chi = 2,2$.

Замена регулярного резонатора ступенчато-нерегулярным в области частот 10 ГГц привела к увеличению полосы перестройки в 1,48 раза и некоторому увеличению длины резонатора с 3,81 мм до 4,23 мм.

Если рабочие частоты повысить до 20 ГГц и более, то длины рассмотренных резонаторов будут чрезвычайно малы. Поэтому целесообразно использовать другой тип резонатора. На рис. 3, а показан регулярный резонатор с разомкнутым концом, он работает в области электрических длин от 90° до 180° , что и приводит к увеличению его геометрической длины. Его входное сопротивление и функция чувствительности резонансной частоты к изменению емкости выражаются формулами

$$X = -Z_0 \operatorname{ctg} \theta, \quad (11)$$

$$S = \left(1 - \frac{2\theta}{\sin 2\theta}\right)^{-1}. \quad (12)$$

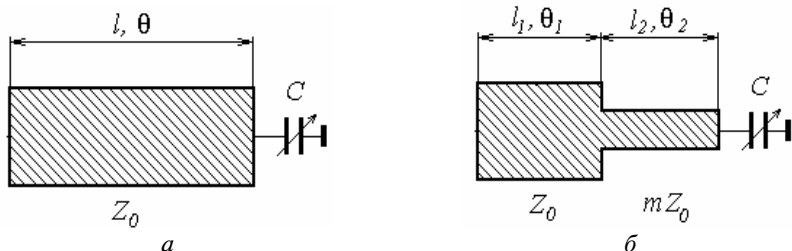


Рис. 3

Функция чувствительности (12) построена графически на рис. 4, кривая 1, она носит колоколообразный характер. Ввиду этого данный резонатор имеет оптимальную полосу перестройки, в пределах которой перестройка осуществляется наиболее эффективно. Максимум функции $S_{\max} = 0,178$ достигается при $\theta = 129^\circ$ и лежит внутри этой полосы. Из выражений (4), (11) несложно установить, что при $\chi = 2,2$ эта полоса располагается в области электрических длин $120^\circ \leq \theta \leq 137,9^\circ$, ее относительная ширина составляет 13,86 %.

Ступенчато-нерегулярный резонатор, показанный на рис.3, б, имеет более высокую диапазонность. Его входное сопротивление

$$X = -m Z_0 \frac{1 - m \cdot \operatorname{tg} \theta_1 \cdot \operatorname{tg} \theta_2}{\operatorname{tg} \theta_2 + m \cdot \operatorname{tg} \theta_1}, \quad (13)$$

где θ_1 и θ_2 длины составных отрезков, $\theta_1 + \theta_2 = \theta$.

Эффект увеличения диапазонности максимален, если электрическая длина высокоомного отрезка вдвое меньше, чем низкоомного $\theta_2 = \theta_1/2$ ($\theta_2 = \theta/3$, $\theta_1 = 2\theta/3$). При этом условии подстановка (13) в (6) дает функцию чувствительности ступенчатого резонатора с кратными электрическими длинами составных отрезков

$$S = \left[1 - \theta \cdot (1 + \Omega^2) \cdot \left(\frac{2a\Omega}{1 - a\Omega^2} + \frac{3\Omega^2 - a}{\Omega^3 - a} \right) \right]^{-1}, \quad (14)$$

где $\Omega = \operatorname{tg}(\theta/3)$, $a = 2m + 1$.

График функции (14) при перепаде волнового сопротивления $m = 3$ приведен на рис. 4, кривая 2. Максимум функции $S_{\max} = 0,29$ достигается при $\theta = 118^\circ$. Из выражений (4), (13) для случая $\theta_2 = \theta_1/2$ и $m = 3$ несложно установить, что при $\chi = 2,2$ осуществима перестройка ступенчатого резонатора (рис. 3, б) в области электрических длин $110^\circ \leq \theta \leq 137,7^\circ$, что соответствует относительной ширине полосы 22,36 %. С ростом перепада волнового сопротивления m функция чувствительности S (14) и диапазон перестройки резонатора увеличиваются.

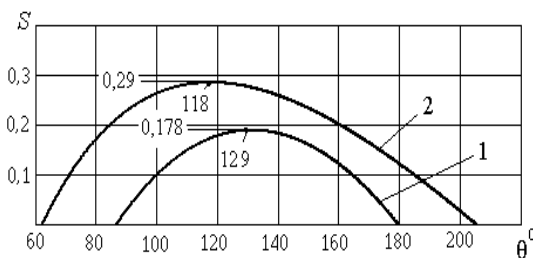


Рис. 4

Определим параметры регулярного и ступенчатого микрополосковых резонаторов с разомкнутым концом, верхняя граница диапазона перестройки которых равна 20 ГГц.

Как и прежде резонаторы выполнены на печатной плате $RT/Duroid$ 6002, $\epsilon_r = 2,94$, толщиной $h = 0,508$ мм. Регулярный резонатор имеет ширину $w = 2$ мм и $Z_0 = 37,65$ Ом. Перестройка осуществляется в оптимальной полосе $120^\circ \leq \theta \leq 137,9^\circ$, требующей значения $\chi = 2,2$. Поскольку $S_{\max} = 137,9^\circ$ соответствует частоте 20 ГГц, то, используя (10), определяем длину резонатора $l = 3,59$ мм. Такой резонатор перестраивается в диапазоне $17,4 \div 20$ ГГц (13,9 %) при перекрытии по емкости $\chi = 2,2$.

Определим параметры ступенчатого резонатора ($\theta_2 = \theta_1/2$, $m = 3$), работающего в области электрических длин от 110° до $137,7^\circ$. Волновые сопротивления составных отрезков резонатора положим равными $Z_{01} = 25$ Ом и $Z_{02} = 75$ Ом, что обеспечивается при ширине микрополосковых отрезков $w_1 = 3,44$ мм и $w_2 = 0,657$ мм. Условие соответствия электрической длины резонатора $\theta_{\max} = 137,7^\circ$ частоте 20 ГГц и формуле

(10) дают геометрические длины: $l_1 = 2,34$ мм; $l_2 = 1,25$ мм; $l = l_1 + l_2 = 3,59$ мм. Ступенчатый резонатор перестраивается в диапазоне $16 \div 20$ ГГц (22,4 %) при перекрытии по емкости $\chi = 2,2$.

Замена регулярного резонатора с разомкнутым концом ступенчато-нерегулярным резонатором в области частот 20 ГГц привела к увеличению полосы перестройки в 1,61 раза с 13,9 % до 22,4 %, при сохранении прежней длины резонатора.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, установлено, что микрополосковые ступенчатые резонаторы, перестраиваемые сегнетоэлектрическими конденсаторами в области увеличенных электрических длин, имеют более широкую полосу перестройки, чем регулярные микрополосковые резонаторы. Такие резонаторы могут быть использованы в верхней части сантиметрового диапазона. При их использовании полоса перестройки расширяется в 1,5 и более раз. Если сегнетоэлектрический конденсатор имеет перекрытие по емкости $\chi = 2,2$, то у ступенчатых резонаторов на частотах 10 ГГц достижима полоса перестройки около 28 %, а на частотах 20 ГГц – около 22 %.

Литература

1. Voltage-controlled Ku-band and X-band tunable combline filters using barium-strontium-titanate / J.Sigman, C.D.Nordquist, P.G.Clem, G.M.Craus, P.S.Finnegan // IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. – 2008. – Vol.18, No.9. – P.593-595.
2. An electronically tunable microstrip bandpass filter using thin-film Barium-Strontium-Titanate (BST) varactors / J.Nath, D.Ghosh, J.P.Maria, A.I.Kingon, W.Fathelbab, P.D.Franson, M.B.Steer// IEEE Trans. Microwave. Theory Tech. – 2005. – Vol.53, No. 9. – P.2707–2712.
3. Figure of merit of tunable ferroelectric planar filters / V.V.Pleskachev, I.B.Vendik. – Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves. – 2004. – June. – P. 697–699.
4. Пат. № 6717491 В2 США. МКИ H01P 1/203 / Hairpin microstrip line electrically tunable filters / Xiao-Peng Liang, Yongfei Zhu; опубликовано 6.04.2004.

М.Е.Ильченко, Т.Н.Нарытник

МИКРОВОЛНОВЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И БИОЛОГИЧЕСКАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

«Если бы я вновь поднялся на нобелевскую трибуну, то говорил бы о том, что самая важная проблема, которая стоит перед человечеством, — это экология... Надо создавать новые технологии, чистое производство на экологических принципах».

*Лауреат Нобелевской премии
А.Прохоров*

Целенаправленное использование электромагнитной энергии в самих разнообразных областях человеческой деятельности привело к тому, что ряд естественных физических явлений — атмосферное электричество, радиоизлучение Солнца и Галактики — пополнило электромагнитное поле искусственного происхождения.

В результате длительной эволюции природа наделила организмы наиболее целесообразными адаптационными реакциями и в том числе удивительной способностью улавливать энергетически очень слабые воздействия внешних факторов и корректировать по ним функционирование органов. Именно это позволяет людям жить в различных климатических условиях: переносить аномалии солнечной активности, магнитного поля Земли и т.п.

Глобальные изменения природных условий происходит настолько медленно, что организмы в масштабах всей популяции могут приспосабливаться через генетические признаки, передаваемые по наследству. Изменения же, вызванные деятельностью человека, происходит столь стремительно, что избежать непредсказуемых последствий этого невозможно.

Инфокоммуникации — область современных и фантастических преобразований. А информационные и телекоммуникационные технологии, по-видимому, уже в ближайшие десятилетия займут лидирующее положение, и, возможно, определят лицо цивилизации XXI века. Между тем, эти достижения могут быть использованы не только во благо, но и во зло человеку, и зло такого масштаба, перед которым меркнут даже ужасы термоядерной войны.

В июне 1992 г. в Рио-де-Жанейро состоялась Конференция ООН по окружающей среде и развитию (ЮНСЕД), на которой было принято историческое решение об изменении курса развития всего мирового сообщества. Такое беспрецедентное решение глав правительств и лидеров 179 стран, собравшихся на ЮНСЕД, было обусловлено стремительно ухудшающейся глобальной экологической ситуацией и прогнозируемой на основе анализа ее динамики глобальной катастрофой, которая может разразиться уже в XXI в. и привести к гибели всего живого на планете.

Особенно быстро развиваются современные телекоммуникационные системы [1, 2], использующие микроволновые, инфракрасные и оптические излучения (рис. 1).

Если в 1895 году А.С.Попов регистрировал своим грозоотметчиком кратковременные электрические разряды, то сегодня Земной шар буквально покрыт плотной оболочкой из всевозможных электромагнитных излучений, созданных руками человека. Можно говорить обо все возрастающем невидимом для глаза «загрязнении» окружающей среды, постоянном пополнении окружающего нас пространства мощными и слабыми электромагнитными излучениями на всех возможных частотах с различными видами модуляции.

В связи с этим крайне актуальной во всем мире является биологическая безопасность [biosafety]. Биологическая безопасность определяется влиянием электромагнитного излучения на организм человека, которое обычно оценивается с помощью санитарных норм, устанавливающих допустимый предел излучения. Такой предел обычно в 50–100 раз ниже порога, при котором в организме могут происходить необратимые изменения.

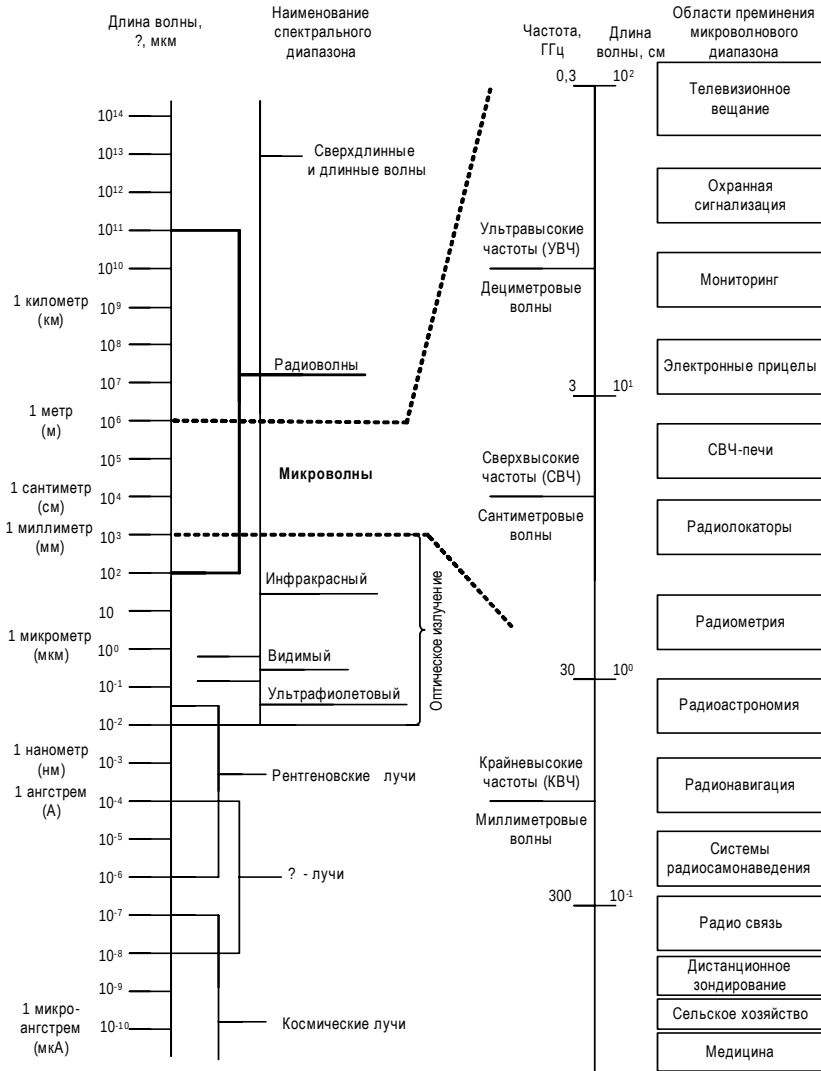


Рисунок 1. – Электромагнитный спектр и области его использования в микроволновой технике

В мировой практике существует два вида норм, устанавливающих предел безопасности:

— плотность потока мощности (мВт/см²)

или

— удельный коэффициент поглощения SAR [*Specific Absorption Rates*] (мВт/г).

Разница между ними состоит в том, что в первом случае учитывается мощность, поглощаемая в единице объема, а во втором — в единице массы за определенное время.

Для Украины установлена норма плотности потока мощности $0,0025 \text{ мВт/см}^2$, без ограничения времени, а для России — $0,01 \text{ мВт/см}^2$, усредненная за 20 часов. Значение SAR для США принято $1,6 \text{ мВт/г}$ для интервала усреднения, равного 30 мин, а в Западной Европе норма биологической безопасности установлена равной 2 мВт/г за 6 минут при усреднении по любым 10 граммам ткани. В Украине и России значения SAR не установлены.

Источники излучения в крупных городах устанавливаются на крышах зданий в непосредственной близости от людей. Передатчики сотовых телефонов люди прислоняют прямо к уху, а в недалеком будущем на улицах и автострадах появятся тысячи автомобилей, оснащенных радаром против столкновений. Все живое на Земле за миллионы лет адаптировалось к естественным электромагнитным полям космического происхождения и их вариациям, в то время как антропогенные источники излучения стали значимыми факторами за последние 60 лет. Поэтому все возрастающее «электромагнитное загрязнение» окружающей среды не может не оказать глобального влияния на биосферу, а значит, и на здоровье людей.

О воздействии электромагнитных полей на живые организмы известно давно. Например, в книге Пресмана [3], вышедшей в 1968 году, уже содержится обзор более чем 800 работ, посвященных биологическому действию электромагнитных полей. Тем более это актуально на современном этапе в условиях стремительного развития в мире телекоммуникационной радиоиндустрии. Сложившуюся обстановку иллюстрирует рис. 2, где приведены интенсивности естественных и искусственных источников ЭМИ и показаны допустимые уровни облучения (ПДУ) в соответствии с действующими санитарно-гигиеническими нормами. В диапазоне до 300 МГц по вертикальной оси отложена напряженность электрической со-

ставляющей поля в В/м, а для частот более 300 МГц — плотность потока мощности (ППМ) в Вт/м². В верхней части рисунка находится область интенсивностей (Зона А), в которой по данным литературы [4] наблюдается летальный исход мелких животных (мыши, крысы, собаки, морские свинки, кролики). Помимо интенсивности ЭМИ значение имеет длительность облучения и локализация воздействия. Гибель животных наступает, когда температура тела, повышается до уровня выше критического, т.е. до 41–42°C. Ниже находится затемненная зона (Зона В), в которой наблюдается нагрев тела живых организмов без угрозы для их жизни. Нижняя граница этой зоны соответствует уровням мощности, для которых температура биологических объектов повышается примерно на 0,1°C.

Санитарные нормы — предельно допустимые уровни потока мощности (ПДУ), в разных странах различны. На рис. 2 горизонтальными линиями показаны ПДУ в Швеции и принятые в настоящее время в Украине. Эти два значения ПДУ отличаются в 1000 раз. Возникает вопрос, почему же такая большая разница? Дело в том, что в некоторых странах, в том числе и в Швеции, при установке ПДУ в качестве основного критерия принят тепловой эффект, т.е. минимально допустимый нагрев живого организма. Другие нетепловые эффекты воздействия ЭМИ при этом не учитывались. В бывшем СССР, а теперь и в Украине ПДУ устанавливалось исходя из реакции животных на их облучение. Оказалось, что при существенно более низких уровнях облучения, чем те, которые способны вызвать нагрев тела, животные начинали реагировать на ЭМИ. Таким образом, определены уровни облучения, ниже которых реакции животных не наблюдалось. Этот граничный допустимый уровень практически совпадает с украинскими нормами. Между зоной теплового действия и граничным допустимым уровнем находится широкая область, в которой нет теплового нагрева и, тем не менее, живые организмы ощущают воздействие ЭМИ. Это факт, доказан многочисленными исследованиями.

По данным [4], средний уровень ЭМИ в нескольких городах США, создаваемый передающими телевизионными

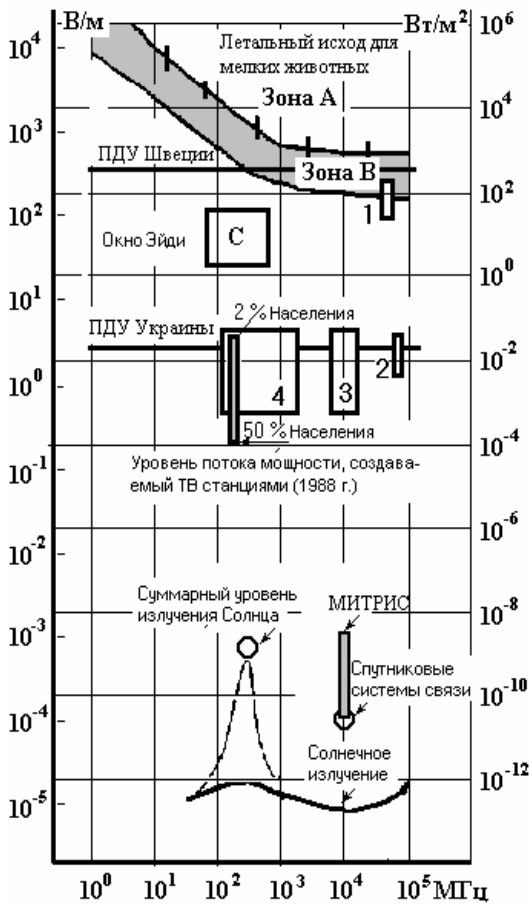


Рис.2. Интенсивности некоторых искусственных и естественных источников ЭМИ, и санитарные нормы допустимого потока мощности Швеции и Украины.

станциями, достигает 10^{-4} Вт/м^2 для 50 % населения, а 2 % населения проживает при уровне более 10^{-2} Вт/м^2 , превышающем допустимый уровень, принятый в Украине. Соответствующая область на рис. 1 показана узким вытянутым вверх прямоугольником. Естественно, что средние показатели не исключают превышения интенсивности ЭМИ в отдельных конкретных районах местности. Кроме того, приведенные выше данные не берут в расчет других источников ЭМИ кроме передающих телевизионных станций, например, огромного количества базовых станций мобильной связи.

Например, на сегодня в Киеве насчитывается около 20 телевизионных и 25 радиовещательных радиопередатчиков, суммарная излучаемая в пространство мощность которых достигает 100 кВт. Количество базовых станций в Киеве вышло до 5000 единиц, что при уровнях излучения на 1 станцию от 20 Вт до 60 Вт (в среднем 40 Вт) дает электромагнитную нагрузку на окружающее пространство до 200 кВт. Причем, базовым станциям приходится наращивать емкость канала передачи потока данных

(емкость ячейки) в соответствии с возрастающими потребностями абонентов. Это ведет к более сложным способам модуляции сигнала, например, к таким, которые используются в 3G и 4 G системах, что, в свою очередь, требует еще более высокой мощности излучения.

Из рис. 2 видно, что естественные источники намного слабее, чем техногенные, и, тем не менее, известно, что изменения естественных излучений воздействуют на людей. Сравнить со слабыми естественными источниками можно только излучение спутниковых систем связи и системы МИТРИС.

В настоящее время получили развитие исследования, направленные на использование ЭМИ низкой интенсивности в медицинских целях. Несомненный успех в этой области подтвердил, что действие ЭМИ на человека может оказать существенное влияние на его здоровье. На рис.2 прямоугольниками 1, 2, 3 и 4 показаны области частот и интенсивностей, в которых используется ЭМИ в терапевтических целях. Время развития биологических эффектов — от нескольких минут до нескольких часов. Проведенный группой экспертов ООН [4] анализ подтвердил наличие в этом диапазоне влияния ЭМИ малой интенсивности на нервную систему человека, на наличие нейроэндокринных эффектов, а также на защитные реакции в организме человека во всем диапазоне частот.

Исследования показывают, что процесс воздействия ЭМИ на живой организм происходит с участием центральной нервной системы, однако, как и через какие рецепторы, это воздействие трансформируется в раздражители нервной системы пока неизвестно. Обращает на себя внимание гипотеза [5], о том, что биологически активные точки (точки акупунктуры) являются рецепторами сенсорной системы ранее неизвестной модальности. Эта сенсорная система способна контролировать изменения внешней среды, которые, будучи необходимыми, для выживания индивидуума или вида, не несут, однако, информации, требующей немедленного осознания и принятия конкретного решения, и не контролируются нашим сознанием. К ним относятся гравитация, электрическое и магнитное поля Земли, метеорологические явления, ЭМИ и некоторые другие факторы. Информация от рецепто-

ров поступает в центральную нервную систему и используется ею для запуска адаптивных механизмов, направленных на ослабление или полную компенсацию отрицательных изменений в функциональных системах организма.

Такого рода модель позволяет понять некоторые особенности воздействия внешних факторов на биологические объекты. Например, существуют так называемые «амплитудные окна» биологических эффектов (прямоугольник С на рис.2). В работе [6] показано, что эффект существует только в определённых пределах изменения интенсивности воздействующего фактора (окно Эйди), для меньших и для больших значений интенсивности эффект исчезал. Оказалось, что при значительном снижении дозы воздействия биологический эффект может повториться с новой силой. При этом малые интенсивности иногда могут производить больший эффект, чем большие интенсивности. Реакция на воздействие ЭМИ проявляется с задержкой во времени. Реакция организма зависит от наличия в организме патологии. Организм, находящийся в норме, в меньшей степени реагирует на воздействие ЭМИ.

Над проблемой электромагнитной экологии интенсивно работают во многих странах мира. Усилия специалистов координируются в рамках международных организаций — Международной ассоциации по радиационной защите (IRPA), Всемирной организации здравоохранения (ВОЗ), Международного комитета по защите от ионизирующих излучений (INIRC) и Европейского комитета по электромагнитной стандартизации (CENELEC).

В Верховной Раде Украины состоялся ряд парламентских слушаний об экологической ситуации в Украине и о выполнении экологического законодательства. Законов и подзаконных актов по этой проблеме принято великое множество. Все они важны и необходимы, однако далеко не все из них выполняются. И это неудивительно, улучшение качества окружающей среды — дорогостоящее дело.

Международные ограничения на излучение (IRPA) для пользователей мобильных систем на частотах 900 и 1800 МГц приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Международные ограничения на излучение

Частота, МГц	IRPA-ограничения, Вт/м ²
900	4,5
1800	9,0

Они применимы к излучениям длительностью не более шести минут и относятся, в основном, к базовым радиостанциям. Однако, когда радиопередатчик находится близко к человеку, например, при использовании сотового телефона, единица влияния микроволнового излучения на организм человека оценивается так называемой «специфической» нормой поглощения SAR приходящейся на 1 грамм биоткани. При поглощении единицы SAR в течение 20 мин ткани нагреваются на 1 °С. Европейские организации рекомендуют для сотовых телефонов предельную норму SAR – 2 мВт/г. В связи с этим представляют интерес данные SAR и плотности потока мощности (ППЭ) по некоторым моделям сотовых телефонов (таблица 2).

Таблица 2 – Сравнительная оценка безопасности радиотелефонов

Фирма, тип РЭС	Motorola (Stat Tac)	Sony (CMD-Z1)	Nokia (8110)	Ericson (GF 788)	Philips (Spark)
ППЭ, Вт/м ²	0,48	0,22-0,55	0,75	1,09	1,36
SAR, Вт/кг	0,33	0,41-0,88	0,73	0,91	1,05-1,06

Как видим, некоторые образцы телефонов находятся у «опасной черты».

Исследования вопросов воздействия радиосистем на человека, и в частности, связанные с последствиями облучения головного мозга при использовании сотовых телефонов в последнее время ведутся интенсивно.

В частности, Франция планирует, с учетом мировых тенденций, запретить использование сотовых телефонов в школах учениками, которые не достигли 14-летнего возраста и таким образом защитить молодое поколение от нежелательного влияния электромагнитного излучения. Соответствующий закон был внесен на рассмотрение парламента после 6-ти недельного анализа результатов международных исследований влияния электромагнитного излучения. Инициативная группа

также предложила снизить мощность антенны сотовой связи и снять антенны базовых станций, расположенных вблизи жилых домов, школ, больниц.

Российский Национальный комитет по защите от неионизирующих излучений сформулировал свою точку зрения на возможное влияние электромагнитного поля мобильных телефонов на здоровье детей и подростков таким решением «Дети и мобильные телефоны: под угрозой здоровье будущих поколений» [www.cnews.ru]. Свое решение Комитет базирует на результатах анализа проведенных исследований, на основе которых сделан вывод, что поглощение электромагнитной энергии в голове ребенка значительно выше, чем у взрослого (мозговая ткань у детей имеет большую проводимость, меньший размер головы, кости черепа тоньше и т.п.).

Исследования показывают, что все основные характеристики ЭМИ очень быстро возрастают относительно уровня естественного фона — каким бы способом мы этот фон не определили, на каких бы расстояниях от радиоэлектронных средств ни проводили исследования. Так, например, для Киевского радиотелевизионного передающего центра граница санитарно-запретной зоны находится на расстоянии 6 км от подножия телевышки, т.е. вплоть до Хрещатика [2]. Поэтому нужно всевозможными путями снижать до приемлемого предела уровни излучаемой мощности. И в первую очередь это касается внедряемой микроволновой техники. Из альтернативных технических решений следует выбирать те, которые в меньшей мере «загрязняют» окружающую среду электромагнитными полями и являются экологически безопасными.

По нашему мнению, некоторые технологии, используемые при создании современных телекоммуникационных систем в Украине, сильно устарели. На смену им должны прийти новые микроволновые телекоммуникационные системы, использующие ресурсосберегающие и экологически безопасные технологии. Примером может служить система МИТРИС, разработанная учеными Украины. В ее пользу говорят многие факторы: излучаемая мощность для обеспечения зоны покрытия в пределах 60 км — не более 3 — 5 мВт на один телевизионный канал против десятков киловатт в существующих

системах, а потребляемая мощность на один телевизионный канал — в пределах 1 Вт.

Кроме того, нам представляется необходимым, по крайней мере, в крупных городах со сложной электромагнитной обстановкой и сложным рельефом местности, где расчетно-аналитические методы не дают адекватного решения, разработать и внедрить систему защиты окружающей среды и человека от воздействия электромагнитных полей с обязательным проведением электромагнитного мониторинга [7, 8].

Только в случае получения положительных результатов можно было бы Национальной комиссии по вопросам регулирования связи в Украине обращаться в Кабинет Министров Украины с предложением поручить Министерству здравоохранения пересмотреть и внести изменения в Государственные нормы и правила защиты населения от влияния электромагнитных излучений, на чем настаивает руководство ассоциации WirelessUkraine.

Для реализации этой задачи, по информации Украинского государственного центра радиочастот, Украина располагает уникальным специализированным измерительным комплексом швейцарского производства DAS Y5 NEO, который предназначен именно для изучения степени влияния на здоровье человека электромагнитных полей от терминальных устройств радиосвязи путем измерения SAR. На сегодня подобным измерительным комплексом не располагает ни одна страна СНГ. Комплекс позволяет измерять SAR при излучениях любыми стандартами (GSM, CDMA, DVB-T, TETRA и т.п.) и обеспечивает измерение уровней напряженности электромагнитного поля в объеме с разрешающей способностью от кубических миллиметров до кубических сантиметров в диапазоне частот до 8 ГГц.

Таким образом, влияние ЭМИ на биологические объекты это сложный и не до конца, изученный процесс, последствия которого невозможно предвидеть. Тем не менее, остановить процесс развития средств связи невозможно. Где же выход? Природа дает нам примеры чрезвычайно рационального использования малых и сверх малых (по современным представлениям) уровней мощности для передачи больших объемов информации. Даже те умеренные уровни СВЧ облучени-

ем, с которыми мы имеем дело в повседневной жизни на много порядков превышает уровень мощности, при котором обмениваются информацией живые организмы [9-10]. Выход может быть только один. Необходимо переходить на принципиально новые технологии, которые бы с одной стороны позволили наращивать объемы передаваемой информации, а с другой осуществляли бы это на экологически безопасном уровне. Осознание обществом актуальности проблем окружающей среды требует разработки «зеленых» экологически чистых решений. Возросшие требования населения создают потребность в инновационных телекоммуникациях, которые должны служить делу обеспечения экологической безопасности, предоставлять людям необходимую информацию в реальном масштабе времени и оказывать помощь в пути. Среди подобных технологий находятся спутниковые системы связи, интенсивность ЭМИ, которых сравнима с излучениями естественных источников. Во многих случаях используются кабельные и оптоволоконные системы. Однако по экономическим и другим причинам сохраняются, и будут сохраняться телекоммуникационные системы, использующие радиоизлучение. Прежде всего, это телевидение, системы мобильной связи и другие. Среди таких систем наиболее перспективными являются микроволновые системы, экологические и ресурсосберегающие возможности которых наиболее полно воплощены в микроволновой телекоммуникационной системе МИТРИС, нашедшей применение в Украине и за рубежом.

Перечень литературы

1. Згуровский М.З., Ильченко М.Е., Кравчук С.А. и др. Микроволновые устройства телекоммуникационных систем; в 2-х томах. — Том 2. Устройства передающего и приемного трактов. Проектирование устройств и реализация систем. — К.: ИВЦ Видавництво “Політехніка”, 2003. — 616 с.
2. Нарытник Т.Н., Лазоренко В.Н., Кашин С.В. О новых государственных санитарных нормах и правилах защиты населения от воздействий электромагнитных излучений. — Радиоаматор.1997. — № 6 (48). — С.14–15.
3. Пресман А.С. Электромагнитные поля и живая природа. — М.: Наука, 1968. — 288 с.
4. Радиочастоты и микроволны. Гигиенические критерии состояния окружающей среды 16. — Женева: Совместное издание Программы ООН по

окружающей среде, Всемирной организации здравоохранения и Международной ассоциации по радиационной защите, 1984. — 145 с.

5. *Лиманский Ю.П.* Гипотеза о точках акупунктуры как полимодальных рецепторах системы экцептивной чувствительности // Физиологический журнал. — 1990. — **36**, № 4. — С. 115–121.

6. *Эйди У.Р.* Частотные и энергетические окна при воздействии слабых электромагнитных полей на живую ткань. — ТИИЭР, 1980, т. 68, №1, с.140–147.

7. *Кольчугин Ю.И.* Система защиты окружающей среды о человека от воздействия электромагнитных лучей // Электросвязь. — 1997. — № 1. — С. 15–16.

8. *Мордачев В.И.* Оценка экологической опасности электромагнитного фона, создаваемого средствами мобильной радиосвязи // Электросвязь. — 2007. — № 9. — С. 37–41.

9. *Нефедов Е.И.* Современная биоинформатика. — М.: Горячая линия — Телеком, 2005. — 272 с.

10. *M.Ye. Ilchenko, T.N. Narytnik, A.I. Fisun, and O.I. Belous.* Conception of Development of Millimeter and Submillimeter Wave Band. — RadioTelecommunication Systems. — Telecommunications and RadioEngineering, 67(17):1549-1564 (2008)1549 ISSN 0040-2508© 2008 Begell House, Inc.DISTRIBUTED INFORMATIONAND CONTROL SYSTEMS.

A NEW APPROACH TO DESIGNING VARICAP-TUNED FILTERS

A V. Zakharov and M. E. Il'chenko

Received June 8, 2010

Abstract – A new approach to designing electrically tuned bandpass filters that is based on the use of U-shaped resonators with several varicaps connected to each of the resonators is proposed. This approach makes it possible to improve the characteristics of the existing filters, reduce the filter passband loss and intermodulation distortions, and obtain narrow passband widths of 2 % or less. It has been found experimentally that, using the new approach, the insertion loss that is similar to the loss of the filters based on *p-i-n* diodes has been obtained with tunable filters based on semiconductor varicaps for the first time.

DOI: 10.1134/S1064226910120156

INTRODUCTION

Electronically tuned bandpass filters [1] play a major role in modern wireless-communication systems. Considerable efforts have been made to develop filters based on electrically controlled capacitors (varicaps) [2–4]. These efforts resulted in development of filters with high electrical characteristics and in their serial production [5]. These filters include resonators based on transmission-line segments with a varicap connected to each of the segments. Filters with various types of microstrip resonators were investigated: with regular resonators short-circuited at one end [2], with stepped resonators short-circuited at one end [3], and with stepped resonators open-circuited at both ends [4]. In order to further improve the characteristics of these filters, it is necessary to change the approach to their designing. The main characteristics of the tunable filters are the passband loss, the intermodulation factor, and a possibility to obtain passband widths of 2 % or less.

In the present paper, a new approach to designing tunable filters that is based on the use of U-shaped resonators with several varicaps connected to each of resonators is proposed. It can be ex-

pected that this approach will make it possible to improve the characteristics of the existing filters.

1. U-SHAPED RESONATOR WITH A VARIABLE CAPACITANCE

Let us consider a U-shaped resonator based on a segment of a microstrip transmission line with capacitance C (Fig. 1a). The properties of this resonator has not yet been sufficiently studied. The transmission-line segment has wave impedance Z_0 and length l . The U-shaped resonator is characterized by a set of resonance frequencies F_n , $n = 0, 1, 2$. For convenience of describing it, the cyclic resonance frequencies $\omega_n = 2\pi F_n$ and the electric lengths $\theta_n = \omega_n l / v$, where v is the velocity of electromagnetic-wave propagation in the transmission-line segment, are also used. Low-

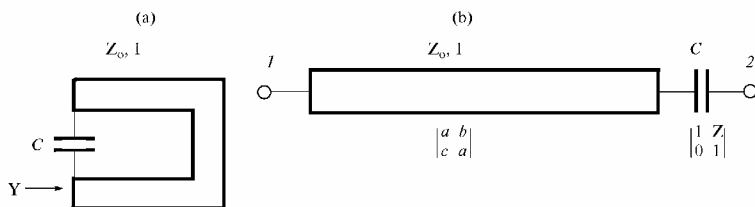


Fig. 1. U-shaped loop resonator formed by a transmission-line section and a capacitance: (a) resonator schematic and (b) resonator in the unfolded form.

est frequency F_0 is assumed to be the frequency of the main resonance. This frequency corresponds to cyclic frequency ω_0 and the resonant electric length $\theta_0 = \omega_0 l / v$. Among the main characteristics of a tunable resonator are its tunability and mode separation, i.e., the separation between a spurious resonance and the main operating-frequency resonance. In analyzing these characteristics, one can ignore the resonator loss. In this case, the resonance condition is expressed by the equation $Y(\omega) = 0$, where $Y(\omega)$ corresponds to the input susceptance of the resonator considered as a one-port network.

A U-shaped resonator is a loop-shaped connection of a transmission-line segment and capacitance C . In order to obtain the expression for its input admittance $Y(\omega)$, let us use the theory of the impedances of a fold of a two-port network. This theory is presented in part in study [6]. By the fold impedances we mean the input impedances of the two-port networks formed by various connections between output terminals 2-2' and input terminals 1-1'. Figure 1b shows a two-port formed by a transmission-line segment and capacitance C . It can be easily seen that its transmission matrix $[ABCD]$ is defined by the expression

$$\begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a & aZ + b \\ c & cZ + a \end{vmatrix}, \quad (1)$$

where a , b , a , and c are the elements of the matrix of the transmission-line segment and Z is the impedance of the capacitance.

If the two-port network shown in Fig. 1b is folded so that its output is connected to the input, then, according to [6], the resulting one-port network has the input admittance

$$Y = \frac{A + D \pm 2}{B} = \frac{2(a \pm 1) + cZ}{aZ + b}. \quad (2)$$

The plus and minus signs present in expression (2) correspond to the inphase and antiphase current directions at the output terminals of the two-port network. By setting the numerator of the fraction in expression (2) equal to zero and taking into account the values of the elements of the line's transmission matrix $a = \cos \theta$, and $c = j \sin \theta / Z_0$ and the value of the impedance of the capacitance $Z = -j / \omega C$ ($j = \sqrt{-1}$ is the imaginary unit), we obtain the resonance equation, which determines resonance frequencies ω_n :

$$\frac{1}{\omega C} = 2Z_0 \frac{(-1)^n - \cos \theta}{\sin \theta}. \quad (3)$$

Resonance equation (3) can be divided into two equations for resonance frequencies ω_n with indices n of different evenness:

$$\frac{1}{\omega C} = 2Z_0 \tan \frac{\theta}{2}, \quad n \text{ is even}; \quad (4)$$

$$\frac{1}{\omega C} = -2Z_0 \cot \frac{\theta}{2}, \quad n \text{ is odd.} \quad (5)$$

It follows from expressions (4) and (5) that the electric lengths of the resonator under consideration θ_n , which correspond to one of the modes, satisfy the condition $n\pi \leq \theta_n \leq (n+1)\pi$. Under resonance conditions, the size of each electrical-length region is equal to π . These regions are adjacent to each other and cover the entire θ axis. This feature makes a considerable difference between this resonator and the widely used resonator with capacitance C short-circuited at one end, whose resonance frequencies are determined by the single resonance equation $1/\omega C = Z_0 \tan \theta$. The resonant electrical lengths of the latter resonator satisfy the condition $n\pi \leq \theta_n \leq (2n+1)\pi/2$. In this case, the extension of each region of resonant electrical lengths is $\pi/2$ and these regions are also separated by $\pi/2$. Therefore, the axis of electrical lengths is only half filled.

Another difference between the U-shaped resonator and the above-mentioned resonator is in the presence of coefficient 2 on the right-hand side of the resonance equation, a circumstance that halves the value of capacitance C required to tune the resonator to a specified frequency. In the filter-design approach under consideration, this decrease in C is considerable.

In what follows, we will consider the tuning to main resonance frequency ω_0 . In this case, the separation of modes is characterized by the relative separation between ω_0 and frequency of the first spurious resonance ω_1 : $P = \omega_1/\omega_0 = \theta_1/\theta_0$. All resonator's electrical lengths θ_n are uniquely related to each other by equations (4) and (5). Using these equations, we can easily determine quantity P as a function of the resonator's electrical length at the main-resonance frequency: $P = P(\theta_0)$. The plot for this function is shown in Fig. 2a. As electrical length θ_0 decreases, the relative separation between frequencies ω_0 and ω_1 increases.

The local tunability of the resonator are characterized by the sensitivity of its main resonance frequency ω_0 to variation of capacitance C , which is expressed as

$$S = - \frac{d\omega/\omega}{dC/C} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (6)$$

As the capacitance increases, the resonance frequency de-

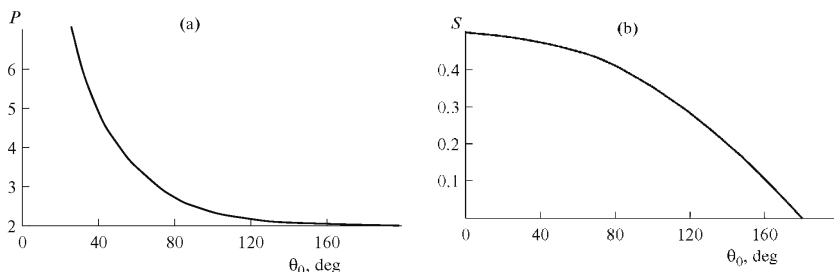


Fig. 2. Main characteristics of a U-shaped resonator with a capacitance: (a) separation between the first and second resonance frequencies as a function of the resonator's electric length at the first resonance frequency and (b) sensitivity of the main resonance frequency to capacitance variation

creases. The minus sign present in (6) makes quantity S positively defined. Similarly to the input and transmission functions, sensitivity S is a network function. Its main properties are considered in study [7]. The greater S , the better the resonator properties observed over a wide frequency band. However, it should be noted that the sensitivity value is limited: $S \leq 1/2$. The tuning range, bounded by frequencies $\omega_{0\min}$ and $\omega_{0\max}$, is characterized by the frequency ratio $K = \omega_{0\max}/\omega_{0\min}$. In order to provide for tuning of different resonators in this frequency range, different values of the relative variation of the capacitance $\chi = C_{\max}/C_{\min}$ are required. Resonators with a wider bandwidth have smaller χ . Decreasing of χ is limited by the constraint $\chi \geq K^2$ (the value of χ cannot be smaller than K^2), which follows directly from the condition $S \leq 1/2$. The two last-mentioned expressions can be considered as limitations imposed on the tunability of resonators based on variable capacitance.

The sensitivity of main resonance frequency ω_0 (6) of the resonator under consideration can be determined immediately from resonance equation (4):

$$S(\theta) = \left(1 + \frac{\theta}{\sin \theta}\right)^{-1}. \quad (7)$$

For the region of the main-resonance electrical lengths θ_0 , the plot of dependence (7) is shown in Fig. 2b. As capacitance C increases, the resonance frequency of the U-shaped resonator and its electrical length decrease, whereas sensitivity S increases. With a decrease in electrical length, the tunability of the U-shaped resonator improve.

The investigation of the properties of the U-shaped loop resonator with a capacitance revealed the following facts:

(1) The resonance frequencies are determined by one of the two resonance equation depending on their evenness.

(2) Under resonance, the extension of each electrical length region is equal to π . These regions are adjacent to each other and cover the entire θ axis. As the resonator's electrical length decrease, the resonator's tunability observed at the lowest resonance frequency ω_0 improve.

(3) A decrease in the resonator's electrical length results in better mode separation at frequencies ω_0 and ω_1 .

(4) The presence of coefficient 2 on the right-hand side of the resonance equation decreases the value of capacitance C required for tuning the resonator to a specified frequency by half.

2. USE OF SEVERAL VARICAPS IN A RESONATOR

The use of several varicaps in a resonator is dictated by the resulting increase in the Q factor of the composite resonator and decrease in the intermodulation distortions. Let us consider these two factors by turns.

Quality factor of a composite resonator Q_u depends on varicap quality factor Q_c and on quality factor of the transmission-line segment Q_0 . The analysis, which is beyond the scope of the present paper, shows that, in the case of a U-shaped resonator, Q_c and Q_o have the same effect on Q_u if the resonator's electrical length is $\theta_0 = 130.6^\circ$. In the region of electrical lengths of $130.6^\circ < \theta_0 \leq 180^\circ$,

Q_0 has stronger effect on the Q factor of the resulting resonator Q_u , whereas at electrical lengths $0 < \theta_0 < 130.6^\circ$, it is Q_c that has a greater effect. At that, as the resonator's electrical length decreases (becomes less than 100°), the effect of Q_c becomes a dominant one.

The Q factor of the varicap is expressed by a well-known formula

$$Q_c = \frac{1}{\omega R_s C}, \quad (8)$$

where R_s (in ohms) is the varicap equivalent series resistance. An important characteristic of a varicap is product of the equivalent loss resistance and the minimum capacitance $R_s C_{\min}$ ($\Omega \text{ pF}$). The smaller the product, the higher the varicap's Q at a given frequency. The minimal capacitances of commercial varicaps differ by factors of ten. An analysis shows that, as a rule, a decrease in the varicap's minimum capacitance results in a decrease of product $R_s C_{\min}$ and an increase in the varicap's Q at a given frequency.

If two varicaps with capacitances C_1 and C_2 and, respectively, with quality factors Q_1 and Q_2 are connected in series or in parallel, the quality factor of the resulting capacitor Q is defined by the expression

$$\frac{1}{Q} = \frac{A_1}{Q_1} + \frac{A_2}{Q_2}, \quad (9)$$

where A_1 and A_2 are the weighting factors of the respective varicaps. If the varicaps are connected in parallel, $A_1 = C_1 / (C_1 + C_2)$, and $A_2 = C_2 / (C_1 + C_2)$; if the varicaps are connected in series, $A_1 = C_2 / (C_1 + C_2)$, $A_2 = C_1 / (C_1 + C_2)$. The greater the weighting factor, the greater the contribution made by this element into the resulting quality factor. If the varicaps are connected in parallel, the greater the varicap capacitance, the greater its contribution to the resulting quality factor. And vice versa, if the varicaps are connected in series, the smaller the capacitance, the greater its effect

on the resulting quality factor. Weighting factors A_1 and A_2 , present in relationship (9), satisfy the condition

$$A_1 + A_2 = 1. \quad (10)$$

If quality factors of the two capacitors are equal ($Q_1 = Q_2$), the quality factor of the resulting capacitor is the same both for the parallel connection and the series connection. Condition (10) confirms this behavior.

From the above discussion it is clear that it is appropriate to replace a single varicap with several varicaps of smaller capacitances connected in parallel. This approach allows greater capacitance values to be obtained while retaining a high-value Q of the resulting capacitor.

Since varicaps are nonlinear elements, the varicap-based filters are characterized by intermodulation distortions. The most unwanted distortions are the third-order intermodulation distortions, which are characterized by quantity $IP3$, measured in dBm, i.e., decibels referred to 1 mW. In the circuit theory, a compensation method is known [8], which involves the use of such a connection of the nonlinear elements that the spurious effects are partially cancelled. In the case under consideration, this effect can be achieved through the use of pairs of varicaps connected back to back. The “linearization” effect due to the back-to-back connection will be estimated experimentally.

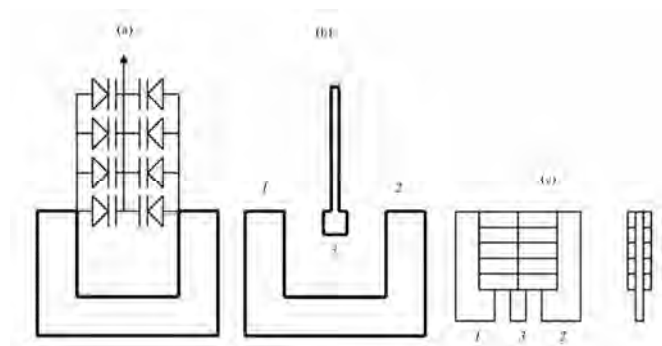


Fig. 3. U-shaped resonator with several pairs of varicaps connected back to back: (a) resonator schematic, (b) resonator with an additional contact pad 3, and (c) block structure for mounting several varicap pairs.

The use of several pairs of back-to-back varicaps in each resonator will result in an additional increase of the total number of varicaps. Figure 3a shows a U-shaped resonator with four pairs of varicaps connected back to back. Shown in this figure are pairs of common-cathode varicaps; however, common-anode pairs also can be used.

Figure 3b shows a U-shaped resonator with additional contact pad 3, used for mounting the varicaps and for applying control voltage to them. Figure 3c shows a blocked structure for assembling several pairs of back-to-back varicaps; numbers 1, 2, and 3 designate thin metal strips. The varicaps are soldered to both sides of these strips as shown in this drawing. The dimensions of this block are small. For example, in order to mount ten pairs of varicaps in SOT23 packages, one can use a block measuring 7×6 mm². Next, this block is soldered in the vertical position to left part 1 and right part 2 of the U-shaped resonator and to its contact pad 3 (see Fig. 3b). Pairs of varicaps with common cathode or anode placed in a single package can be used. Their connection to the U-shaped resonator remains the same.

The topology of the U-shaped resonator fits very well to blocks containing several pairs of varicaps. This circumstance together with the twofold reduction in the value of required tuning capacitance (4) were important considerations for us in deciding on this particular tunable resonator.

3. EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF TUNABLE FILTERS BASED ON U-SHAPED RESONATORS

Three-resonator prototype filters based on U-shaped resonators with a frequency-tuning range of 225 to 400 MHz were manufactured. Relative tuning range $2(F_{\max} - F_{\min}) / (F_{\max} + F_{\min})$ is 56%. Commercial tunable filters based on varicaps and *p-i-n* diodes operate in this frequency range, which circumstance allows us to compare the prototypes to the available filters in greater detail.

Figure 4 shows the topology of a three-resonator filter and its geometric dimensions. The filter is made on an RT/Duroid 6010LM substrate (this material is produced by the Rogers Corporation) with the relative permittivity $\epsilon_r = 10.2$ and the dielectric-loss tangent $\tan \delta = 0.002$. The substrate thickness is $h = 1.905$ mm,

and the width of the microstrip transmission line is $w = 4.5$ mm, which corresponds to the wave impedance $Z_0 29.3 \Omega$. The gaps between the U-shaped resonators are taken equal to 5.5 mm, a spacing that provides for a narrow filter passband width of no more than 2%.

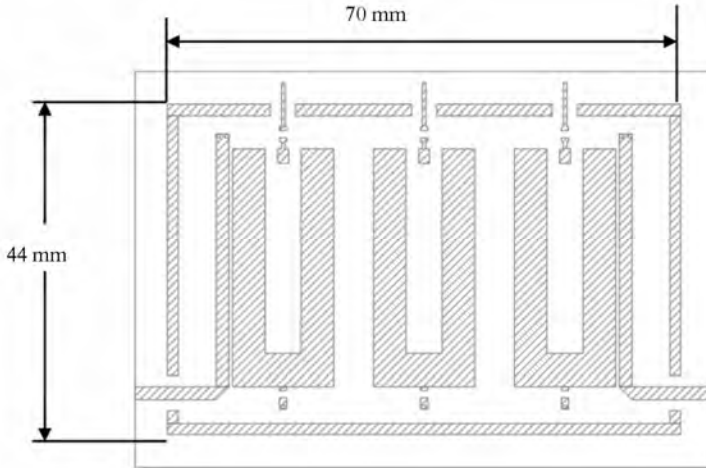


Fig. 4. Topology of a varicap-tuned three-resonator bandpass filter with U-shaped resonators.

Making use of the above-mentioned features, we choose, for the U-shaped resonator, small electric-length values of $45^\circ \leq \theta_0 \leq 80^\circ$. This choice ensures high sensitivity of main resonance frequency ω_0 and a significant separation between frequencies ω_0 and ω_1 (Figs. 2a, 2b). At the electrical length $\theta_0 = 80^\circ$ at a frequency of 400 MHz, the resonator is characterized by the minimal values $S = 0.414$ and $P = 2.69$. These figures increase as the frequency decreases.

Using resonance equation (4), we find the range of the varicap-capacitance variation required for tuning in the specified frequency range: $C = 8.1 - 29.1$ pF ($\chi = 3.59$). It is clear that varicaps with capacitances as high as this do not have high Q . In order to obtain these capacitances, we use eight connected-in-parallel pairs of NXP-produced BB135 varicaps with the minimum capacitance

$C_{\min} \approx 2$ pF. These varicaps operate in a voltage range of 0.5 to 28 V and are characterized by the series resistance $R_s = 0.75 \Omega$.

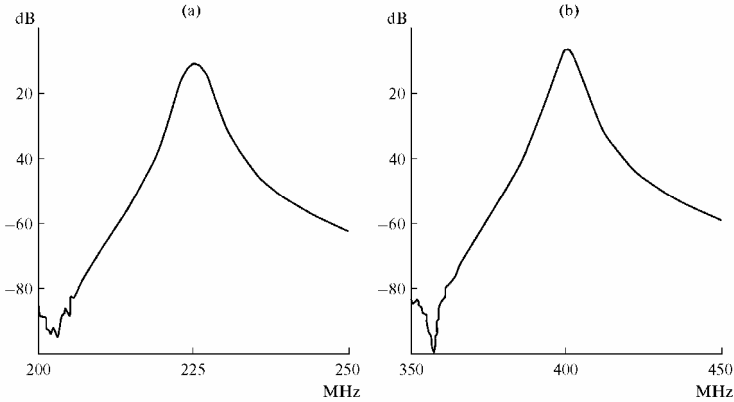


Fig. 5. Frequency response of a three-resonator filter with U-shaped resonators: (a) $F_0 = 225$ MHz, $BW = 3.58$ MHz, and $IL_0 = 11.3$ dB; and (b) $F_0 = 400$ MHz, $BW = 5.29$ MHz, and $IL_0 = 7.1$ dB.

For a tuning range of 225 to 400 MHz to be obtained, the BB135 varicap capacitance must be varied from 2 to 7.2 pF. We assume R_s to be constant over the entire tuning range and, on the basis of (8), determine the quality factor of the BB135 varicap at the boundaries of the tuning range: $Q_c = 265$ at a frequency of 400 MHz at a capacitance of 2 pF and $Q_c = 131$ at a frequency of 225 MHz at a capacitance of 7.2 pF. Thus, in the tuning range, quality factor Q_c of the BB135 varicap varies from 131 to 265.

Figure 5 shows the frequency responses of this filter observed on the screen of the network analyzer, which correspond to frequency-range boundary frequencies of 225 MHz (Fig. 5a) and of 400 MHz (Fig. 5b). To tune the filter to the central frequency $F_0 = 225$ MHz, the control voltage $U = 5.8$ V was applied to the varicaps. The filter's 3-dB bandwidth was $BW = 3.58$ MHz, and the relative bandwidth accordingly was $FBW = BW / F_0 = 1.59\%$. These values are listed in the table, which also includes other experimentally measured quantities characterizing the filter. The measurements were made at six frequencies that were spaced 35 MHz

apart. The filter selectivity is represented by insertion loss IL measured in decibels at frequencies $0.95F_0$ and $1.05F_0$.

An important characteristic of any filter is the ratio of the product of filter minimum loss IL_0 and relative 3-dB bandwidth FBW to the number of filter resonators N [9]

$$A = \frac{IL_0 \times FBW(3\text{ dB})\%}{N}. \quad (11)$$

Quantity A , which is measured in decibels, corresponds to the mean loss in a resonator of a bandpass filter with a bandwidth of 1%. On the basis of Eq. (11) and of the data presented in the table, the frequency dependence of quantity A was plotted (Fig. 6, solid line).

Parameter A makes it possible to compare filters with different numbers of resonators and different bandwidths. Its value characterizes the filter quality: the smaller A , the higher the filter quality. The Pole/Zero, Inc., [5], the world leader in manufacturing electrically tuned filters, produces Micro-Pole Series two-resonator varactor-tuned filters for a frequency range of 225 to 400 MHz. The minimum bandwidth of these filters is 4.0 to 4.3%, and mean loss per resonator A varies from 9.4 to 6.4 dB. In comparing values of A , one should use the maximum (worst) values of this parameter. Quantity A of the experimental filter is lower than that of the Micro-Pole Series filters by a factor of 1.56 (9.4/6.0). This circumstance results in a decrease of insertion loss in the passband by the same factor, the other conditions being the same.

Measured characteristics of a tunable filter with three U-shaped resonators

F_0 , MHz	U , V	FBW , %	IL_0 , dB	IL , dB		VSWR	IP_3 , dBm
				at frequency $0.95 F_0$	at frequency $1.05 F_0$		
225	5.8	1.59	11.3	57.6	46.9	1.75	15.5
260	8.4	1.54	10.4	56.2	45.6	1.42	16
295	11.2	1.52	9.3	55	44.6	1.14	16.5
330	14.5	1.49	8.5	54.1	42.9	1.10	17
365	18.5	1.41	8.0	53.5	41.4	1.14	17.7
400	27	1.32	7.1	50.6	41.6	1.39	18.5

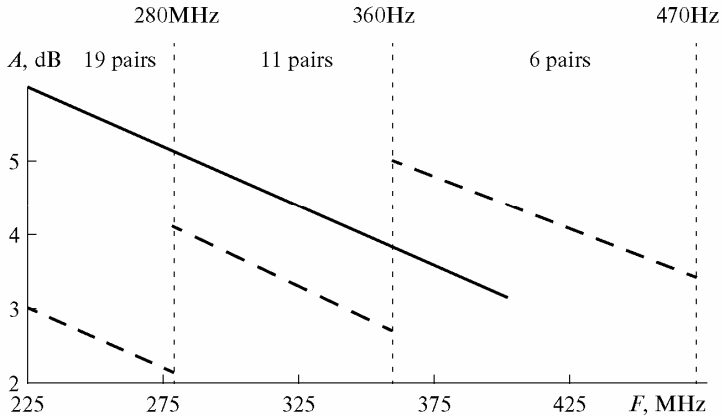


Fig. 6. Quantity A as a function of frequency: solid line corresponds to a filter whose resonators contain eight varicap pairs dashed lines correspond to filters with adjacent tuning bands whose resonators contain different numbers of varicaps.

This company also produces a higher-level Maxi-Pole Series two-resonator filters. They include coaxial-line resonators, $p-i-n$ diodes, and a set of various-value capacitors. The passband central frequency of these filters is varied in discrete steps over a frequency range of 225 to 400 MHz. The Maxi-Pole Series filters allow narrower bandwidths of 2.0 to 2.2% to be obtained, since the values of A of these filters are smaller and are equal to 6.3 to 4.8 dB. A comparison of these filters to the experimental varicap-tuned filter shows that the experimental filter has certain advantages over the Maxi-Pole devices. Although the gain is small, it is $6.3/6 = 1.05$. We can state that, with the use of the new approach, in tunable filters based on semiconductor varicaps, dissipative loss corresponding to that of the filters based on $p-i-n$ diodes has been obtained for the first time. With the new varicap-based filters, bandwidths of 2% or less can be obtained.

Parameter A can be further reduced through the use of several blocks with different numbers of varicaps in each resonator. Figure 7 shows a photograph of an experimental three-resonator filter with U-shaped resonators, each resonator containing three blocks with different numbers of varicap pairs. The main reason for using this

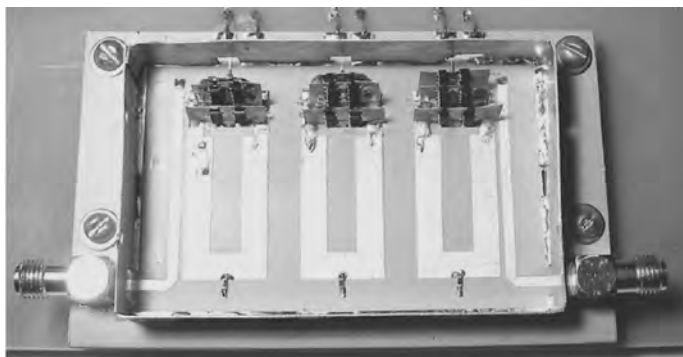


Fig. 7. Design of a tunable three-resonator filter with U-shaped resonators, each resonator containing three blocks with different numbers of varicaps.

design is that the varicaps operate in the higher-voltage region of their characteristics, where the values of the tuning capacitance are smaller and the values of varicap quality factor Q_c are, respectively, higher. In the experimental filter, three blocks with six, five, and eight pairs of varicaps were used.

The use of a single block with six pairs of varicaps in a range of control voltage from 12.5 to 28 V resulted in a change in filter operating frequency F_0 from 360 to 470 MHz. In this case, parameter A took values from 5 to 3.5 dB. When a second block with five pairs of varicaps was connected and the control voltage was varied in the same range, the filter tuning range was 280 to 360 MHz and parameter A varied from 4.1 to 2.7 dB. When a third block with eight varicap pairs was connected to the U-shaped resonator, the total number of varicaps amounted to 19. In this case, the variation of the control voltage from 15 to 28 V resulted in the filter operating-frequency tuning from 225 MHz to 280 MHz and in variation of parameter A from 2.8 to 2.2 dB. Frequency dependences of A for the filter containing three vertical blocks with different numbers of varicaps are shown in Fig. 6 (dashed lines). The total tuning range of the filter under consideration was 225–470 MHz (70.5%), and parameter A varied from 5.0 to 2.2 dB. Thus, the use of three blocks with different numbers of varicaps in a U-shaped filter resonator resulted in a decrease in parameter A by 16.6% (from 6.0 to 5.0 dB) and in an increase in the filter tuning range from 56% to 70.5%.

The filter including several blocks with each block containing a different number of varicap pairs can be considered as a promising configuration that allows further improvement of electrically tuned filters. The blocks with different numbers of varicaps can be switched by microelectromechanical systems (MEMS).

Quantity $IP3$ of the experimental filter with eight pairs of varicaps contained in each resonator varied from 15.5 to 18.5 dBm (see table). The minimum (worst) value equal to $IP3 = 15.5$ dBm was obtained at the lower boundary of the frequency range (225 MHz) at a relative bandwidth of 1.59%. The maximum value equal to $IP3 = 18.5$ dBm corresponded to a frequency of 400 MHz and a relative bandwidth of 1.32%. As control voltage rises, quantity $IP3$ increases. This is due to a decrease in the varicap nonlinearity at high inverse voltages and to a decrease in ratio U_c/U , where U_c is the voltage across the varicap induced by the signal.

Two-resonator varicap-based Micro-Pole Series filters exhibit $IP3 = 10$ dBm at the relative bandwidth $FBW = 4\%$. The tested filter with U-shaped resonators has an advantage over them: its parameter $IP3 = 15.5$ dBm at $FBW = 1.59\%$. The difference between the $IP3$ values is 5.5 dBm. For the comparison of the $IP3$ parameters to be more accurate, the same relative-bandwidth values should be used. It is shown in [5] that a decrease in FBW is accompanied by a decrease in $IP3$. As this bandwidth decreases from 4 to 1.6%, $IP3$ decreases by 7 dBm. Therefore, we can state that $IP3$ of the experimental filter is higher than that of the varicap-based Micro-Pole Series filters by 12 to 12.5 dBm. This significant advantage is achieved due to the back-to-back varicap connection, which reduces the influence of the spurious nonlinear effects. A further increase in $IP3$ of the experimental filters can be achieved through the use of varicaps with higher inverse voltage, e.g., $U = 60$ V or higher.

One may expect that the use of many varicaps will reduce the filter reliability. However, this is not so. If a resonator contains a single varicap and this varicap fails, then the entire filter fails; however, if a filter contains ten varicaps and two or three of them fail, the filter remains operational, except that the control voltage drops. The above-considered approach to filter designing is also

applicable to filters based on ferroelectric capacitors, which have recently received considerable attention [10].

CONCLUSIONS

An approach to designing electrically tuned bandpass filters that is based on the use of U-shaped microstrip resonators with several varicaps connected to each resonator is proposed. The equations defining the resonance frequencies of a U-shaped loop resonator containing a capacitance have been obtained, and its main properties have been determined.

On the basis of the new approach, experimental tunable filters have been developed whose characteristics surpass those of commercial varicap-based filters: the center-frequency filter loss is reduced by more than a factor of 1.5, and the third-order intermodulation-distortion factor $IP3$ is increased by 12 dBm.

These filters can be used to obtain narrow bandwidths of 2% or less. For the first time, in filters based on semiconductor varicaps, a dissipative-loss that corresponds to that of filters based on $p-i-n$ diodes has been obtained. The prospects for further improving the characteristics of these filters has been discussed.

REFERENCES

1. P. W. Wong and I. Hunter, IEEE Microwave Mag. 10 (6), 46 (2009).
2. A. R. Brown and G. M. Rebeiz, IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 48, 1157 (2000).
3. B.-W. Kim and S.-W. Yun, IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 52, 1279 (2004).
4. B. Kapilevich, Microwave J., No. 4, 106 (2007).
5. [http:// www.polezero.com](http://www.polezero.com)
6. E. V. Zelyakh, L. R. Fel'dshtein, V. S. Yavich, and V. S. Brilon, Miniature UHF and VHF Devices Based on Transmission-Line Segments (Radio i Svyaz', Moscow, 1989) [in Russian].
7. A. V. Zakharov, Radiotekh. Elektron. (Moscow) 30, 1373 (1985).
8. V. S. Andreev, Theory of Nonlinear Electric Circuits (Radio i Svyaz', Moscow, 1982) [in Russian].
9. Handbook on Elements of Stripline Devices, Ed. by A. L. Fel'dshtein (Svyaz', Moscow, 1979) [in Russian].
10. J. S. Hong, IEEE Microwave Mag. 10 (6), 73 (2009).

М.Е. Ильченко, Л.А. Урывский

АСПЕКТЫ СИСТЕМНОГО АНАЛИЗА В ПРИКЛАДНОЙ ТЕОРИИ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Ключевые слова: системный анализ, телекоммуникации, прикладная теория информации.

С началом XXI века человечество обратилось к принципиально обновившейся концепции своего глобального развития, а именно к концепции построения “информационного общества”, в которой главными продуктами производства становятся информация и знания. Реальным отображением воплощения такой концепции являются процессы, объединенные понятием “информатизация” и направленные на построение и развитие телекоммуникационной инфраструктуры, которая связывает территориально распределенные информационные ресурсы.

Возрастание роли знаний, информации и информационных технологий в жизни общества объективно делают информатизацию инструментом создания глобального информационного пространства, обеспечивающего эффективное информационное взаимодействие людей, их доступ к мировым информационным ресурсам и потребности в информационных продуктах и услугах.

В основе информатизации лежат инструментарии информационных и коммуникационных технологий. Безусловно, тенденция к неуклонному росту объемов создаваемой, обрабатываемой и хранимой информации не может быть нарушена, и разрешить эту часть проблемы призваны компьютерные технологии.

Другая сторона проблемы растущих информационных ресурсов заключается в требовании перемещения этих ресурсов

с большей скоростью, на большие расстояния, для большего числа потребителей. Эта сторона проблемы возложена для решения на новейшие волоконно-оптические, спутниковые, беспроводные широкополосные технологии, на Интернет, то есть на телекоммуникационные системы или, иначе, на телекоммуникации [1], которые являются неотъемлемой частью глобального процесса информатизации. Однако ни одна транспортная система не проектируется, не строится и не развивается без количественных характеристик тех объектов, для транспортировки которых она создается.

Таким образом, новая проблема заключается в существующем противоречии между фактическим использованием телекоммуникационных систем *для передачи информации* и отсутствием *методологических принципов* использования *количественной меры информации* для анализа и синтеза современных телекоммуникационных систем.

Разрешить сформулированную проблему призвана прикладная теория информации для телекоммуникаций как совокупность обобщенных положений, образующих раздел науки об использовании количественной меры информации в конкретной области знаний — телекоммуникациях.

Центральная задача исследования в прикладной теории информации для телекоммуникаций: формулировка методологических принципов и разработка методов, позволяющих применить положения теории информации к задачам построения и анализа современных телекоммуникационных систем.

Суть дальнейшего изложения заключается в описании нового направления исследований в телекоммуникациях в виде прикладной теории информации, отображаемом (следуя принципам системного анализа [2]) последовательностью действий по установлению структуры исследований информационно-телекоммуникационных систем и структурных связей между элементами этого исследования.

Следуя избранному методу научного познания, необходимо прежде всего точно определить объект исследования и описать его как объект системного анализа.

Телекоммуникации — отрасль технической деятельности и научных знаний, занимающаяся вопросами транспортировки информации с использованием процедур формирования, преобразования и обработки электрических сигналов. **Сигнал** выступает как материальный носитель сообщений, которые, в свою очередь, являются формой отображения транспортируемой информации. Следовательно, предельные возможности телекоммуникационных систем по передаче информации ограничены их возможностями по передаче электрических сигналов.

Теория информации, сложившаяся как самостоятельная, строгая и универсальная математическая наука, связанная с количественной мерой информации, породила параллельные отрасли знаний, широко используемых в телекоммуникациях (теорию помехоустойчивости, теорию помехоустойчивого кодирования и т.п.), но не заняла достойного места в практике анализа, синтеза и конструирования телекоммуникационных систем. Причиной этого является то обстоятельство, что в моделях Шеннона — автора теории информации, и его последователей явно не представлена категория “канал” (есть подобие категории “линия связи”), а также принципиально не учтены те преобразования электрических сигналов, которые присущи телекоммуникационному каналу в его многообразных формах.

Корректно описать канал позволяет сложившаяся архитектура эталонной модели взаимодействия открытых информационных систем (ЭМВОИС), принятой Международной организацией стандартов (ISO) в виде совокупности международных стандартов. В рамках ее архитектуры сферой решения упомянутых задач являются два нижних уровня:

- физический уровень (Physical layer);
- канальный уровень (Data link layer).

Физический и канальный уровни ЭМВОИС определяют объект исследования прикладной теории — канал телекоммуникаций. При этом категория “канал” выступает как одно из самых многогранных понятий в телекоммуникациях.

На канальном уровне канал представляет, прежде всего, топологическое понятие, заключающееся в совокупности действий, связанных с передачей сигналов и информации между двумя объектами, соединенными средой передачи без промежуточных объектов. Центральными на канальном уровне выступают задачи моделирования доступа, занятия канала, пребывания канала в состоянии занятости и разъединения. Выходными характеристиками выступают вероятностно-временные параметры: производительность (объем обслуженной нагрузки) и своевременность.

На физическом уровне канал представляет совокупность устройств и линии связи между двумя объектами, однако без решения задач доступа, занятия и высвобождения канала. Центральными на физическом уровне выступают задачи определения потребности в частотном и энергетическом ресурсах для достижения заданной скорости передачи символов при заданной достоверности. Выходными характеристиками являются достоверность и параметры физических ресурсов.

Совокупность направлений исследований информационных свойств телекоммуникационных каналов здесь объединена понятием прикладной теории информации для телекоммуникаций. Такая теория сочетает в себе, с одной стороны, идею объединения качественных и количественных характеристик канала на физическом уровне на базе количественной меры информации, а с другой — идею объединения задач физического и канального уровней на базе все той же количественной меры информации.

Целью реализации данных направлений исследования с позиций теории, является формулировка методов и принципов оценки информационных ресурсов и информационных возможностей каналов телекоммуникаций для использования этих оценок в процедурах анализа и синтеза свойств телекоммуникационных каналов на основе количественной меры информации. С позиций практических целью реализации данных направлений является выявление соотношений между информационными свойствами источников сообщений, объемами информации, которые необходимо передать по каналу связи, и требуемыми для этого характеристиками систем пе-

редачи с учетом реальных процессов формирования и обработки сигналов, каналаообразования и организации доступа к каналам

Следующим этапом развития принципов системного анализа является задача построения методологии (формулировка методологических принципов) описания количественных и качественных характеристик каналов телекоммуникаций.

Теория информации как самостоятельное научное направление сформировалось на основе введение К. Шенноном способа измерения количества информации. Исследование количественной стороны информации определила главную задачу теории информации: максимизацию средней скорости передачи (пропускной способности канала), или, иначе, достижение наибольшего количества информации, переданного за единицу времени при заданных условиях.

Параллельно на основе работ В.А. Котельникова развивалось другое научное направление исследования свойств каналов связи — теория помехоустойчивости. Главной задачей теории помехоустойчивости является отыскание таких способов передачи и приема, при которых обеспечивалась бы наивысшая достоверность принятого сообщения — наилучшее качество передачи при заданных условиях.

Использование результатов работ К. Шеннона и В.А. Котельникова дало возможность определить, насколько конкретная технология близка к идеальной по своей способности выделять сигнал из смеси его с помехами, сохраняя информационные признаки сигнала.

Обе задачи являются, по сути различными сторонами одного и того же процесса транспортировки информации при ее передаче и приеме. Однако в действующей практике анализа и синтеза телекоммуникационных систем информационный подход уступает подходу на основе критериев достоверности. Прикладная теория информации призвана установить диалектическую связь между этими подходами.

Рассмотрим выражение для вычисления пропускной способности C симметричного дискретного канала, определяемое в соответствие с принципами Шеннона,

$$C = V_C \cdot [\log M - p_{OШ} \cdot \log \frac{p_{OШ}}{M-1} - (1 - p_{OШ}) \cdot \log(1 - p_{OШ})] = \quad (1)$$

$$= V_C \cdot \varphi[M, p_{OШ}],$$

где $V_C = 1/\tau_c$ – скорость передачи последовательности символов в линии связи длительностью τ_c ; M – позиционность дискретного сигнала, передаваемого по линии связи, $\varphi[M, p_{OШ}]$ – удельная пропускная способность канала на символ источника. Значения вероятности $p_{OШ}$ является функцией, убывающей с ростом значения энергетических параметров линии связи:

$$h^2 = E_S / N_0 = P_S / (V_C \cdot N_0) = \alpha / V_C, \quad (2)$$

где $\alpha = P_C / N_0$ определяется при известных значениях мощности P_S (или энергии E_S) сигнала и спектральной плотности помех N_0 в точке приема.

Итак, значение пропускной способности C определяется в виде произведения скорости V_C передачи символов в канале, которая имеет тенденцию к возрастанию в силу стремления передать больше символов в единицу времени, и множителя $\varphi[M, p_{OШ}]$, убывающего с ростом скорости V_C за счет увеличения вероятности ошибки $p_{OШ}$.

Две встречные тенденции порождают ожидание экстремума $C_{MAX}(\alpha)$, зависящего не только от энергетического параметра α , но и от позиционности сигнала M , избранного вида манипуляции и способа обработки.

Применительно к задаче рациональной границы пропускной способности дискретного канала критерием достижения целевой функции является функционал:

$$C^*(\alpha, V_C)_{доп} : \{ C^*(\alpha, V_C) - C_{MAX}(\alpha) \leq \Delta \epsilon_{с доп} \}, \quad (3)$$

где $C^*(\alpha, V_C)_{доп}$ – искомое значение пропускной способности дискретного канала.

Компромисс между стремлением достичь наибольшего значения пропускной способности канала $C(\alpha, V_C)$ (например, на величину $\Delta \epsilon_{с доп}$ ниже экстремума) и допустимым значени-

ем достоверности приема символов в канале $p_{ош}$ выражается соотношением (3).

Новизна подхода к известному выражению (1) в рамках прикладной теории информации на основе функционала (3) заключается в том, шенноновская пропускная способность C не рассматривается как фиксированная граница, а исследуется как динамичная величина, растущая с увеличением скорости передачи символов на фоне ниспадающей достоверности приема символов в линии связи. Обеспечить требуемую достоверность символов для получателя при высоких значениях C позволяют методы помехоустойчивого кодирования. Именно в рамках теории помехоустойчивого кодирования удастся установить количественные соотношения между вероятностью ошибочного приема символов на выходе линии связи $p_{ош}$ и вероятностью ошибочного приема символов на выходе декодера $p_{дек} \ll p_{ош}$. С этих позиций одновременное достижение высокой скорости передачи и требуемой достоверности в каналах с заданными энергетическими свойствами перестает быть противоречивой задачей.

Традиционно группа задач, связанных с теорией информации, теорией помехоустойчивости и теорией помехоустойчивого кодирования замыкаются на физическом уровне. Между тем исследования последних лет показали, что вопросы, связанные с передачей информации: помехоустойчивостью, выбором сигнала, способа модуляции и обработки, тесно переплетаются с вопросами организации доступа к каналу, обслуживания, числу участников. Такие задачи плавно перерастают в каналные задачи.

Так, обращение к теории массового обслуживания [3] позволяет на канальном уровне определить и оптимизировать параметры производительности (через объем обслуженной нагрузки $Y_{обсл}$) и своевременности (через среднее время пребывания заявки в системе $\tau_{сист}$).

Однако в сложившейся практике исследований специалисты физического и канального уровней не взаимодействуют, оперируют независимыми моделями, определяют характеристики телекоммуникационных систем, которые в явном виде не связаны.

Специалисты в области теории телетрафика в рамках канального уровня оперируют категориями доступа к каналу, интенсивности заявок, интенсивности обслуживания, не исследуя при этом природу сигнала как переносчика информации. Специалисты в области помехоустойчивости и других задач физического уровня исходят из предпосылки, что канал связи всегда доступен, они исследуют другие его характеристики: энергию сигнала, помехи и т.д.

Симптоматично, что такая ключевая категория как «пропускная способность» в этих двух разных уровнях ЭМВ ОИС имеют совершенно разное определение и смысл. На физическом уровне пропускная способность — это мера предельных возможностей физического канала с заданными характеристиками по передаче информации (в единицах количества информации). На канальном уровне пропускная способность — это категория, эквивалентная показателю объема обслуженной нагрузки (в единицах времени обслуживания независимо от количества переданной информации).

Следовательно, важной методологической задачей является соединение исследований в этих смежных уровнях для прорыва “блокады невосприятия” между знаниями специалистов физического уровня и специалистов канального уровня.

В рамках разрешения этой задачи методологический базис прикладной теории информации для телекоммуникаций составляют смежные образующие теории: информации (И), помехоустойчивости (П), помехоустойчивого кодирования (К), телетрафика (Т) (см. Табл. 1).

Объединение указанных областей знаний порождает задачу синтеза объединенной модели оценки информационных возможностей каналов телекоммуникаций, включающую направления исследований:

- построение модели процесса передачи информации с использованием параметров телетрафика на канальном уровне и характеристик достоверности приема символов на физическом уровне;
- анализ информационных возможностей каналов с учетом объединения характеристик и свойств каналов телекоммуникаций на физическом и канальном уровнях;

– установление закономерностей изменения производительности канала связи от его пространственно-энергетических параметров с учетом требований к достоверности передаваемых по линии связи символов.

Таблица 1.

Принципы объединения методологических признаков образующих теорий в прикладной теории информации для телекоммуникаций

Методологические признаки	Характеристики признаков	Связь с теориями
Уровень модели	Физический, канальный	И, П, К, Т
Объект рассмотрения	Информация	И
Классификационные признаки	Непрерывная, дискретная	И, П
Элементы системы передачи	Источник, линия передачи, получатель	И, П, К
Количественный признак	Количество информации	И
Характеристика передаваемой информации	Энтропия источника, избранный вид модуляции, код канала, энергетические характеристики передатчика, способ каналаобразования	И, П, К
Характеристика линии	Ослабление сигнала, отношение энергии сигнала к спектральной плотности шума в точке приема, пропускная способность, производительность системы передачи	И, П, К, Т
Критерии оптимизации	Максимум взаимной информации, минимум частотно-энергетических ресурсов	И, П
Инструменты оптимизации	Кодирование источника, выбор кода канала, вида модуляции, способа доступа к каналу	И, П, К, Т

Одна из моделей процесса передачи информации с использованием параметров телетрафика на канальном уровне и характеристик достоверности приема символов на физическом уровне синтезируется на основе исследования систем с конфликтом доступа. Так, конфликт доступа можно наблюдать в радиосистемах с обобществленным частотным ресурсом и децентрализованным доступом к нему со стороны абонентов.

Адекватным для таких систем является аппарат описания СМО для случая, когда состояние системы “занят–свободен” применительно к прибору обслуживания нельзя определить достоверно. Тогда под “конфликтом доступа” следует понимать ситуацию, когда при поступлении очередной заявки прибор обслуживания оценивается как свободный, но в момент занятия оказывается занятым другой заявкой, поэтому теряет право обслуживания. Вероятность такого конфликта оценивается вероятностью p . Еще одна интерпретация «конфликта доступа» может отображаться случаем, когда прибор обслуживания (физически) остается единственным, но с некоторой вероятностью $q = 1 - p$ он может одновременно обслуживать и другую заявку, формально отображая работу нескольких приборов обслуживания.

Неопределенность состояний системы “занят–свободен”, выраженная через вероятностную меру q , не просто «прореживает» поток поступающих заявок, а меняет структуру и статистику состояний при известном допустимом числе заявок в системе [4].

Традиционно критерии оптимизации на канальном уровне связан с избранной дисциплиной обслуживания D и интенсивностью входящей нагрузки ρ :

$$\max_{(D, \rho)} \{Y_{ОБСЛ}\} = \min_{(D, \rho)} \{p_{отказ}\}. \quad (4)$$

Если принять, что условия доступа к среде передаче на канальном уровне зависят от требований к качеству связи (через допустимую в канале вероятность ошибки $p_{доп}$ при соответствующем значении энергетического фактора физического уровня $h^2 = E_s/N_0$), то производительность системы $Y_{ОБСЛ}$, а также ресурсы пребывания заявки в системе $Z_{сист}$ и в очереди $r_{очер}$ оказывается функцией параметров физического уровня:

$$Z_{СИСТ} = Y_{ОБСЛ}(q) + r_{ОЧЕР}(q), \quad (5)$$

где q – вероятностная мера успешности реализации процедуры доступа к среде передачи на канальном уровне с учетом требований к качеству связи на физическом уровне:

$$q = f(h^2, p_{\text{дон}}) . \quad (6)$$

Количественная мера информации оказывается задействованной в функционале оптимизации, выступающим в объединенной модели аналогом критерия (4), в виде:

$$\max_{(D, h^2, q)} \{I_{\text{СИСТ}}\} = \max_{(D, h^2, q)} \{I(h^2) \cdot Y_{\text{ОБСЛ}}(q)\} , \quad (7)$$

где $I_{\text{СИСТ}}$ – количество информации, передаваемой в рассматриваемой системе за нормированный промежуток времени (например, 1 час в “час наибольшей нагрузки” – ЧНН), бит; $I(h^2)$ – количество информации, передаваемой в рассматриваемой системе за единицу времени, исходя из показателей физического уровня (вне процедур доступа), бит/с; $Y_{\text{ОБСЛ}}(q)$ – интенсивность обслуженной нагрузки, исходя из показателей канального уровня с учетом процедур доступа (дисциплины обслуживания D) за нормированный промежуток времени (например, за 1 час в ЧНН), Эрл.

Таким образом, функционал оптимизации (7) исчерпывает проблематику построения методологии описания количественных и качественных характеристик каналов телекоммуникаций в рамках рассматриваемой совокупности задач.

В рамках представленной модели функционал для оценки выигрыша в производительности системы (выраженный в процентах) от ужесточения требований (через допустимое значение $h^2_{\text{дон}}$) имеет вид:

$$i_{\text{СИСТ}}(\%) = \{I(h^2_{\text{дон}}) / I(h^2_{\text{макс}})\} * \{Y_{\text{ОБСЛ}}(h^2_{\text{дон}}) / Y_{\text{ОБСЛ}}(h^2_{\text{макс}})\} - 1. \quad (8)$$

Функционал оптимизации (8) отображает методологию описания количественных и качественных характеристик каналов телекоммуникаций в рамках объединенной модели оценки информационных возможностей каналов телекоммуникаций, дополняя функционал (6).

На рис.1 представлено графическое отображение реализации функционала (8) в одной из исследованных телекоммуникационных систем с когерентной обработкой сигналов фазовой манипуляции, которое содержит экстремум исследуемой зависимости $i_{\text{СИСТ}}(\%)$.

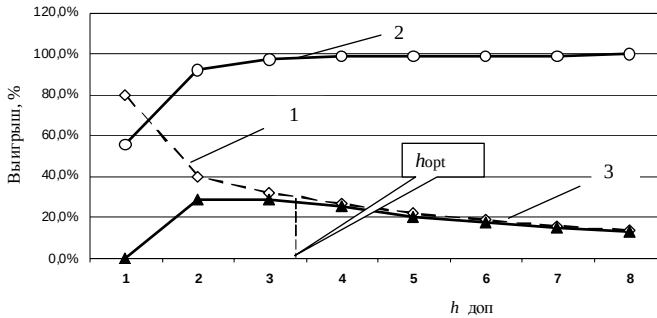


Рис.1. Графическое отображение производительности системы в рамках объединенной модели: 1 — относительная производительность, 2 — относительная пропускная способность, 3 — относительная обобщенная производительность $i_{сист}$.

Таким образом, совокупность сформулированных методологических принципов новой прикладной теории позволяет классифицировать класс ее проблем как хорошо структурированные (*well-structured*), или количественно сформулированные проблемы, в которых точно выявлены существенные зависимости. В соответствии с действующими принципами именно в этом случае достигается наивысшая эффективность решения проблем с помощью методов системного анализа.

На основании изложенного можно сделать следующие выводы.

1. Совокупность направлений исследований информационных свойств телекоммуникационных каналов объединена понятием прикладной теории информации для телекоммуникаций. Такая теория сочетает в себе, с одной стороны, идею объединения качественных и количественных характеристик канала на физическом уровне на базе количественной меры информации, с другой — идею объединения задач физического и канального уровней на базе все той же количественной меры информации.

В рамках прикладной теории информации для телекоммуникаций впервые рассмотрена совокупность преобразований электрических сигналов, сформированных на выходе непрерывных и дискретных источников, и передаваемых по непрерывным, дискретным и цифровым каналам. Такая сово-

купность соответствует всему множеству возможных сочетаний свойств источников и линий связи, образуя единую информационно-телекоммуникационную систему на физическом и канальном уровнях ее описания.

2. Основные методологические принципы предлагаемой прикладной теории информации для телекоммуникаций сводятся к следующим формулировкам:

- новая теория охватывает задачи как физического, так и канального уровня, создавая предпосылки для использования количественной меры информации в задачах ЭМВ ОИС более высоких уровней;

- объектом рассмотрения выступает телекоммуникационный канал, по которому передается информация посредством сигналов, содержащих признаки транспортируемой информации;

- количественная мера информации прилагается к случаям как дискретной, так и непрерывной форм информации в дискретных, непрерывных и цифровых каналах телекоммуникаций;

- критерием эффективности и оптимизации параметров системы является максимум взаимной (транспортируемой) информации при минимальных частотно-энергетических ресурсах;

- инструментами оптимизации выступают:

- средства кодирования сообщений источника с целью повышения помехоустойчивости;

- выбор вида модуляции;

- выбор способа обработки сигнала;

- выбор способа доступа к обобществленным ресурсам канала связи.

3. Перспективность исследований в рамках прикладной теории информации для телекоммуникаций заключается в том, что, преодолев методологическую преграду между задачами физического и канального уровней, соединив эти уровни в одной методологии, можно двигаться к прозрачной методологии построения телекоммуникационных систем от физического уровня к высшим уровням в рамках эталонной модели ОИС на базе общего критерия — информационной эффективности.

4. В представленном виде концепция прикладной теории информации для телекоммуникаций полностью отвечает принципам системного анализа и развивает одно из его актуальных прикладных направлений, предлагая для решения хорошо структурированных, количественно выражаемых проблем точно сформулированные критерии оптимизации и методы их достижения.

В новой теории отображены наиболее существенные аспекты системного анализа:

- описание телекоммуникационной системы как объекта системного анализа;
- формулировка проблематики и определение целей исследования;
- определение критериев достижения целей;
- построение моделей для обоснования решений;
- разработка методов для поиска оптимальных (или допустимых) вариантов решения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Ільченко М.Ю., Кравчук С.О.* Сучасні телекомунікаційні системи.— К.: Наук. думка, 2008. — 328 с.
2. *Згуровський М.З., Панкратова Н.Д.* Системний аналіз: проблеми, методологія застосування. — К.: Наук. думка, 2005. — 744 с.
3. *Гнеденко Б.В., Коваленко И.Н.* Введение в теорию массового обслуживания.— М. : Наука, 1987.— 336 с.
4. *Урывский Л.А.* Обобщение процесса “размножение и гибели” на системы с “конфликтом доступа”// Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку: Науково-виробничий збірник. — 2009. — 7, № 1. — С. 97–104.

Поступила 08.05.2010

М.Е. Ильченко, А.В. Мошинская, Л.А. Урывский

РАЗГРАНИЧЕНИЕ И СЛИЯНИЕ УРОВНЕЙ ЭТАЛОННОЙ МОДЕЛИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Ключевые слова: *информационное общество, информационно-телекоммуникационные системы, эталонная модель взаимодействия открытых систем, прикладная теория информации.*

В современном мире пространство телекоммуникаций переживает эпоху бурной эволюции, потенциал которой накапливался на протяжении последних двух десятилетий. Такая эволюция проявляется в нескольких важных направлениях. Главным направлением следует считать тенденцию к слиянию ранее взаимно независимых технологий: информационных и телекоммуникационных.

В стратегии развития цивилизованных стран доминирующей становится концепция информационного общества, в котором материальной основой становятся информационно-телекоммуникационные технологии (ИТТ). В них тесно переплетаются задачи создания, хранения, свободного обмена в неограниченном пространственном ресурсе значительных объемов информации, которые движутся от источников к многочисленным потребителям [1–3].

Таким образом, информационное общество формируется как глобальное. Оно включает в себя: мировую «информационную экономику», единое мировое информационное пространство; глобальную информационную инфраструктуру.

В информационном обществе деловая активность перетекает в информационно-коммуникативную среду — масштабную телекоммуникационную сеть, предназначенную для удовлетворения личностных, социально-групповых и обществен-

ных информационно-коммуникационных потребностей ввиду использования информационно-телекоммуникационных технологий.

Следствием реализации базового направления эволюции является технологическая конвергенция, т.е. формирование единой интегрированной информационной платформы на основе слияния телекоммуникационной, компьютерно-электронной, аудиовизуальной техники. Эта тенденция порождает конвергенцию (т.е. слияние) информационных услуг.

Как во второй половине XX в. телевидение интегрировало в себе другие средства массовой коммуникации (радио, кино, прессу), создав масс-медийную среду, таким же образом и современная информационно-телекоммуникационная среда объединяет разнокачественные информационные потоки в единое пространство, которое может быть названо гипермедиа. Его основу составляет Интернет и беспроводные приложения, которые вбирают все массовые средства коммуникаций, включая телевидение.

В результате за последние двадцать лет мировые технологии передачи информации отделились от фазы преобладания стационарной телефонной сети, как основной формы средств коммуникаций, и перешли к фазе преобладания мобильных средств связи, росту объема Интернет-коммуникаций, распространению широкополосных беспроводных систем [3].

Таким образом, телекоммуникационная компонента ИТТ становится системой передачи информации (СПИ), предназначенной для доставки информации от одного объекта (источника информации) другому объекту (получателю информации).

Технической основой конвергенции услуг является цифровизация и пакетирование, т.е. унификация формы транспортируемых сообщений. Цифровая электроника преобразует любую информацию (текстовую, графическую, звуковую, видео) в потоки бит, т.е. соединяет разнокачественные информационные потоки в едином пространстве.

Появление и глобальное распространение Интернета означает новое (потенциально необъятное) расширение круга участников общения. С одной стороны, это порождает тенденцию к общности технологий для создания локальной и

магистральной инфраструктуры. С другой стороны, происходит интернационализация всего глобального процесса развития и совершенствования ИТТ на основе международного разделение труда в производстве и интеграции сетей на платформе стандартизации.

Конструктивным инструментом организации международного сотрудничества в сфере ИТТ стала модель взаимодействия открытых систем OSI (Open Systems Interconnection Reference Model) – абстрактная модель, объединяющая международные стандарты для сетевых коммуникаций и разработки сетевых протоколов.

Модель OSI отображает многоуровневый подход к построению сети. Каждый уровень обслуживает свою часть процесса взаимодействия. Благодаря такой структуре совместная работа сетевого оборудования и программного обеспечения становится более простой и понятной.

Проблема исследования телекоммуникационных систем на основе эталонной модели OSI заключается в том, что уровни модели являются настолько автономными, что их задачи не пересекаются. Соответственно и общая реализация системы построена таким образом, что специалисты, исследующие особенности того или иного уровня модели, оперируют категориями внутри конкретного пространства знаний о системе и не затрагивают проблематики состояния других уровней. Данная ситуация возникла ввиду того, что модель OSI не содержит категории, которая могла бы объединить иерархические уровни.

Негативным в вопросе технологического разграничения уровней эталонной модели стало также разграничение сфер научного исследования различных аспектов функционирования информационно-телекоммуникационных систем. При этом исследование единого информационного пространства объективно подразумевает универсальный подход к описанию информационных потребностей и информационных возможностей этого пространства и его компонент.

Цель дальнейшего изложения заключается в формулировке принципов системного подхода к анализу и синтезу современных телекоммуникационных систем на основе объединяющей категории – информация. Именно такой подход к

оценке систем передачи информации является объективным при сопоставительном анализе и синтезе новых информационно-коммуникационных технологий.

Прежде чем обратиться к концепции слияния уровней модели OSI, следует более подробно остановиться на действующих принципах разграничения уровней.

Эталонная модель OSI является базовой архитектурной моделью для всех известных систем передачи сообщений. При рассмотрении конкретных прикладных телекоммуникационных систем проводится сравнение их архитектуры с моделью OSI.

Эталонная модель OSI распределяет проблему передачи информации на семь сопрягаемых задач согласно иерархическим уровням. Конкретизация каждой задачи производилась по принципу относительной автономности. Очевидно, что решение каждой автономной задачи выполняется легче.

Каждой из семи областей проблемы передачи информации ставится в соответствие один из уровней эталонной модели. Физической средой в различных телекоммуникационных системах могут быть самые разнообразные средства — от простейшей пары проводов до сложной системы передачи синхронной цифровой иерархии.

Структура разбиения архитектуры сети на уровни эталонной модели OSI отображена в табл.1.

Таблица 1

Форма представления данных	Наименование уровня	Функции
Потоки данных	Прикладной	Доступ к сетевым службам
	Представления	Представление и кодирование данных
	Сеансовый	Управление сеансом связи
Сегменты	Транспортный	Прямая связь между конечными пунктами и надежность
Пакеты	Сетевой	Определение маршрута и логическая адресация
Кадры	Канальный	Физическая адресация
Биты	Физический	Работа со средой передачи, сигналами и двоичными данными

Два нижних уровня эталонной модели OSI реализуются аппаратным и программным обеспечением, остальные уровни, как правило, реализуются программным обеспечением. Эталонная модель OSI определяет перечень стандартных процедур (протоколов), в соответствии с которыми информация проходит через среду передачи (например, оптоволокно) от прикладного процесса-источника (например, по передаче данных) до процесса-получателя.

Уровневая модель OSI исключает прямую связь между соответствующими уровнями разных систем. Взаимодействие уровней происходит в так называемой точке предоставления услуг. Каждый уровень имеет заранее заданный набор функций, которые он должен выполнить для проведения связи.

Таким образом, уровни разграничены за счет решения своих автономных задач.

При разработке новых технологических решений специалистами информационно-коммуникационных технологий предложены несколько моделей, аналогичных сетевой модели OSI: модель DOD — иерархически организованный набор (стек) сетевых Интернет-протоколов TCP/IP, модель IEEE 802 — группа стандартов семейства IEEE.

Эти модели ориентированы на взаимодействие открытых систем и построены по принципу иерархических уровней. Большинство протоколов одинаковы на физическом и на канальном уровнях, но на других уровнях, как правило, используют разные протоколы.

Итак, потребности международной интеграции в сфере создания глобальных информационно-телекоммуникационных технологий обуславливают целесообразность сложившейся многоуровневой иерархии протоколов транспортировки информации.

Вместе с тем потребности прогнозирования путей создания и развития эффективных информационных систем обуславливают необходимость в разработке новых научных методов количественного анализа производительности информационно-телекоммуникационных систем на основе осмысленного слияния уровней модели OSI при адекватном описании процессов транспортировки информации.

На физическом уровне объемы информации пропорциональны скорости передачи информации с заданной достовер-

ностью в канале. На канальном уровне объемы информации трансформируются в интенсивности нагрузки пользователей в системе. На сетевом и высших уровнях возможным критерием эффективности и оптимизации параметров системы является максимум взаимной (транспортируемой) информации при заданных сетевых ресурсах.

Объединение уровней на основе количественной меры информации возможно при обращении к методологическим принципам определения указанных информационных возможностей телекоммуникаций. Интегральным показателем информационных возможностей выступает объем информации, который можно передать в СПИ с требуемым качеством по критериям достоверности и своевременности.

Таким образом, в объединенном пространстве объектом исследования становятся методы повышения пропускной способности, качество передачи сообщений в сетях независимо от уровневой иерархии, а исследуемыми показателями — пропускная способность и производительность цифровых систем связи.

Методологическим базисом нового направления исследований является прикладная теория информации для телекоммуникаций, реализующая идею объединения задач всех уровней модель OSI на базе количественной меры информации. Тем самым новая теория, охватывая на первом этапе задачи физического и канального уровней, в своем развитии создает предпосылки для использования количественной меры информации в задачах исследования характеристик более высоких уровней эталонной модели.

Главным звеном теории информации является сформулированная К. Шенноном количественная (вероятностная) мера информации. Подход Шеннона позволил соизмерить производительность источников информации с отдельными характеристиками каналов ее передачи, определить границу заданной надежности передачи информации.

Первым обобщающим свойством информация является то, что она выступает мерой устранения неопределенности. Количественной мерой неопределенности является энтропия H , которая характеризует степень вариативности микросостояния объекта. Чем выше энтропия, тем большее число су-

ущественно различных микросостояний может содержать объект при данном макросостоянии. С приобретением информации уменьшается неопределенность, поэтому количество информации можно измерять количеством уменьшенной неопределенности, т.е. энтропии. В случае дискретной случайной величины, описывающей состояние объекта информационной среды, энтропия определяется формулой Больцмана

$$H_{\xi} = -\sum P(\xi) \cdot \ln P(\xi), \quad (1)$$

где ξ — случайная величина, $P(\xi)$ — распределение вероятностей этой величины по сумме возможных состояний.

Прикладная теория информации предлагает способы оценки информационных возможностей каналов телекоммуникаций, позволяющие объединить уровни модели OSI [1].

Так, на физическом уровне, задачей выступает обеспечение заданной достоверности в канале при достижении максимальной скорости передачи. Решение такой задачи возможно при обращении к теории помехоустойчивости, теории кодирования и теории информации. В контексте задач физического уровня неопределенность заключается в многообразии форм сообщения, в которые может трансформироваться информация и которые могут быть переданы от источника к получателю в виде сигналов.

На канальном уровне реализуется решение задачи доступа к каналам при известном количестве пользователей.

В общей задаче объединения уровней первичным является решение задачи взаимосвязи показателей физического и канального уровней. Основным показателем физического уровня является скорость передачи в канале, зависящим от многих характеристик канала и сигналов, которые передаются по каналу: вида модуляции, способа кодирования, алгоритма уплотнения и др. Показателями канального уровня выступают интенсивности поступления и обслуживания заявок в системе, которые в свою очередь, зависят от скорости передачи в канале связи.

Примером, иллюстрирующим модели и новые методы анализа параметров единой информационно-телекоммуника-

ционной системы на физическом и канальном уровнях ее описания, выступает описание беспроводной системы класса системы UMTS [4].

Пусть на территории площадью $S = \pi \cdot R^2$ км² расположены абоненты при известной плотности n_0 абон./км² их размещения. Средний объем сообщений, связанных с одним абонентом, составляет G_0 Мбит/час. Если среднее время сеанса с базовой станцией составляет τ_0 минут при скорости передачи V Мбит/с, то среднее количество сеансов связи, необходимых для обслуживания одного абонента составляет

$$\lambda_1 = \frac{G_0}{V \cdot \tau_0}, \quad (2)$$

где G_0/V — время для передачи G_0 Мбит со скоростью V Мбит/с. Суммарная нагрузка Y_Σ Эрл, создаваемая для одной базовой станции в центре территории площадью S , составляет

$$Y_\Sigma = S \cdot n_0 \cdot \lambda_1 \cdot \tau_0 = \frac{\pi \cdot R^2 \cdot n_0 \cdot G_0}{V}. \quad (3)$$

Переменные в правой части (3) представляются независимыми на основании постановки задачи канального уровня. Отображение же в данной задаче параметров физического уровня определяют вариативность параметров R и V в выражении (3).

Для случая функционирования системы связи класса UMTS линия беспроводной связи использует два вида многопозиционной манипуляции:

- ФМ-4, как более помехоустойчивый способ, содержащий 4 бит в одной порции излучения;
- КАМ-16, как менее помехоустойчивый способ, содержащий 16 бит в одной порции излучения.

Цифровой поток передается от базовой станции (БС) к пользовательскому терминалу со скоростью, значение которой зависит от вида манипуляции: 1,2 Мбит/с для ФМ-4 и 3,6 Мбит/с для КАМ-16.

Передатчик базовой станции имеет фиксированную мощность излучения. Радиус R зоны покрытия БС зависит как от заданных требований к качеству связи (через допустимую вероятность ошибки $p_{\text{ош}}$), так и от вида манипуляции: радиус тем меньше, чем жестче требования к качеству связи (меньше $p_{\text{ош}}$). Так, для ФМ-4 радиус R больше, чем для КАМ-16 (рис. 1). Достоверность передачи для сигналов на входе декодера (символов) ниже, чем для сигналов на выходе декодера (бит) при каждом значении d км удаления абонентского терминала от БС.

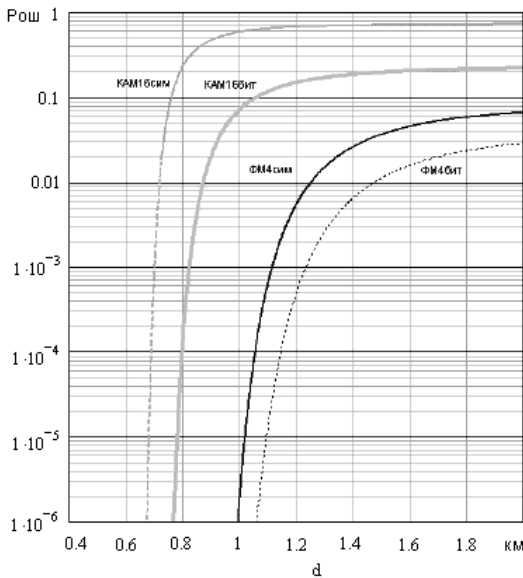


Рис. 1. Кривые зависимости изменения расстояния до БС от вероятности ошибки $p_{\text{ош}}$ для КАМ-16 и ФМ-4.

Функционал, максимизирующий объем переданной в системе информации $I_{\text{СИСТ}}$ при вариации видов модуляции m и энергетического ресурса h^2 , должен учитывать фактор противоречивости условий доставки сообщений с заданной достоверностью $I(p_{\text{ош}})$ и достижения наибольшей обслуженной нагрузки $Y_{\text{ОБСЛ}}(p_{\text{ош}})$:

$$\max_{(m, h^2)} \{I_{\text{СИСТ}}\} = \max_{(m, h^2)} \{I(p_{\text{ош}}) \cdot Y_{\text{ОБСЛ}}(p_{\text{ош}})\}, \quad (4)$$

Из рис. 1 следует, что использование помехоустойчивого кодирования для передаваемых сигналов способствует увеличению радиуса зоны действия БС. При этом скорость кодирования (отношение пользовательской информации к общему объему передаваемых символов) составляет $\rho = 1/2$ или $\rho = 3/4$. Следовательно, избыточность объема передаваемых символов является ценой за достижение высокой достоверности передачи.

Зона охвата территории беспроводной связи имеет форму двух концентрических кругов (рис. 2), внутренний радиус которых определяется применительно к условиям передачи с высокоскоростной манипуляцией КАМ-16, внешний радиус — к условиям со среднескоростной манипуляцией ФМ-4.

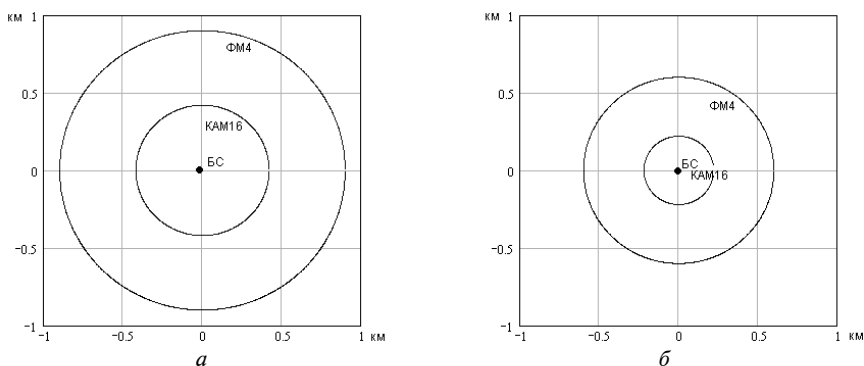


Рис 2. Графическое отображение зон обслуживания при скорости передачи 240кбит/с (а) и 960кбит/с (б).

Управляемые параметры физического уровня (m , h^2) трансформируют параметры модели канального уровня (λ_1 ; $\mu = 1/\tau_0$). Как следует из соотношения (2), изменение скорости V передачи символов в системе влияет на активность (через параметр λ_1) обращения пользователей к базовой станции, меняя не только показатели производительности (3), но и степень конфликта заявок при обслуживании в ограниченном ресурсе беспроводной системы и при вариации дисциплины обслуживания (D):

$$\max_{(D)} \{Y_{\text{обсл}_i}\} \Rightarrow \min_{(D)} \{p_{\text{отказ}_i}\}, \quad (5)$$

где $Y_{\text{обсл}_i}$ — объем обслуженной нагрузки от i -го источника при вероятности отказа в обслуживании $p_{\text{отказ}_i}$.

Варианты формулировки и решения конфликтных задач канального уровня для систем класса CDMA приведены в [5].

Таким образом, на этапе решения задачи объединения показателей физического и канального уровней количественным показателем выступает объем информации, передаваемый от источников мультимедийной информации в общем

потоке переданных символов с учетом избыточности средств обеспечения высокой достоверности данных.

При исследовании процессов, отнесенных к более высоким уровням иерархии, необходимо обратиться к базовому постулату теории информации, согласно которому количественная мера информации связана с мерой неопределенности состояния объекта. В сетевом аспекте это означает, что наличие в потоке данных сведений о способе доставке и маршруте транспортировки сообщения (в ущерб объемам данных пользователя) позволяет преодолеть неопределенность положения пакета в произвольной точке транспортировки.

Обмен управляющей информацией между соответствующими уровнями разных систем производится в виде обмена специальными «заголовками», добавляемыми к полезной информационно-нагрузке. Обычно заголовок предшествует пользовательскому сообщению. Каждый нижележащий уровень передающей системы добавляет к поступившему от вышележащего уровня информационному блоку свой заголовок с необходимой управляющей информацией для соответствующего уровня другой системы. Таким образом, объем передаваемых данных увеличивается при движении сверху вниз по уровням системы.

Объем необходимой для маршрутизации информации в узле, в котором последующий маршрут может быть выбран из N альтернатив, составляет $M = \log N$ бит управляющих данных, добавляемых к блоку данных. Следовательно, если при традиционном подходе полезной считается информация, которую генерирует пользователь, то в новом подходе, источником дополнительной информации, необходимой для передачи, становятся факторы неопределенности состояния этой сети (маршруты, отказы, задержки).

Наличие новых данных существенно сокращает время доставки $t_{\text{дост}}$. За счет исключения время поиска маршрута. Тогда функционал, максимизирующий объем переданной информации G_i от i -го источника при вариации протоколов (P), должен учитывать фактор своевременности:

$$\max_{(P)} \{G_i\} \Rightarrow \min_{(P)} \{t_{\text{дост},i}\}. \quad (6)$$

Рассмотрим условия реализации функционала (6) с позиций действующей практики и перспектив развития сетевых технологий.

Наиболее актуальной является тенденция преодоления разрыва между технологиями локальных и глобальных сетей. Основой для их объединения служит технология коммутации пакетов, применяемая в наше время в вычислительных сетях, а не технология коммутации каналов, используемая при организации телефонной связи. Наиболее ярким свидетельством этого служит глобальная сеть — Интернет. Поэтому на новом витке эволюции сетевые узлы поддерживают как протоколы локальных сетей Ethernet или Token Ring, так и стек (комплект) протоколов TCP/IP, ставший, благодаря Интернету, де-факто универсальным сетевым стандартом [6].

Транспортировка данных в современных сетях с коммутации пакетов осуществляется либо по временно организуемому соединению (виртуальному каналу), либо через передающую среду без предварительного установления соединения и создания виртуального канала.

В последнем случае пакет данных отображается датаграммой (Datagram) — нормированной порцией данных для обмена на сетевом и транспортном уровнях модели OSI.

Динамика соотношений между пользовательской и управляющей информацией особенно наглядно проявляется при взаимодействии протоколов, реализующих разные транспортные технологии. Например, протокол IP был разработан для использования в различных сетевых технологиях, каждая из которых может оперировать пакетами различных размеров. Состоит IP-пакет из заголовка длиной, как правило, 20 байт и поля данных. Пакеты, несущие признаки различных протоколов, включают всю служебную информацию всех участвующих объектов (инкапсулируются в IP-датаграмму). Так, базовая длина пакета IP — Ethernet может изменяться от 72 до 1526 байт при типовой структуре, показанной на рис. 3.

Соответственно, доля пользовательской информации в таком пакете меняется от 75 % до 98 %. Если бы эта доля составляла 95–98 %, то проблему можно было бы считать исчерпанной. Однако существует еще одна очень важная тен-

72-1526 байтов							
Преамбула (7 байтов)	SFD (1 байт)	Конечный MAC-адрес (6 байтов)	Исходный MAC-адрес (6 байтов)	Длина/Тип (2 байта)	Данные MAC-клиента (0-1500 байтов)	Заполняющие байты	Данные контроля кадра (4 байта)

Рис. 2. Наиболее распространенный формат кадра Ethernet.

денция, затрагивающая в равной степени как локальные, так и глобальные сети. В них стала обрабатываться информация, ранее несвойственная вычислительным сетям, — речь, видео-изображения, рисунки. Сложность передачи такой мультимедийной информации по сети связана с ее чувствительностью к задержкам при передаче пакетов данных, а задержки обычно приводят к искажению такой информации в конечных узлах сети. Так как традиционные службы вычислительных сетей (передача файлов или электронная почта) создают малочувствительный к задержкам трафик и все элементы сетей разрабатывались в расчете на него, то появление трафика реального времени привело к большим проблемам.

В настоящее время эти проблемы решаются различными способами, в том числе и с помощью технологии АТМ (Asynchronous Transfer Mode), специально рассчитанной на передачу различных типов трафика. Преимущество технологии АТМ является возможность передавать различные виды трафика с гарантированным качеством. Технология АТМ ☐нформает передавать информацию в диапазоне высоких скоростей — от 25 до 622 Мбит/с. Поэтому на базе технологии АТМ можно создавать высокоскоростные масштабируемые сети, а также объединять сети с различными протоколами на основе легко наращиваемой магистральной и увеличивать пропускную способность по мере развития такой технологии.

Недостатком новой технологии является то, что все пакеты АТМ имеют одну и ту же строго определенную длину — 53 байт (октета). Пять октетов из общего числа используются для служебной информации сети, а остальные 48 — для передачи пользовательской информации. При инкапсуляции (внедрении) в Интернет-среду из 48 байт на IP-заголовок будет затрачено 20 байт. Доля пользовательской информации сократится до 56 %. Как видим, фактор полезного объема данных

является в этом случае явно дорогой ценой за решение задач взаимопроникновения транспортных технологий, конвергенции услуг и сокращения времени доставки пакетов в сети.

Несмотря на значительные достижения в направлении создания однородной среды гипермедиа, необходимы большие усилия, чтобы добиться слияния технологий не только локальных и глобальных сетей, но и технологий любых информационных сетей — вычислительных, телефонных, телевизионных и т. п. Тем самым функционал (6) сохраняет свою актуальность как до конца не реализованный.

Таким образом, предложен новый подход к оценке избыточности цифровых потоков на основе принципов теории информации. Исходя из этого положения, избыточность $\square$ нфоров данных в функциях высших уровней иерархии модели OSI является ценой за достижения высоких показателей своевременности.

В заключение отметим, что ведущим направлением эволюции, которую переживает глобальная информационная инфраструктура в современном мире, следует считать тенденцию к слиянию ранее независимых друг от друга технологий: информационных и телекоммуникационных. Интегрированная технология является информационно-телекоммуникационной.

Потребности международной интеграции в сфере глобальных информационно-телекоммуникационных технологий обуславливают целесообразность использования сложившейся многоуровневой иерархии протоколов транспортировки информации. Это создает среду для проникновения современных технологий на межгосударственные рынки $\square$ нфорлектуального и производственного разделения труда. Технологическое разграничение уровней эталонной модели взаимодействия открытых систем (модели OSI) до сих пор обуславливало и разграничение сфер научного исследования различных аспектов функционирования информационно-телекоммуникационных систем.

Потребности прогнозирования путей создания и развития эффективных информационных систем обуславливают необходимость разработки новых научных методов количественного анализа производительности информационно-телекоммуникационных систем. Такой подход требует целесообразного

слияния уровней модели OSI при адекватном описании процессов транспортировки информации. При этом объектом исследования становятся методы повышения пропускной способности, качество передачи сообщений в сетях независимо от уровневой иерархии, а исследуемыми показателями — пропускная способность и производительность цифровых систем связи. Критерием эффективности и оптимизации параметров системы является максимум взаимной (транспортируемой) информации при заданных сетевых ресурсах и известных требованиях по достоверности и своевременности доставки информации.

Методологическим базисом нового направления исследований является прикладная теория информации для телекоммуникаций, реализующая идею объединения задач всех уровней модели OSI на основе количественной меры информации. Тем самым новая теория, охватывая на первом этапе задачи физического и канального уровней, создает предпосылки для использования количественной меры информации в задачах исследования характеристик более высоких уровней эталонной модели.

В настоящей статье приведены примеры, иллюстрирующие модели и новые методы анализа параметров единой информационно-телекоммуникационной системы на физическом и канальном уровнях ее описания. На этом этапе ключевым показателем является объем информации мультимедийных источников в общем потоке переданных символов с учетом избыточности средств обеспечения высокой достоверности данных.

При обращении к процессам, отнесенным к более высоким уровням иерархии, предложен новый подход к оценке избыточности цифровых потоков на основе принципов теории информации. Тогда актуальным оказывается базовый постулат теории информации, согласно которому количественная мера информации связана с мерой неопределенности состояния объекта. В сетевом аспекте это означает, что наличие в потоке данных сведений о способе доставки и маршруте транспортировки сообщения за счет объема данных пользователя позволяет преодолеть неопределенность положения пакета в произвольной точке транспортировки. Тем самым из-

быточность потоков данных в функциях высших уровней иерархии модели OSI является ценой за достижения высоких показателей своевременности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ильченко М.Е., Урывский Л.А. Аспекты системного анализа в прикладной теории информации для телекоммуникаций // Кибернетика и системный анализ. — 2010. — № 5. — С. 60-67.
2. Згуровский М.З., Статюха Г.А. Роль инженерной науки и практики в устойчивом развитии общества // Системні дослідження та інформаційні технології. — 2007. — № 1. — С. 19-38.
3. Ильченко М. Ю., Кравчук С.О. Телекомунікаційні системи широкосмугового радіодоступу. — К.: Наук. Думка, 2009. — 312 с.
4. Урывский Л.А., Мошинская А.В., Мусинова М.С. Оценка производительности системы связи класса UMTS на основе модели Уолвиша-Икегами // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. — 2010. — № 1(13). — С. 23-27.
5. Уривський Л.О., Прокопенко К.А., Мешковська В.Л. Методи подолання конфліктів трафіку мови та даних в стандарті мобільного зв'язку класу CDMA // Там же. — 2010. — № 3(15). — С. 46 — 51.
6. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. — СПб. : Питер, 2006. — 960 с.

Поступила 11.03.2011

Ильченко М.Е., Нарытник Т.Н.

НАПРАВЛЕНИЯ СОЗДАНИЯ СВЕРХСКОРОСТНЫХ РАДИОТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕРАГЕРЦОВЫХ ВОЛН

Аннотация: Проведен анализ особенностей терагерцового диапазона, возможных сфер его использования, существующей радиоэлектронной элементной базы и рассмотрены направления создания одного из перспективных научно-технических направлений — терагерцовых телекоммуникаций путем разработки в этом диапазоне цифровых телекоммуникационных систем для передачи сверхвысокоскоростных (более 1 Гбит/с) потоков информации. Разработаны варианты схемно-технических решений построения цифровой системы терагерцового диапазона системы в распределенном для фиксированной и межспутниковой служб диапазоне частот 130–134 ГГц с использованием QPSK модуляции и комбинированной QAM/FM модуляции, проведен анализ их пропускной способности. Определены требования к основным параметрам системы и проведен анализ соответствия этим требованиям предложенных методов и принципов построения цифровой радиорелейной системы терагерцового диапазона

I Введение

Терагерцовые волны (частотный диапазон от 100 ГГц до 3000 ГГц) уже давно привлекают внимание разработчиков аппаратуры связи для создания экологически безопасных широкополосных каналов на малых расстояниях в условиях больших городов [1–5]. К особенностям терагерцового диапазона относится значительная зависимость от метеорологических условий поглощения сигналов при передаче в атмосфере, что приводит к снижению надежности связи на больших расстояниях. Однако на малых расстояниях, равных или меньших пяти километров, этот недостаток не только не мешает надежности связи, а даже может быть полезным. Это обусловлено снижением вероятности в этих условиях того, что один из каналов будет мешать другим каналам, и будет снижен электромагнитный фон в окружающей среде, что, в свою очередь, является одним из необходимых условий экологической

безопасности ряда телекоммуникационных систем. С другой стороны, при создании разветвленных систем связи в больших городах наиболее востребованными являются каналы на относительно небольшие расстояния. Кроме того, в терагерцовом диапазоне возрастает емкость канала по сравнению с микроволновым диапазоном, здесь снижаются габариты и вес аппаратуры, которая становится портативной, легко устанавливается и ориентируется в пространстве.

Терагерцовый диапазон в последние годы начал активно осваиваться для создания сверхскоростных (свыше 1 Гбит/с) беспроводных каналов связи и сетей передачи мультимедийной информации, чему способствовали следующие основные обстоятельства:

- большая загрузка наиболее активно используемого участка (1–40 ГГц) микроволнового диапазона и необходимость поиска нелицензируемых более высокочастотных диапазонов;
- значительный рост трафика в сетях доступа и базовых (транспортных) сетях нового поколения широкополосных телекоммуникационных систем;
- достижения в области нанотехнологий и разработка электронных компонентов терагерцового диапазона с приемлемыми параметрами и стоимостью;
- результаты радиофизических исследований распространения электромагнитных волн в области крайне- и гипервысоких (до 3000 ГГц) частот.

Благодаря широкой полосе частот в терагерцовом диапазоне можно реализовать беспроводные каналы связи с высокой помехоустойчивостью для передачи данных со скоростью передачи от 1 Гбит/с посредством простейших видов модуляции, например, двухпозиционной фазовой манипуляции (BPSK) или частотной (FSK). Поскольку простые схемы модуляции не требуют высокой линейности усилителей в передающих трактах, то усилители мощности могут работать в режиме максимальной выходной мощности. Высокая выходная мощность в сочетании с высоким коэффициентом усиления антенны (более 45 дБ) обеспечивает высокую излучаемую мощность, что позволяет компенсировать возможные потери передачи сигнала и делает системы терагерцового диапазона сравнимыми по характеристикам с СВЧ-системами связи [6–

9]. Весьма перспективным представляется создание экологически безопасных радиолиний связи с использованием непрерывных шумовых сигналов терагерцового диапазона при разработке беспроводных персональных канальных (WPAN) и сенсорных сетей передачи цифровых данных на малые расстояния внутри помещений [10–11].

В настоящей работе представлены результаты исследований в одном из перспективных направлений создания новой терагерцовой техники при разработке цифровых телекоммуникационных систем для передачи сверхвысокоскоростных (более 1 Гбит/с) потоков информации.

II Основная часть

На основе проведенного анализа особенностей терагерцового диапазона, возможных сфер его использования (наземная и межспутниковая связь, телевидение — для передачи телевизионных программ высокой и сверхвысокой четкости, радионавигация, системы безопасности, локальные вычислительные сети и т.п.), опубликованных в печатных изданиях технических решений по проектированию радиосистем терагерцового диапазона и существующей элементной базы предложены методы и принципы построения цифровых радиотелекоммуникационных систем для передачи сверхскоростных (более 1 Гбит/с) потоков данных в распределенном, согласно Международной и Национальной таблицам распределения полос радиочастот, диапазоне частот 130–134 ГГц для фиксированной и спутниковой служб.

Показано, что для этого необходимо разработать новую электронную базу терагерцового диапазона на нанoeлектронной основе, которая базируется на новейших достижениях как полупроводниковой электроники, так и информационных и телекоммуникационных технологий. К ней входит комплекс исследований, которые целенаправленно сфокусированы на разработку и создание нового типа источников электромагнитных колебаний, элементов и устройств, которые предназначены для применения в системах терагерцового диапазона. Создание такой элементной базы обеспечит разработку ряда устройств терагерцового диапазона волн: генераторов с высо-

кой стабильностью частоты и низкими фазовыми шумами, преобразователей частоты вверх и вниз, малошумящих усилителей и усилителей мощности, сумматоров мощности многих твердотельных источников, антенных устройств и др.

Анализ пропускной способности R выполнен с использованием формулы Шеннона для модели радиоканала с аддитивным белым гауссовским шумом

$$R = \Delta F \log \left(1 + \frac{P_c}{P_n(\Delta F) + \Delta F N_0} \right),$$

где:

R — максимально допустимая скорость передачи информации без ошибок;

ΔF — полоса частот;

P_c — мощность сигнала на входе приемника;

$P_n(\Delta F)$ — функция мощности помех, которая в общем виде является функцией полосы частот;

N_0 — спектральная плотность мощности шума.

Из приведенной формулы следует, что в общем виде, при расширении сквозной полосы частот появляется риск снижения помехоустойчивости и возникновения частотно-селективных замираний. Однако в терагерцовом диапазоне вследствие того, что создается настолько узкий луч, а отраженный луч практически никогда не возникает, вероятность появления помех ничтожно мала.

Для этого случая на рис. 1 представлены рассчитанные зависимости пропускной способности и отношения сигнал/шум от ширины полосы частот для радиоканалов с аддитивным белым гауссовским шумом.

При этом расстояние между передающей и приемной антеннами выбрано равным 1 км, 3 км и 5 км; мощность передатчика — 20 мВт; эквивалентная входная шумовая температура приемника — 900 К; рабочая частота — 133 ГГц; изоотропный коэффициент усиления антенны — 46 дБ.

Видно, что с ростом ΔF падает значение сигнал/шум, что приводит к ограничению пропускной способности. Кроме того, более влияние на расстояниях более 1 км оказывает ин-

тенсивность дождя. В условиях Украины на этих частотах дальность связи ограничена в пределах 3 – 5 км.

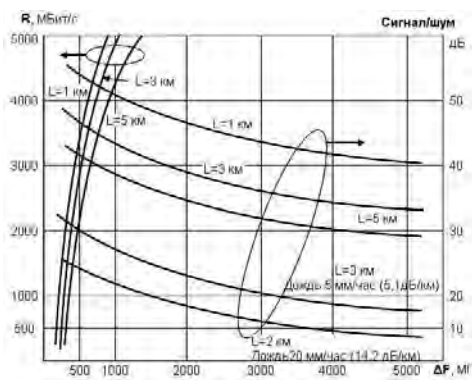


Рис. 1 Зависимость канальной пропускной способности и отношения сигнал/шум от ширины полосы для канала с аддитивным белым гауссовским шумом в условиях свободного пространства и в условиях дождя различной интенсивности в диапазоне частот 130 – 134 ГГц.

зоне широкие полосы для передачи гигабитных потоков. Авторами проанализированы принципы повышения эффективности и помехоустойчивости цифровых методов модуляции, предложена для применения комбинированная цифро-аналоговая модуляция QAM/FM с предельно высокими значениями девиации при частотной модуляции в СВЧ диапазоне [8].

Разработанные схемы построения передающего и приемного трактов радиотелекоммуникационной системы представлены на рис.1 и рис.2.

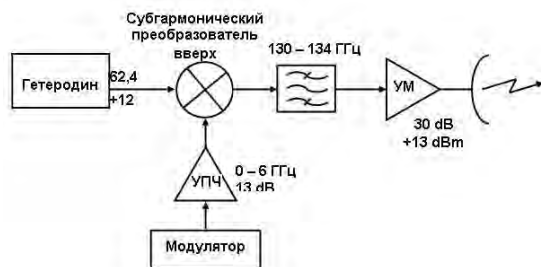


Рис. 2. Структурная схема передающего линейного тракта в диапазоне частот 130–134 ГГц

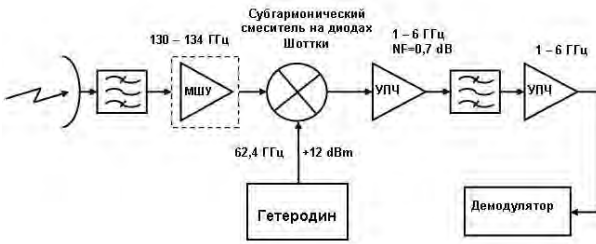


Рис. 3. Структурная схема приемного линейного тракта в диапазоне частот 130–134 ГГц

Линейные тракты передатчика и приемника построены по традиционным схемам с использованием гетеродинных преобразователей. Субгармонический способ преобразования позволит вдвое снизить требуемую частоту гетеродина, упрощая задачу построения гетеродинной цепи.

Проблемы увеличения выходной мощности передатчика и повышения чувствительности приемника остаются главными для обеспечения необходимого качества (коэффициента усиления) системы. В этой связи авторами исследованы направления создания достаточно мощного выходного усилителя передающего трактов с выходной мощностью 20 – 50 мВт и малощумящего входного усилителя с коэффициентом шума в пределах 6 – 10 дБ. Эти проблемы усугубляются отсутствием коммерческих электронных компонентов для выбранного рабочего диапазона системы. Тем не менее предпринимаются попытки создания отдельных устройств приемного и передающего трактов на отечественной элементной базе. Так, при создании малощумящего входного смесителя можно ориентироваться на высокочастотные арсенид-галлиевые диоды Шоттки, разработанные в ОАО «НПО «Сатурн», а построение твердотельного усилителя мощности и гетеродина может базироваться на разработанных в НИИ «Орион» кремниевых IMPATT диодах.

Предложенные авторами методы и принципы построения радиоканала позволяют обеспечить создание радиотелекоммуникационной системы со следующими характеристиками:

- диапазон рабочих частот – 130–134 ГГц.
- дальность действия – до 5 км;
- скорость передачи от 1 Гбит/с;

- мощность передатчика – 10–17 дБм;
- модуляция – QPSK, комбинированная QAM/FM.

При этом для радиотелекоммуникационной системы могут быть достигнуты значения обобщенного энергетического показателя, в качестве которого используют коэффициент системы, равный отношению выходной мощности передатчика в минимально допустимой («пороговой») мощности полезного сигнала на входе приемника при $BER = 10^{-3}$, в пределах 90 дБ. Полученные результаты сравнимы со значениями коэффициента системы для лучших образцов радиорелейных систем в длинноволновой части миллиметрового диапазона, что свидетельствует о достаточно высоком уровне предлагаемой радиотелекоммуникационной системы терагерцового диапазона для скорости передачи более 1 Гбит/с.

III. Заключение

В результате проведенного авторами анализа особенностей терагерцового диапазона (наличие единиц – десятков гигагерц полосы частот, практически отсутствие вероятности возникновения помех из-за переотражения от различных препятствий в городских условиях, очень узкая диаграмма направленности и большой коэффициент усиления антенн и др.), возможных сфер его использования и проведенного комплекса научных исследований предложены способы и принципы, а также показана возможность создания цифровой терагерцовой телекоммуникационной системы в диапазоне частот 130–134 ГГц со сверхскоростной (1 Гбит/с и более) передачей информации.

Не следует считать, что терагерцовые системы способны полностью заменить кабельные и оптоволоконные системы, но во многих случаях эти системы, созданные на основе современных технологий твердотельной электроники, будут экономически более выгодными, чем кабельные и оптоволоконные. Это обусловлено тем, что кроме существенной стоимости кабеля, заметные финансовые средства тратятся на его прокладку, причем, особенно сложные условия для прокладки кабеля – в городах.

Эти исследования, на наш взгляд, являются приоритетными, поскольку объем публикаций о конкретных результатах аналогичных разработок зарубежных ученых весьма ограничен, а интерес к терагерцовым телекоммуникационным системам в мире стремительно возрастает.

Вместе с тем, серьезной проблемой все еще остается отсутствие радиоэлектронной элементной базы твердотельных устройств, способных генерировать терагерцовые волны и обеспечивать их прием с низкими шумами.

Достигнутые результаты можно рассматривать, как первый шаг и основу для создания в Украине нового научно-технического направления — терагерцовых сверхскоростных телекоммуникаций.

IV. Список литературы

1. Булгаков Б.М., Нарытник Т.Н. Телекоммуникационное радиоизлучение // Мобильная связь и телефония, №3 (17), 2001, с.70–72.
2. Ilchenko M.Ye., Narytnik T.N., Fisun A.I., and Belous O.I., “Conseption of development of millimeter and submillimeter wave band radio telecommunication systems”, Telecommunications and radio engineering, 67(17): 1549 – 1564 (2008).
3. Ильченко М.Е., Нарытник Т.Н., Радзиховский В.Н., Христенко В.И. Современные тенденции создания цифровой радиосистемы терагерцового диапазона. Материалы 20-ой Международной Крымской конференции КрыМиКо’2010.— Севастополь, Крым, Украина, 2010.— с.376.
4. Кузьмин С.Е., Нарытник Т.Н., Радзиховский В.Н. “Малошумящий усилитель 3 мм диапазона и радиометрический модуль на его основе”, Труды СгiMiCo’2009, стр. 45–46.
5. Ильченко М.Е., Нарытник Т.Н., Бабак В.П., Кравчук С.А. Микроволновые технологии в телекоммуникационных системах. — Издательство “Техніка», 2000.—304 с.
6. Akihiko Hirata, Toshihiko Kosugi, Hiroyuki Takahashi: 120-GHz-Band Millimeter-Wave Photonic Wireless Link for 10Gb/s Data Transmission, IEEE Transactions on micromave theory and techniquos , Vol.54, No.5, May 2006
7. Song H.-J., Ajito K., Hirata A., Wakatsuki A.: 8 Gbit/s wireless data transmission at 250 GHz, Electronics Letters, 22nd of October, 2009, Vol. 45, No.22.
8. Пат. 26838 Україна, МПК HD4J 3/00. Система передачі даних по аналоговій радіорелейній лінії “Еврика-BBB”. Ільченко М.Ю. Наритник Т.М., Казіміренко В.Я., Войтенко О.Г., Волков В.В., Юрченко В.В.; Заявник і патентовласник Національний технічний університет України «КПІ». — №u200705423, заявл. 17.05.2007; Опубл. 10.10.2007, Бюл. № 16. — 6 с: іл.

9. Ильченко М.Е., Нарытник Т.Н. Состояние и перспективы использования терагерцовых волн в радиотелекоммуникационной системе // 5-я Международная научно-техническая конференция “Проблемы телекоммуникаций”, Киев, 19–22 апреля 2011 г, с.19–22.

10. Ильченко М.Е., Калинин В.И., Нарытник Т.Н. Экологическая безопасность и микроволновые телекоммуникационные технологии Международ. симпозиум “Инженерная экология-2009” (Engineering Ecology-2009), Москва, 8–9 декабря 2009 г., с.115–118.

11. Kalinin V.I. and Chapursky V.V., Wireless Covert Communications with Code Spectrum Modulation, CriMiCo’20010, Conf. Proceedings, – Sevastopol: Weber Publishing Co., – Vol.1, p.283–284.

Ильченко М. Е., Калинин В. И., Нарытник Т. Н., Черепенин В. А.

ЭКОЛОГИЧЕСКИ БЕЗОПАСНАЯ ЛИНИЯ СВЯЗИ С МОЩНОСТЬЮ СШП ИЗЛУЧЕНИЯ 70 НАНОВАТТ ДЛЯ БЕСПРОВОДНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ СЕТЕЙ¹

Аннотация — Рассмотрен сверхширокополосный канал с низким уровнем излучения порядка 70 нановатт для высокоскоростной передачи цифровых данных в беспроводной локальной сети. Представлены характеристики электромагнитной совместимости и экологической безопасности линии связи на основе непрерывных шумовых сигналов.

I. Введение

При разработке беспроводных персональных локальных (WPAN) и сенсорных сетей передачи цифровых данных на малое расстояние внутри помещений предъявляются высокие требования в отношении электромагнитной совместимости, помехоустойчивости и экологической безопасности [1–2]. Сверхширокополосные (СШП) линии связи способны надежно передавать большие по объему потоки информации в сложных условиях электромагнитной обстановки. СШП системы с ограниченной спектральной плотностью мощности изотропных излучений менее (-41.3) дБм/МГц в разрешенном диапазоне частот $(3.1...10.6)$ ГГц обладают помехоустойчивостью и электромагнитной совместимостью с другими радиоэлектронными средствами [2]. Однако уровень электромагнитных излучений для обслуживающего персонала непосредственно вблизи СШП устройств может достигать допустимые медицинские нормы. Среди СШП систем с беспроводным доступом высокой экологической безопасностью отличаются скрытные системы, передача данных в которых осуществляется на основе непрерывных шумовых сигналов с корреляционной, либо двойной спектральной обработкой в приемнике [3].

В настоящей работе представлены результаты экспериментальных исследований и анализа характеристик СШП ка-

Материалы 21-ой Международной Крымской конференции КрыМиКо'2011, том.1, с. 355–356

нала связи со сверхнизкой мощностью шумовых излучений порядка 70 нановатт для беспроводных локальных WPAN сетей.

II. СШП беспроводная линия связи

Беспроводная связь на основе СШП непрерывных шумовых сигналов характеризуется весьма низким уровнем излучений во времени и малой спектральной плотностью мощности, равномерно распределенной в очень широкой области частот. Принципиальная схема линии связи представлена на рис.1. В передатчике слабый шумовой сигнал $n(t)$ в виде собственных шумов транзисторного усилителя NS поступает на вход модулятора M, в котором задерживается на время $T_1 = 10$ ns при поступлении символа «1», либо на время $T_0 = 18$ ns при поступлении символа «0». Задержанные сигналы $n(t - T_1)$, либо $n(t - T_0)$ суммируются с опорным шумовым сигналом $n(t)$. Суммарный шумовой сигнал с кодовой спектральной модуляцией (рис.2) излучается в окружающее пространство передающей антенной ТА.

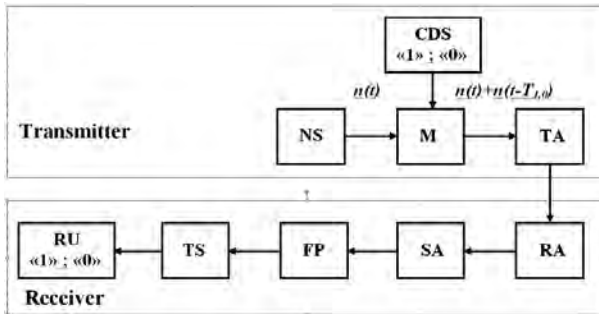


Рис. 1. Принципиальная схема передатчика с кодовой спектральной модуляцией и приемника с двойной спектральной обработкой.

Случайность, непредсказуемость и отсутствие периодичности в реализациях СШП несущего шумового сигнала низкой интенсивности существенно уменьшают вероятность обнаружения сигналов и несанкционированного перехвата сообщений.

Благодаря этим качествам слабых шумовых излучений достигаются прекрасные характеристики в отношении электромагнитной совместимости и скрытности функционирования систем шумовой радиосвязи [2, 3].

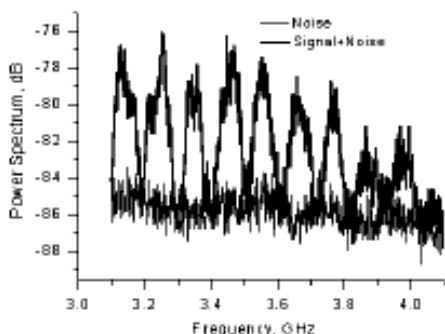


Рис. 2. Спектры мощности принятого СШП шумового сигнала с кодовой спектральной модуляцией и собственных шумов приемника.

В приемнике измеряется функция автокорреляции поступающих шумовых сигналов в результате двойного спектрального анализа [3]. С помощью анализатора спектра SA измеряется спектр мощности сигнала, равного сумме принятого сигнала с кодовой спектральной моду-

ляцией и собственных шумов приемника (рис. 2). При беспроводной передаче данных на расстояние 3 метра измеренные спектры на рис. 2 показывают, что полезный сигнал находится на уровне собственных шумов приемника. Цифровой Фурье процессор FP в результате обратного быстрого преобразования Фурье от измеренного спектра мощности вычисляет корреляционную функцию (рис.3), которая содержит информационный пик на времени задержки T_1 , либо T_0 в зависимости от текущего символа «1», либо «0» для сообщения.

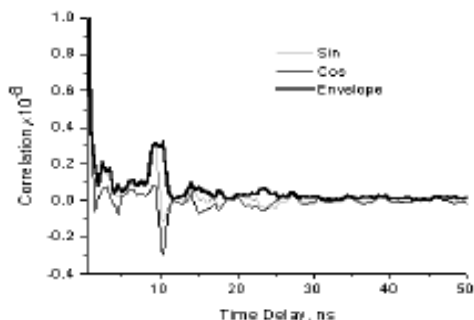


Рис. 3. Корреляционная функция принятого СШП шумового сигнала при передаче символа «1».

В процессе двойной спектральной обработки принятого сигнала согласно теореме Винера–Хинчина определяется корреляционная функция

$$R_r(\tau) = 4\pi k^2 [R_n(\tau) + R_n(\tau - T_{1,0}) + R_n(\tau + T_{1,0})] + R_s(\tau).$$

Здесь k является коэффициентом ослабления сигнала в линии передачи, а $R_n(T)$ и $R_s(T)$ — функции автокорреляции исходного шумового сигнала $n(t)$ и собственных шумов $s(t)$ приемника.

Цифровой детектор TS на выходе Фурье процессора FR выделяет наибольший пик для автокорреляционной функции и решающее устройство RU выявляет наличие одного из двоичных символов. Таким образом, производится однозначное восстановление передаваемой бинарной информации.

Передача данных со скоростью 1 Мбит/сек производится на основе СШП шумовых сигналов с низкой излучаемой мощностью порядка 70 нановатт в полосе частот 3.1–4.1 ГГц, Спектральная плотность мощности непрерывных шумовых излучений составляет (–71) дБм/МГц. При такой сверхнизкой интенсивности излучений достигается плотность потока мощности порядка 10^{-3} мкВт/см² на удалении 25 см от передатчика, что во много раз меньше допустимых медицинских норм. СШП линия связи на основе непрерывных шумовых сигналов сверхнизкой интенсивности соответствует строгим медицинским требованиям к уровню электромагнитных излучений и экологической безопасности для обслуживающего персонала.

III. Заключение

В микроволновом диапазоне волн экспериментально показана возможность беспроводной передачи данных на основе СШП непрерывных шумовых сигналов сверхнизкой интенсивности с кодовой спектральной модуляцией. Предложенная СШП линия связи характеризуется электромагнитной совместимостью, скрытностью, экологической безопасностью и предназначена для локальных WPAN сетей.

Полученные результаты исследований микроволновой линии связи с использованием непрерывных шумовых сигналов с успехом можно применить в терагерцовом диапазоне (выше 100 ГГц), где реализация твердотельных источников

излучений с мощностью более 10 мВт являются серьезной технической проблемой.

Работа выполнена при поддержке Программы «Радиовидение» ОФН Президиума РАН.

IV. Список литературы

[1] *Ильченко М. Е., Калинин В. И., Нарытник Т. Н.* Экологическая безопасность и микроволновые телекоммуникационные технологии // Труды Межд. симп. Engineering Ecology'2009. (Москва, 8—9 декабря 2009 г.). Москва, 2009. С. 115—118.

[2] *Narayanan R. M., Chuang J.* Covert communications using heterodyne correlation random noise signals // Electronics Letters. 2007. Vol. 43. No. 22. P. 1211—1212.

[3] *Kalinin V. I., Chapursky V. V.* Wireless Covert Communications with Code Spectrum Modulation // Proc. of conf. CriMiCo'20010. (Sevastopol, 13—17 Sept. 2010). Sevastopol: Weber Publishing Co., 2010. P. 283—284.

ВИБРАНІ ФОРМУЛИ

Значний науковий доробок М.Ю. Ільченка стосується створення методів інженерного розрахунку мікрохвильових пристроїв з використанням твердотільних феритових і діелектричних резонаторів. Ці методи ґрунтуються на використанні результатів математичного моделювання взаємодії твердотільних резонаторів з електромагнітними полями в різних хвильоводних системах, а також систематизації закономірностей цієї взаємодії. Позитивна відмінність запропонованого і реалізованого М.Ю. Ільченком підходу до дослідження закономірностей взаємодії стосується знаходження функцій передачі і віддзеркалення електродинамічних структур з резонаторами в залежності від узагальнених комплексних коефіцієнтів зв'язку. Ці терміни коефіцієнтів зв'язку визначені М.Ю. Ільченком із польових уявлень, що дозволило математично описати характеристики частотно-вібраних структур в узагальненому вигляді, а електродинамічний розрахунок коефіцієнтів зв'язку здійснити на наступному етапі стосовно конкретних видів резонаторів і використовуваних ліній передачі мікрохвильових сигналів. Загалом в результаті проведених досліджень М.Ю. Ільченку вдалося отримати більше 100 оригінальних математичних формул для інженерного розрахунку твердотільних резонансних пристроїв і систем.

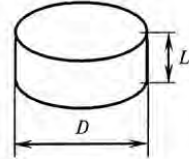
Як ілюстрація результатів цих досліджень нижче в таблицях 1–11 наведено низку вибраних формул М.Ю. Ільченка, які віддзеркалюють закономірності взаємодії стосовно різних видів діелектричних резонаторів в конкретних електродинамічних системах.

Таблица 1.

Характеристики цилиндрического диэлектрического резонатора

а) Основные параметры:

диаметр D ,
толщина L ,
относительная диэлектрическая проницаемость материала ε_p ,
собственная добротность Q_0 .



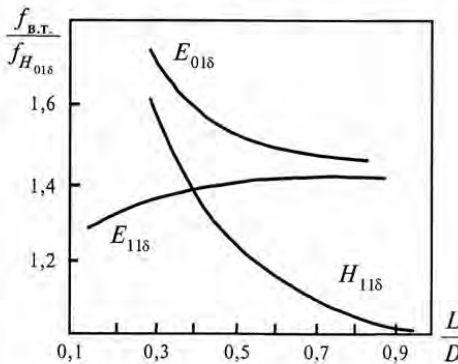
б) Резонансная частота низшего типа колебаний $H_{01\delta}$

$$f \simeq \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_p}} \sqrt{\left(\frac{2d_n}{D}\right)^2 + \frac{\pi^2}{LD}},$$

где c — скорость света в вакууме, d_n — параметр, определяемый из таблицы

ε_p	100	70	40
d_n	2,37	2,36	2,35

в) Частотная расстройка основного типа колебаний от высших



При $\frac{L}{D} > 0,37$ более низшим является тип колебаний $H_{11\delta}$, чем $E_{11\delta}$, а при $\frac{L}{D} < 0,37$ — наоборот

г) Допуски на геометрические параметры

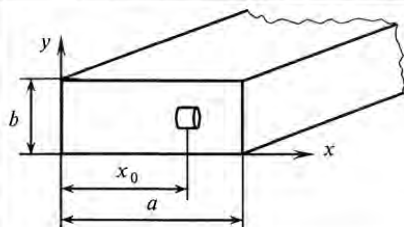
$$\frac{\Delta L}{\Delta D} = \frac{L}{D} \left[1 + 2 \left(\frac{2d_n}{\pi} \right)^2 \frac{L}{D} \right],$$

при $\frac{L}{D} > 0,37$ более жестким является допуск на D ,

при $\frac{L}{D} < 0,37$ более жестким является допуск на L .

Таблица 2.

Характеристики диэлектрического резонатора в линии передачи с учетом нерезонансного возмущения электромагнитного поля



Цилиндрический ДР расположен в прямоугольном волноводе так, что торцовые стенки резонатора параллельны узким стенкам волновода

Коэффициенты отражения и прохождения системы равны

$$\Gamma = (K_x + \xi K_y - jK_y)\Delta^{-1}, \quad T = (1 + j\xi)\Delta^{-1},$$

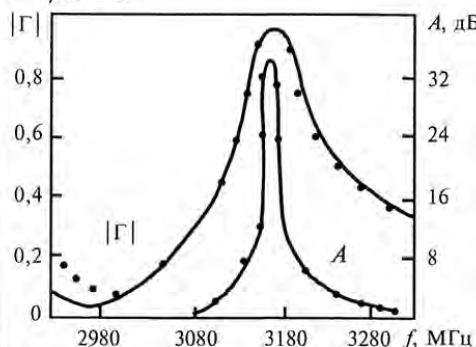
где

$$\Delta = 1 + K_x + \xi K_y + j(\xi - K_y),$$

$$K_x = \frac{8V_d D^2 \epsilon_p Q_0 F^2}{a v \lambda_b \lambda_p^2 G} \sin^2 \frac{\pi x_0}{a},$$

$$K_y = \frac{2\pi V_d (\epsilon_p - 1) \lambda_b}{a v \lambda_p^2 [1 + N_d (\epsilon_p - 1)]} \sin^2 \frac{\pi x_0}{a},$$

ξ — обобщенная расстройка резонатора; V_d — объем ДР; ϵ_p — его диэлектрическая проницаемость; Q_0 — собственная добротность; λ_b и λ_p — длина волны в волноводе и в свободном пространстве на резонансной частоте ДР; N_d — деполяризующий фактор формы ДР; $F^2 / G = 1$.

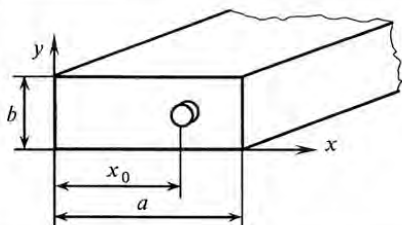


На нижерезонансном склоне АЧХ коэффициента отражения имеет место экстремум, который обусловлен нерезонансным возмущением поля, учитываемым коэффициентом K_y .

$$A = 20 \lg |T|^{-1}.$$

Таблица 3.

Характеристики диэлектрического резонатора в линии передачи с учетом нерезонансного возмущения электромагнитного поля



Цилиндрический ДР расположен в прямоугольном волноводе соосно с ним.

Коэффициенты отражения и прохождения системы равны

$$\Gamma = -(K_z - \xi K_y + jK_y)\Delta^{-1}, \quad T = (1 + j\xi)\Delta^{-1},$$

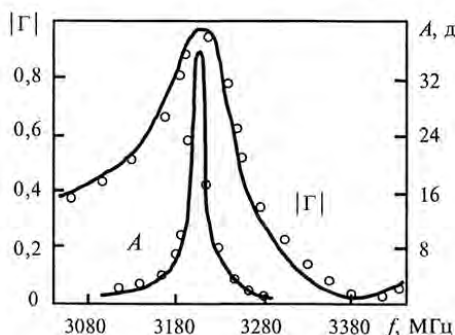
где

$$\Delta = 1 + K_z - \xi K_y + j(\xi + K_y),$$

$$K_z = \frac{8V_d D^2 \epsilon_p Q_0 F^2}{a \epsilon \lambda_b \lambda_p^2 G} \left(\frac{\lambda_b}{2a} \right)^2 \cos^2 \frac{\pi \chi_0}{a},$$

$$K_y = \frac{2\pi V_d (\epsilon_p - 1) \lambda_b}{a \epsilon \lambda_p^2 [1 + N_d (\epsilon_p - 1)]} \sin^2 \frac{\pi \chi_0}{a},$$

ξ — обобщенная расстройка резонатора; V_d — объем ДР; ϵ_p — его диэлектрическая проницаемость; Q_0 — собственная добротность; λ_b и λ_p — длина волны в волноводе и в свободном пространстве на резонансной частоте ДР; N_d — деполяризующий фактор формы, $F^2/G \ll 1$.



На вышрезонансном склоне АЧХ коэффициента отражения имеет место экстремум, который обусловлен нерезонансным возмущением поля, учитываемым коэффициентом K_y .

$$A = 20 \lg |T|^{-1}.$$

Полоса затухания в полоснопропускающих структурах с одним диэлектрическим резонатором

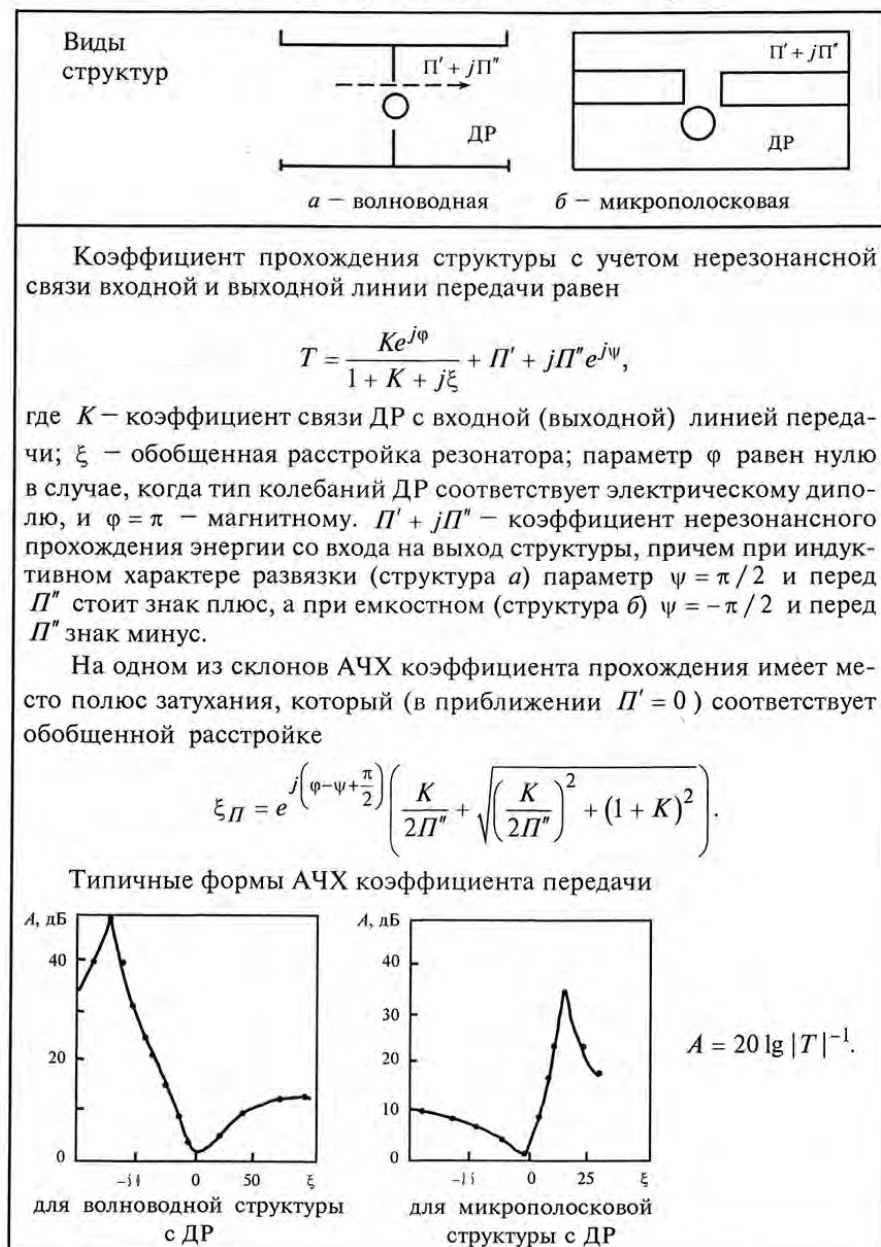
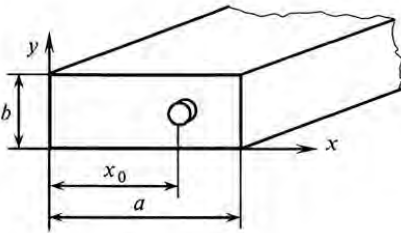


Таблица 5.

Характеристики диэлектрического резонатора в форме шара при возбуждении двух вырожденных типов колебаний



Диэлектрический шар расположен в области круговой поляризации СВЧ магнитного поля прямоугольного волновода. При этом в резонаторе возбуждаются два вырожденных типа колебаний соответственно поперечной и продольной составляющими магнитного поля волновода.

Коэффициенты отражения и прохождения системы соответственно равны

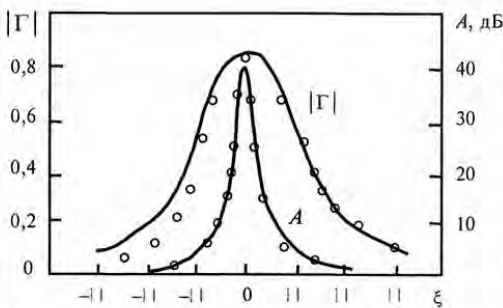
$$\Gamma = 2K^2\Delta^{-1},$$

$$T = -[2\xi - j(1 - \xi^2)]\Delta^{-1},$$

где

$$\Delta = (1 + K)^2 + K^2 - \xi^2 + j2\xi(1 + K),$$

K — коэффициент связи каждого типа колебаний с волноводом; ξ — обобщенная расстройка.



АЧХ коэффициента передачи $A = 20 \lg |T|^{-1}$ режекторного фильтра на основе ДР в форме шара, расположенного в области круговой поляризации СВЧ магнитного поля адекватна получаемой в фильтре с двумя такими же резонаторами, расположенными в центре волновода на расстоянии три четверти длины волны в волноводе друг от друга.

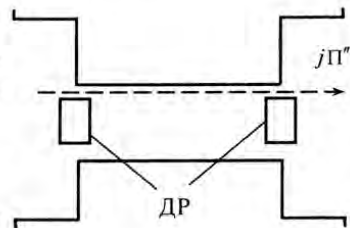
Аналогичный эффект улучшения частотной избирательности реализуется в конструкциях режекторных фильтров с использованием диэлектрических резонаторов кубической формы, расположенных в области круговой поляризации СВЧ магнитного поля линии передачи.

Характеристики полосопропускающей структуры с двумя диэлектрическими резонаторами, возбуждаемыми на высших типах колебаний с разнесенными резонансными частотами

Исследуемая структура содержит два цилиндрических ДР, которые расположены соосно с отрезком запердеального волновода и имеют близкие значения

$$\frac{L}{D} \approx 0,4. \text{ При этом резонансные частоты типов колебаний } E_{118} \text{ и } H_{118} \text{ также близки, причем их относительная рас-}$$

стройка относительно средней частоты $f_0 = \frac{f_H + f_E}{2}$ равна ν .

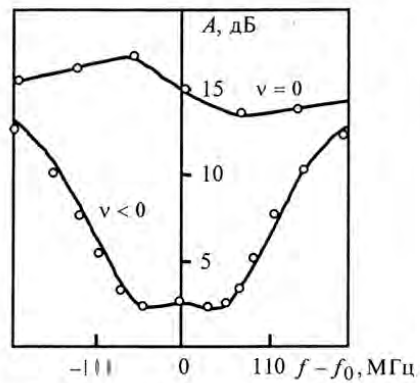
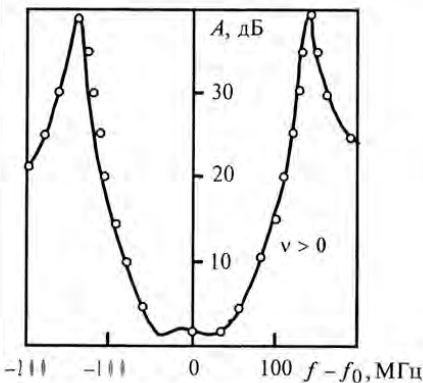


Коэффициент прохождения структуры с учетом развязки входной и выходной линии передачи равен

$$T = \frac{2jK\nu}{(1 + K + j\xi)^2 + \nu^2} + j\Pi'',$$

где K — коэффициент связи каждого резонатора со своей подводящей линией; ξ — обобщенная расстройка ДР.

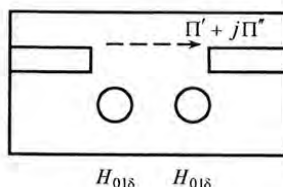
Форма АЧХ коэффициента передачи ($A = 20 \lg |T|^{-1}$) определяется знаком расстройки ν .



Полюса затухания на склонах АЧХ коэффициента передачи физически реализуемы только при $\nu > 0$, т.е. когда резонансная частота колебаний типа E_{118} меньше, чем резонансная частота колебаний типа H_{118} .

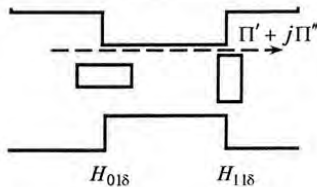
Полюса затухания в полоснопропускающих структурах с двумя диэлектрическими резонаторами

Виды структур



$H_{01\delta}$ $H_{01\delta}$

a — микрополосковая



$H_{01\delta}$ $H_{11\delta}$

б — волноводная с возбуждением в ДР различных типов колебаний

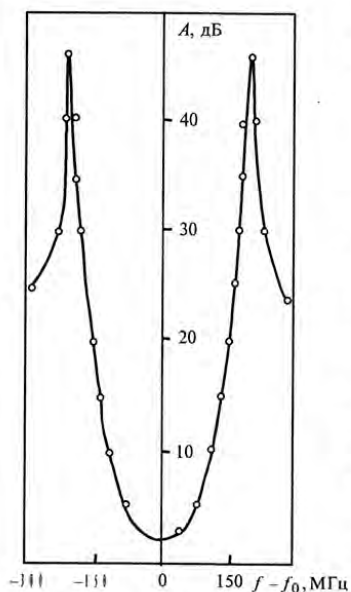
Коэффициент прохождения структуры с учетом нерезонансной связи входной и выходной линии передачи (в приближении $\Pi' = 0$) равен

$$T = \pm \frac{j2KK_c}{(1 + K + j\xi)^2 + K_c^2} \pm j\Pi'',$$

где K — коэффициент связи каждого резонатора с подводящей линией передачи; ξ — обобщенная расстройка; K_c — обобщенный коэффициент взаимной связи резонаторов.

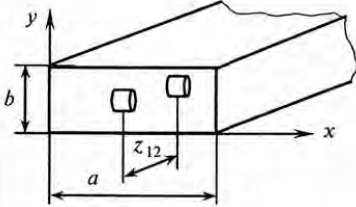
Полюса затухания на склонах АЧХ коэффициента передачи ($A = 20 \lg |T|^{-1}$) определяются обобщенными расстройками

$$\xi_n = \pm \sqrt{\frac{2KK_c}{\Pi''}}$$



и имеют место как в структуре с разомкнутыми микрополосковыми линиями и двумя ДР в режиме возбуждения низшего типа колебаний $H_{01\delta}$ (при этом перед обоими слагаемыми в формуле для T берутся знаки минус), так и в структуре на основе отрезка запердельного волновода и ДР, возбуждаемыми на типах колебаний $H_{01\delta}$ и $H_{11\delta}$ (при этом в указанной формуле перед обоими слагаемыми берутся знаки плюс).

Характеристики двухрезонаторной структуры в согласованной линии передачи с учетом взаимной связи резонаторов по нераспространяющимся высшим типам волн



Два цилиндрических ДР расположены в прямоугольном волноводе по его центру так, что торцевые стенки резонаторов параллельны узким стенкам волновода. При малых расстояниях между ДР на характеристики структуры оказывает влияние взаимная связь резонаторов

Коэффициенты отражения и прохождения структуры равны

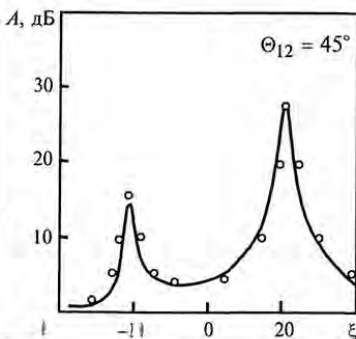
$$\Gamma = -\{2K(\cos^2 \theta + K \sin^2 \theta) + \xi K \sin 2\theta + 2KK_c \sin \theta + j[2\xi K \cos^2 \theta - K(1 + K) \sin 2\theta + 2KK_c \cos \theta]\} \Delta^{-1}$$

$$T = \{(1 - \xi^2 + 2KK_c \sin 2\theta + K_c^2) \cos \theta + 2\xi \sin \theta + j[2\xi \cos \theta - (1 - \xi^2 + 2KK_c \sin \theta + K_c^2) \sin \theta]\} \Delta^{-1},$$

где

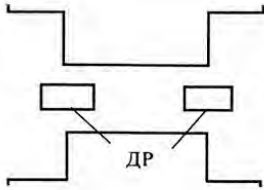
$$\Delta = (1 + K)^2 - K^2 \cos 2\theta + 2KK_c \sin \theta + K^2 - \xi^2 + j[2\xi(1 + K) + K^2 \sin 2\theta + 2KK_c \cos \theta],$$

K — коэффициент связи каждого ДР с волноводом по распространяющейся волне основного типа; K_c — коэффициент взаимной связи резонаторов по нераспространяющимся высшим типам волн; ξ — обобщенная расстройка; $\theta = 2\pi Z_{12} / \lambda_v$, λ_v — длина волны в волноводе.



Из-за связи резонаторов по нераспространяющимся высшим типам волн, учитываемой коэффициентом K_c , имеет место расщепление и сдвиг резонансных частот системы. Влияние связи K_c на форму АЧХ коэффициентов отражения и передачи ($A = 20 \lg |T|^{-1}$) уменьшается с ростом Z_{12} и им можно пренебречь на расстояниях, больших половины длины волны в волноводе.

Характеристики двухрезонаторной полоснопропускающей структуры



В общем случае электродинамическая структура состоит из произвольных входной и выходной линий передачи, разделенных цепью связи на основе диэлектрических резонаторов. В частном случае входной и выходной линиями могут быть прямоугольные волноводы, а резонаторы расположены на входах отрезка запредельного волновода их разделяющего.

Коэффициенты отражения и прохождения равны

$$\Gamma = (1 - K^2 - \xi^2 + K_{12}^2 + j2\xi)\Delta^{-1}, \quad T = -j2KK_{12}\Delta^{-1},$$

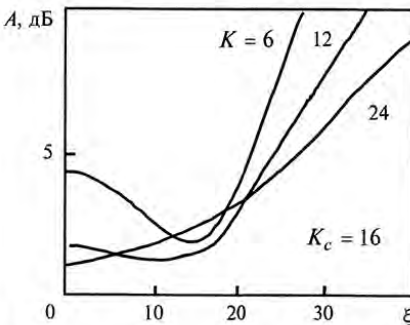
где $\Delta = (1 + K)^2 + K_{12}^2 - \xi^2 + j2\xi(1 + K)$,

K — коэффициент связи каждого ДР с подводящей линией передачи; K_{12} — обобщенный коэффициент взаимной связи резонаторов; ξ — обобщенная расстройка.

Форма АЧХ коэффициента передачи ($A = 20 \lg |T|^{-1}$) при вариации коэффициентов связи определяется соотношением коэффициентов связи

$\alpha = \frac{K_{12}}{1 + K}$, причем в случае $\alpha < 1$ — резонансная кривая одногорбая; $\alpha > 1$ — двугорбая; $\alpha = 1$ — соответствует критической связи.

Двухрезонаторная структура согласована по входу (коэффициент отражения равен нулю) при выполнении условия



$$K = \sqrt{1 + K_{12}^2}.$$

Минимальные вносимые потери реализуются при выполнении условия

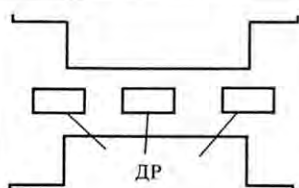
$$K = K_c - 1.$$

При этом вносимые потери рассчитываются по формуле

$$A_{\min} = 20 \lg \frac{1 + K}{K},$$

а коэффициент стоячей волны равен $K_{\text{ст.в}} = \frac{2 + K}{K}$.

Характеристики трехрезонаторной полоснопропускающей структуры



В общем случае электродинамическая структура состоит из произвольных входной и выходной линий передачи, разделенных цепью связи из ДР.

В частном случае резонаторы могут быть расположены в отрезке запердельного волновода, разделяющего входную и выходную линии передачи.

Коэффициенты отражения и прохождения структуры равны

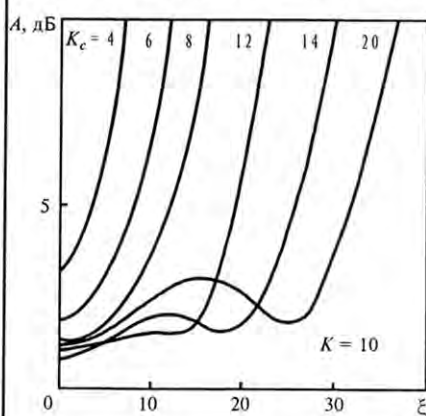
$$\Gamma = [1 - K^2 + K_{12}^2 + K_{23}^2 + K(K_{12}^2 - K_{23}^2) - 3\xi^2 + j\xi(3 - K^2 + K_{12}^2 + K_{23}^2 - \xi^2)]\Delta^{-1}, \quad T = 2KK_{12}K_{23}\Delta^{-1},$$

где

$$\Delta = (1 + K)^2 + (1 + K)(K_{12}^2 + K_{23}^2) - \xi^2(3 + 2K) + j\xi[(1 + K)^2 + 2(1 + K) + K_{12}^2 + K_{23}^2 - \xi^2],$$

K – коэффициент связи крайнего ДР с подводящей линией передачи; K_{12} , K_{23} – обобщенные коэффициенты взаимной связи резонаторов, при равных связях $K_{12} = K_{23} = K_c$; ξ – обобщенная расстройка.

Форма АЧХ коэффициента передачи ($A = 20 \lg |T|^{-1}$) при вариации коэффициентов связи определяется их соотношением в виде

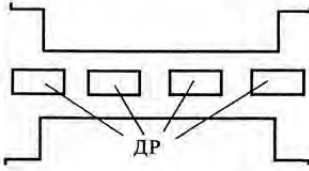


$$\alpha = \frac{K_c}{1 + K}.$$

Условию критической связи соответствует $\alpha = 1$; фильтр согласован по входу при $K = \sqrt{1 + 2K_c^2}$; минимальные вносимые потери достигаются при $\alpha \approx 0,67$.

При увеличении взаимной связи выше критического значения на склонах АЧХ коэффициента передачи появляются экстремумы, причем уровень затухания в этих экстремальных точках выше, чем вносимые на центральной частоте полоснопропускающей структуры, где $\xi = 0$.

Характеристики четырехрезонаторной полоснопропускающей структуры



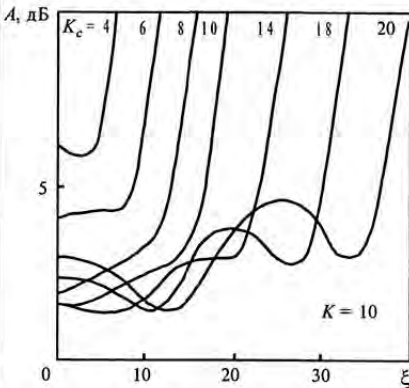
В общем случае электродинамическая структура состоит из произвольных входной и выходной линий передачи, разделенных цепью связи из ДР. В частном случае резонаторы могут быть расположены в отрезке запердельного волновода, разделяющего входную и выходную линии передачи.

Коэффициенты отражения и прохождения структуры равны

$$\Gamma = \{1 - K^2 - K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2 - K^2 K_{23}^2 + K(K_{12}^2 - K_{34}^2) + \\ + K_{12}^2 K_{34}^2 - \xi^2(6 - K^2 + K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2) + \xi^4 + \\ + j\xi[4 - 2K^2 + K(K_{12}^2 - K_{34}^2) + 2(K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2)] - j4\xi^3\}\Delta^{-1}, \\ T = -j2KK_{12}K_{23}K_{34}\Delta^{-1},$$

$$\Delta = (1 + K)^2(1 + K_{23}^2) + (1 + K)(K_{12}^2 + K_{34}^2) + K_{12}^2 K_{34}^2 - \\ - \xi^2(6 + 6K + K^2 + K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2) + \xi^4 + \\ + j\xi[4 + K(6 + 2K) + K_{12}^2 + 2K_{23}^2 + K_{34}^2 + 2(K_{12}^2 + K_{23}^2 + K_{34}^2)] - j2\xi^3(2 + K),$$

K — коэффициент связи крайнего ДР с подводящей линией передачи; K_{12} , K_{23} , K_{34} — обобщенные коэффициенты взаимной связи резонаторов (при равных связях $K_{12} = K_{23} = K_{34} = K_c$; ξ — обобщенная расстройка.



Форма АЧХ коэффициента передачи ($A = 20 \lg |T|^{-1}$) при вариации коэффициентов связи определяется их соотношением:

$$\lambda = \frac{K_c}{1 + K}.$$

Четырехгорбая резонансная кривая получается при $\lambda > 1$. Структура согласована по входу при

$$K = \sqrt{\frac{1 + 3K_c^2 + K_c^4}{1 + K_c^2}}$$

Минимальные потери достигаются при $\lambda = 1$.

АННОТАЦИЯ РАБОТЫ, ОТМЕЧЕННОЙ ГОСУДАРСТВЕННОЙ ПРЕМИЕЙ УССР В ОБЛАСТИ НАУКИ И ТЕХНИКИ ЗА 1983 ГОД

В практической реализации решений правительства по ускорению темпов научно-технического прогресса исключительно большую роль играет развитие как фундаментальных, так и прикладных исследований с целью улучшения качества разрабатываемых электронных приборов и радиотехнических систем, необходимых для повышения эффективности работы во всех звеньях народного хозяйства, а также для укрепления обороноспособности нашей страны. Комплекс современных требований к радиоэлектронным приборам и системам состоит в необходимости повышения надежности аппаратуры и расширении ее функциональных возможностей при одновременном улучшении массогабаритных характеристик аппаратуры, уменьшении ее металло- и материалоемкости. Этим требованиям можно удовлетворить, решая поставленную задачу путем исследования и практического использования широкого круга физических явлений в твердых материалах для построения элементов и устройств, выполняющих определенные радиотехнические функции. Среди таких элементов и устройств особое место занимают твердотельные частотно-избирательные структуры, как в отдельности, так и в сочетании их с полупроводниковыми элементами. Частотно-избирательные структуры являются неотъемлемой составной частью любого радиоэлектронного устройства диапазона сверхвысоких частот (СВЧ), поскольку на всех этапах развития радиотехники, электроники и техники средств связи проблемы фильтрации сигналов была и остается ныне одной из фундаментальных.

В итоге длительного развития теория и практика фильтрации сигналов в диапазоне низких и умеренно высоких частот прошла путь от простейших структур с сосредоточенными индуктивными и емкостными компонентами к освоению цифровых методов фильтрации, которые внедрены в практику на базе достижений интегральной схемотехники и технологии. Что же касается диапазона СВЧ, то здесь замена традиционных видов фильтров на цифровую технику не представ-

ляется возможной, по крайней мере, в ближайшее десятилетие. Поэтому основные усилия исследователей, работающих в этом диапазоне частот, сосредоточены на решении задач технологии и схемотехники, вытекающих из современного уровня физико-технических исследований взаимодействия электромагнитных полей с веществом, в частности с твердыми материалами.

Переход от традиционных видов колебательных систем СВЧ к классу твердотельных частотно-избирательных структур на основе физических явлений в твердых материалах позволяет не только решать проблему миниатюризации, но и создавать устройства и приборы с характеристиками, не достижимыми ранее. Более того, использование уникальных свойств твердотельных резонаторов в ряде случаев приводит к принципиально новым решениям конструкций приборов и систем. Так, например, применение диэлектрических резонаторов позволяет в 50–100 раз улучшить массогабаритные характеристики ряда радиорелейных линий, сэкономить много тысяч тонн металла при их производстве и изменить сам вид радиорелейных линий.

Разработка приборов и устройств СВЧ на базе диэлектрических резонаторов (ДР) невозможна без проведения исследований взаимодействия их взаимодействия с электромагнитными полями в различных цепях СВЧ; результаты этих исследований должны быть основой для развития и обоснования принципов построения и конструкций частотно-избирательных элементов и узлов твердотельной электроники и техники СВЧ. Практическое внедрение диэлектрических элементов и узлов возможно только после разработки и промышленного освоения технологии получения термостабильных материалов с требуемыми свойствами. Составной частью проводимых работ должна быть подготовка инженерных кадров, способных по-новому решать вопросы проектирования радиоэлектронных систем на новой твердотельной элементной базе с учетом удовлетворения современным требованиям к аппаратуре, крайне необходимой для нужд обороны и народного хозяйства нашей страны.

Таким образом, из актуальности, народнохозяйственной и оборонной значимости рассматриваемого вопроса в целом вытекают требующие своего решения следующие проблемы:

- **научная проблема**, состоящая в нахождении и систематизации закономерностей взаимодействия твердотельных (в частности, диэлектрических) резонаторов с электромагнитными полями в различных цепях СВЧ;

- **конструкторская проблема**, состоящая в отыскании и обосновании принципов оптимального построения частотно-избирательных структур и твердотельных приборов и устройств с их использованием;

- **технологическая проблема**, состоящая в разработке и промышленном освоении технологии получения термостабильных диэлектрических материалов с требуемыми свойствами;

- **кадровая проблема**, состоящая в подготовке инженеров и специалистов, способных успешно решать современные задачи проектирования и производства нового поколения радиоэлектронной аппаратуры на твердотельной элементной базе.

Все эти проблемы на момент начала (1967 год) работ авторского коллектива по рассматриваемому циклу вопросов практически не были решены ни в нашей стране, ни за рубежом. Изложение полученных авторами основных результатов в решении перечисленных проблем, составляет основное содержание выполненной работы.

Таким образом, в данной работе решена комплексная научно-техническая проблема создания нового класса миниатюрных твердотельных приборов и устройств на базе диэлектрических резонаторов имеет важное народно-хозяйственное и оборонное значение. Успех в решении этой проблемы союзного масштаба определили серьезные физико-технологические и научно-технические исследования, проведенные в 1967–1981 гг. в Украинской ССР, а именно:

- создание первых и пока единственных в стране высококачественных термостабильных материалов с высокой прочностью для диэлектрических резонаторов основано на разработанном предприятием п.я. А-3481 (г. Донецк) новом

методе синтеза исходных соединений и твердых растворов путем совместного осаждения составляющих компонентов. Этот метод является патентно-чистым и защищен авторским свидетельством на изобретение;

– первые в стране теоретические и экспериментальные исследования свойств СВЧ диэлектрических резонаторов и обоснование методов оптимального проектирования устройств с их использованием проведены в Киевском политехническом институте, где также подготовлены и изданы первые в стране (да и в зарубежном масштабе) две обобщающие монографии по твердотельным диэлектрическим резонатором;

– практическая реализация ряда видов функциональных узлов и приборов на базе диэлектрических резонаторов с обеспечением их серийного выпуска для удовлетворения конкретных народнохозяйственных потребностей союзного значения осуществлена предприятием п.я. Р-6092 (г. Киев).

Решение комплексной проблемы в целом выполнено также благодаря целенаправленной творческой работе предприятия п.я. Г-4816 (г. Ленинград), которому принадлежит открытие нового класса соединений – барийлантаноидных тетратитанатов, ставших основой предложенных высокостабильных материалов для построения диэлектрических резонаторов. Предприятие п.я. Г-4981 (г. Ухта, Коми АССР) в короткие сроки обеспечило промышленный выпуск диэлектрических резонаторов в объемах, полностью удовлетворяющих потребности народного хозяйства страны.

Создание термостабильных материалов и диэлектрических резонаторов на их основе проведено практически в те же сроки, что и аналогичные зарубежные разработки. Полученные результаты находятся на уровне лучших мировых достижений, а ряд предложенных классов твердотельных диэлектрических устройств не имеет зарубежных аналогов.

Коллектив исполнителей решил поставленную проблему совместными усилиями, взаимно помогая друг другу в решении сложных научных, технологических и конструкторских вопросов. В итоге получены результаты, заложившие фундамент для дальнейшего развития в стране нового направления СВЧ микроэлектроники – диэлектроники.

АННОТАЦИЯ РАБОТЫ, ОТМЕЧЕННОЙ ГОСУДАРСТВЕННОЙ ПРЕМИЕЙ СССР В ОБЛАСТИ НАУКИ И ТЕХНИКИ ЗА 1989 ГОД

Современный этап развития радиоэлектронных систем космического базирования, а также наземных средств их обеспечения, характеризуется резким усложнением требований, предъявляемых к элементной базе, выполнение которых требует разработки и реализации новых, зачастую, уникальных технических решений. Наиболее сложными по исполнению и проверке являются требования по доведению активного срока существования аппаратуры до 100—150 тысяч часов при одновременном уменьшении массы и габаритов аппаратуры, повышении чувствительности и помехозащищенности радиоприемных устройств, росте стабильности и мощности радиопередающих устройств.

Именно такой комплекс требований в полной мере относится к системам космической связи с высокой плотностью потоков информации типа 17P52 и 17P53 дистанционного зондирования поверхности Земли из космоса, размещаемых на космических аппаратах типа “Гейзер” и “Янтарь”, в интересах которых осуществлялись и в которые внедрены представляемые разработки. В обеспечение разработки заданных параметров радиоэлектронной элементной базы нового поколения для космических средств связи специального назначения потребовалась постановка комплексной координированной программы работ на ряде предприятий различных отраслей, начиная с разработки и организации серийного производства принципиально новых материалов с уникальными диэлектрическими и температурными характеристиками до проектирования, создания методик ускоренных испытаний, изготовления и внедрения в космическую технику высокоселективных радиоприемных и высокостабильных радиопередающих устройств с использованием диэлектрических резонаторов из этих керамических материалов в сочетании с монолитными интегральными схемами СВЧ.

Представленная работа является результатом проведенных в период с 1974 по 1988 год предприятиями Минэлектро-

нпрома совместно с научно-исследовательскими учреждениями Минобороны и серийным заводом Минобщемаша комплексных научных исследований возможности создания и серийного производства функционально полной номенклатуры микроэлектронных СВЧ узлов, блоков и устройств, обеспечивающих создание космической техники нового поколения с высокими тактико-техническими характеристиками, превосходящими по ряду показателей зарубежный уровень.

Основными направлениями развития новой техники, потребовавшими координационных усилий со стороны Минобороны, Минэлектронпрома, Минобщемаша, Минвуза СССР и Минвуза УССР, являлись следующие:

1. Разработка частотно-селективных герметизированных суперкомпонентов (модулей и блоков) на базе бескорпусных активных элементов и новых материалов для активных фазированных антенных решеток космического базирования и совмещенных с ними радиоприемных и радиопередающих устройств (ретрансляторов).

2. Разработка научных основ и новых принципов построения пассивных частотно-селективных узлов различного назначения на основе новых диэлектрических материалов.

3. Разработка серийнопригодной технологии изготовления узлов и блоков микроэлектронной аппаратуры со специальными характеристиками.

4. Разработка методики ускоренных испытаний и надежной прогностической оценки периода активного существования микроэлектронной аппаратуры при сроках испытаний существенно меньших времени безотказной работы.

Во исполнение данных задач Минэлектронпромом утверждена и выполняется союзная программа “Аналог” на период 1981–1990 г.

При решении задач по перечисленным направлениям получены следующие результаты:

- впервые в отечественной практике реализованы в промышленных образцах космической аппаратуры специального назначения высокоселективные малощумящие усилители на основе монолитных интегральных схем на арсениде галлия,

конструктивно совмещенных с фильтрующими устройствами на диэлектрических резонаторах с суммарным усилением до 50 дБ и избирательностью до 110 дБ для многолучевой активной фазированной антенной решетки. Опыт орбитальной эксплуатации их в течение более трех лет и ускоренные наземные испытания подтвердили наработку на отказ более часов в условиях воздействия факторов космического пространства и ядерного взрыва;

- созданы методы инженерного расчета и проектирования частотно-селективных устройств с применением диэлектрических резонаторов;

- предложена и внедрена в производство в состав изделия “Сплав-2” конструкция многорезонаторного фильтра на диэлектрических резонаторах, взвешенных в пеноматериале, заключенном в запердельный металлический волновод, для которой разработан и внедрен в практику метод частичного подавления паразитных полос пропускания фильтров с помощью полосковых проводников;

- разработан и внедрен блок СВЧ формирователя частоты на базе узкополосных (менее 0,3 %) полосно-пропускающих фильтров из диэлектрических резонаторов и монолитных ИС усилителей средней мощности для изделия “Серна”, вводящего в систему “Аракс”;

- разработаны оригинальные генераторы на диодах Ганна сантиметрового и миллиметрового диапазонов с высокодобротными резонансными системами, состоящими из диэлектрического тора и металлического цилиндрического зеркала с различным числом активных элементов (от одного до восьми), обеспечившие выигрыш по уровню собственных шумов генераторов до 40 дБ по сравнению с существующими;

- созданы и внедрены диэлектрические волноводные тракты с поверхностной волной, обеспечившие создание скрытой радиолинии миллиметрового диапазона волн, используемой на активном участке выведения объектов (спуска) ракетно-космической техники (РКТ);

- разработаны и внедрены диэлектрические антенные окна для объектов РКТ, работающие в условиях интенсивного

нагрева и плазмы, что позволило существенно сократить время перерыва связи на пассивном участке объекта;

— разработаны и внедрены в производство малошумящие прямо-усилительные устройства сантиметрового диапазона волн с фильтрующими системами на диэлектрических резонаторах для радиорелейных линий типа “Курс”, что позволило решить проблему электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств радиорелейных необслуживаемых симплексных и дуплексных систем связи и дало экономический эффект около 1,5 млн. рублей. Одна из работ данной серии (“Эрнст”), как отмечено в акте Госкомиссии, не имеет отечественных и зарубежных аналогов;

— разработан ряд малогабаритных фильтров на диэлектрических резонаторах АЛТК диапазона частот 6–40 ГГц для радиотелескопа РАТАН-600 и диапазона 40–120 ГГц — для прямо-передающей аппаратуры межспутниковой связи “Эль” и “Элитрин”, а также для радиолокационного комплекса системы вооружения “Аргузин”. Фильтрующие устройства на ДР диапазона 40–120 ГГц созданы впервые в мировой практике, что также отмечено в актах государственных комиссий по темам “Эль”, “Эра”, “Этна-ТП”. Оригинальные технические решения защищены авторскими свидетельствами;

— разработан отраслевой стандарт по проектированию устройств на ДР (ОСТ11.0289-86 “Фильтры диэлектрические. Основные параметры”), обеспечивающий инженерную методику их проектирования;

Полученные в работе результаты, наряду с решением конкретных перечисленных выше задач по созданию помехозащищенной бортовой и наземной аппаратуры с длительным сроком активного существования и уникальными характеристиками при жестких внешних климатических и специальных воздействиях, имеют большое значение для дальнейшего расширения областей практического применения фильтров на ДР в радиоаппаратуре различного назначения: многоканальных и многоэлементных активных и пассивных антенных фазированных решетках малогабаритных, вплоть до транспортируемых человеком устройствах связи и локации.

АНОТАЦІЯ РОБОТИ, ВІДЗНАЧЕНОЇ ДЕРЖАВНОЮ ПРЕМІЄЮ УКРАЇНИ В ГАЛУЗІ НАУКИ І ТЕХНІКИ В 2004 РОЦІ

Робота виконана за період 1990-2003 рр. і спрямована на **вирішення завдань**, передбачених:

- Національною програмою інформатизації України;
- Державною науково-технічною програмою “Перспективні телекомунікаційні системи та технології” (1997–2000 рр.);
- Державною науково-технічною програмою “Телекомунікаційні системи та інформаційні ресурси” (2003 р.).

Необхідність створення інформаційно-телекомунікаційних систем, які представлені в роботі, впливає, зокрема, з таких законодавчих та нормативних документів:

- Указ Президента України від 24.07.1995 р. № 614-95;
- Постанова Кабінету Міністрів України від 21.07.1995 р. № 13370/1;
- Постанова Кабінету Міністрів України від 29.05.1996 р. № 464;
- Постанова Кабінету Міністрів України від 12.08.1996 р. № 988;
- Указ Президента України від 14.07.2000 р. № 887/2000 “Про удосконалення інформаційно-аналітичного забезпечення Президента України й органів державної влади”;
- Указ Президента України від 22.01.2001 р. № 30/2001 “Про поліпшення інформаційного забезпечення на автомобільних дорогах України”;
- Постанова Кабінету Міністрів України від 13.12.2001 р. № 1682 “Про заходи щодо удосконалення вітчизняної авіаційної системи” та інші.

Предметом розробки і дослідження роботи є **інформаційно-телекомунікаційні системи**, які забезпечують збір, накопичення, обробку і передачу різноманітної інформації. Реалізація сучасних інформаційно-телекомунікаційних систем зумовлює конвергенцію інформаційних і телекомунікаційних технологій для створення єдиних систем обробки і передачі

інформації. Окремий клас цих систем ґрунтується на використанні **мікрохвильових технологій**, що дозволяє вирішувати **проблему безпроводового широкосмугового доступу** до інформаційних ресурсів. Вирішення цієї проблеми є одним із головних завдань сучасних телекомунікацій. Наголосимо, що лише використання мікрохвильових технологій та спеціалізованих засобів обчислювальної техніки дозволяє створювати сучасні безпроводові високошвидкісні інформаційно-телекомунікаційні системи з характеристиками, які відповідають світовому рівню.

Виконана робота вперше обґрунтувала і надала **Концепцію побудови національної інформаційно-телекомунікаційної інфраструктури з використанням мікрохвильових технологій**. Ця концепція орієнтована на побудову інформаційно-телекомунікаційної мережі широкосмугового безпроводового доступу (ШБД) як сукупності безпроводових телекомунікаційних засобів надання інформаційних, навігаційних та інших послуг, а також безпроводових транспортних і корпоративних мереж, мереж абонентського доступу.

Зміст роботи охоплює такі розділи:

- Інформаційно-телекомунікаційні мережі з використанням каналів супутникових комунікацій.
- Супутниково-наземні навігаційні телекомунікаційні системи.
- Інформаційно-телекомунікаційні системи на базі високопіднятих аероплатформ.
- Цифрові мікрохвильові радіорелейної станції.
- Наземні системи мікрохвильового широкосмугового доступу.
- Стільникові інформаційні мережі з комутацією пакетів.
- Спеціалізовані обчислювальні засоби для високодинамічних інформаційно-телекомунікаційних систем реального часу.
- Основні складові для реалізації мікрохвильових телекомунікаційних систем.

По кожному із цих розділів авторами роботи отримані **нові науково-технічні результати світового рівня**. Так, зокрема, в

рамках першого розділу роботи спроектовано, побудовано і введено в експлуатацію **найпотужніший в Україні Телепорт з Центром управління системами супутникових комунікацій** і резервованими зовнішніми каналами на США, Європу, Росію, а також паритетні канали з провідними українськими провайдерами, що забезпечує надійний і швидкий прямий доступ до провідних світових інформаційних центрів та вітчизняних Інтернет-ресурсів.

Наведемо основні отримані результати за іншими розділами роботи.

Супутниково-наземні навігаційні телекомунікаційні системи

Основою для широкого впровадження технологій глобальних навігаційних супутникових систем (ГНСС) в Україні стала реалізація вітчизняних проектів зі створення апаратури для прийому сигналів GPS, ГЛОНАСС (Росія), EGNOS/WAAS. Ці проекти ґрунтуються на вітчизняних винаходах способу та пристрою повністю апаратної обробки сигналів в супутникових навігаційних приймачах. В основу цієї реалізації закладено принцип базовості технічних рішень і використання вітчизняних розробок керамічних фільтрів та спеціалізованих обчислювальних засобів. Порівняльна характеристика вітчизняних приймачів з виробами інших країн свідчить про їх світовий рівень не тільки за функціональними можливостями, але й за масогабаритними параметрами.

Інформаційно-телекомунікаційні системи на базі високопіднятих аероплатформ

Розроблені структурно-функціональні принципи побудови телекомунікаційних системи на базі високопіднятих аероплатформ (ТСВА).

Розроблено перший проект ТСВА для України під назвою “Небесний стільник”, що передбачає побудову зонові телекомунікаційної мережі широкосмугового безпроводового доступу на базі сучасних технологій IP/АТМ. Вітчизняний проект ТСВА, на відміну від зарубіжних розробок США, Великобританії, Японії та ін., повністю базується на мікрохвильовому обладнанні і транспортному забезпеченні вітчизняного виро-

бництва. Якщо зарубіжні проекти ТСВА перш за все спрямовані на збільшення наповнення інформаційного забезпечення урбанізованих центрів, то вітчизняний проект ТСВА спрямований на швидкий та низьковитратний розвиток сільських територіальних районів та їх інформаційну інтеграцію до міських центрів, що повинно сприяти прискоренню і більш ефективному виконанню задачі національної загальної інформатизації до рівня розвинених країн світу.

Мікрохвильові цифрові релейні системи

Представлені принципи побудови мікрохвильових цифрових релейних систем (ЦРС), що використані як при розробці нових радіорелейних систем, так і при модернізації створених раніше.

Серія мікрохвильових ЦРС повністю перекриває діапазони частот від 7 до 38 ГГц, реалізує передачу трафіку від 2 до 32 Мбіт/с, може формувати довільні радіорелейні мережі із використанням різних способів резервування. При цьому, при істотно нижчій вартості в порівнянні з закордонними системами, ЦРС “Сатурн-Е” забезпечує високу надійність роботи радіоліній.

Наземні системи мікрохвильового широкосмугового доступу

Вперше проведена класифікація систем мікрохвильового широкосмугового доступу (СМШД) як невід’ємної частини нового виду телекомунікаційних систем — систем широкосмугового безпроводового доступу (СШБД). Визначені місце і роль СМШД серед інших СШБД.

Розроблено цифрову широкосмугову мікрохвильову телекомунікаційну розподільчу систему (МТРС) з можливістю інтеграції голосу, відео і даних. Дана система не має вітчизняних аналогів і повністю відповідає світовому рівню, а за деякими параметрами перевищує його.

Стільникові інформаційні мережі з комутацією пакетів

Запропонована архітектура, топологія, протоколи стільникових інформаційних мереж, у яких, на відміну від сучасних підходів використовується винятково метод комутації і

маршрутизації пакетів, що дозволяє реалізовувати максимальні швидкості передачі усіх видів інформації (голосу, даних, відео, телеметрії). Ці швидкості зумовлені лише виділеним для функціонування мережі частотним ресурсом. Запропонована стільникова мережа може мати необмежену кількість стільних-локальних об'єднань абонентських терміналів. Кожен стільник як базову станцію використовує двочастотний дуплексний ретранслятор, що дозволяє проводити децентралізоване і багатоточкове керування мережею із кожного з абонентських терміналів при наявності відповідних прав. Як ретранслятори можуть бути використані не тільки наземні пристрої, а й ретранслятори, розташовані на ТСВА, низькоорбітальних і геостационарних супутниках Землі.

Спеціалізовані обчислювальні засоби для високо динамічних інформаційно-телекомунікаційних систем реального часу

На відміну від традиційного виділення з неперервного сигналу інформації про стан сигналу в дискретні моменти часу, запропонована можливість і практично реалізована доцільність виділення інформації **про зміни сигналу** на часових інтервалах чи про поведінку (динаміку) сигналу. Це дозволило запропонувати ефективні способи цифрового представлення неперервних сигналів, розробити алгоритми аналого-цифрового перетворення, що відповідають цим способам, відповідні методи обробки інформації, принципи організації обчислювального процесу в спеціалізованих і проблемно-орієнтованих засобах.

Основні складові для реалізації мікрохвильових телекомунікаційних систем

У діапазонах частот від 1 до 120 ГГц реалізований цілий ряд елементів (діодів, транзисторів і монолітних мікросхем на їх базі) та вузлів (змішувачів частоти вниз і вгору, підсилювачів, детекторів, перетворювально-підсилюючих модулів та ін.) на базі арсенідогалієвих активних елементів вітчизняного виробництва, параметри котрих відповідають параметрам аналогічних виробів кращих зарубіжних компаній у сфері виробництва мікрохвильового устаткування, а вартість 1,5–3 рази менша від зарубіжних. Отже, можна констатувати, що на даний

час в Україні відновлено серійне виробництво мікрохвильових арсенідогалієвих активних елементів, що дозволило виробляти вітчизняні вузли та пристрої з електричними параметрами світового рівня.

Більшість отриманих науково-технічних результатів роботи **впроваджено у виробництво**. Зокрема, ВАТ “Науково-виробниче об’єднання “Сатурн” освоїло випуск малогабаритних мікрохвильових ЦРС, що дозволило впродовж останніх 10 років побудувати на їх базі 90 безпроводових ліній у містах України, Росії, Китаю, Ірану, Туркменістану та ін. Практично продукується елементна база мікрохвильової техніки: фільтри, багатоканальні частотно-розділові пристрої, змішувачі частоти, перетворювальні, підсилюючі пристрої і симулятори. Державним підприємством “Оризон-Навігація” налагоджено промисловий випуск приймачів Глобальної навігаційної супутникової системи; ці приймачі є уніфікованими і дозволяють приймати сигнали із супутників різних глобальних навігаційних систем: GPS, ГЛОНАСС, EGNOS, WAAS. Малогабаритні монолітні керамічні фільтри для цих приймачів продукуються дослідним виробництвом НДІ телекомунікацій НТУУ “КПІ”. Створені ДП “Оризон-Навігація” більш як 30 моделей апаратури використовуються десятками підприємств України, Росії, Білорусі та інших країн у складі навігаційно-телекомунікаційних модулів обладнання рухомих об’єктів, авіаційно-навігаційного обладнання літаків і гелікоптерів, серед яких АН-140, АН-74, АН-3, АН-38, модернізовані літаки типу СУ та МІГ.

Масштабними впровадженнями виконаної роботи в практичну інформатизацію держави стали:

а) Транспортна мережа супутникового зв’язку Державної митної служби України, яка створена на виконання Указу Президента України від 24.07.1995 р. № 614-95 для забезпечення повного контролю за переміщенням транзитних вантажів. Мережа має у своєму складі 225 наземних станцій і є найбільшою мережею супутникового зв’язку в Україні. Проектне навантаження мережі 500 Мбайт/добу при піковому навантаженні 100 Мбайт/годину. З листопада 1999 року мережа здійснює повний контроль за переміщенням підакцизних товарів;

б) Автоматизована міжвідомча інтегрована система обміну інформацією Державної податкової адміністрації України, яка створена у 1998 році і складається з 24 станцій, встановлених в обласних центрах України. Ця система має близько 100 серверів і понад 1000 робочих автоматизованих місць. Працюючи в цілодобовому режимі система забезпечує передачу інформації обсягом більше 4 Гбайт/місяць;

в) Мережа супутникового зв'язку банку “Аваль”, створена у 1998 році, яка включає в себе 25 станцій, розташованих в обласних відділеннях банку “Аваль” і в місті Севастополі. В цілодобовому режимі ця інформаційно-телекомунікаційна система забезпечує обмін усіма видами інформації;

г) Система супутникового зв'язку для регіонального розподілу Інтернет-послуг створена в 2000 році яка забезпечує розподіл послуг мережі Інтернет в регіональних центрах, що діють в Автономній Республіці Крим, м.Харкові, Миколаївській і Закарпатській областях. Реалізовані швидкості перевищують 1 Мбіт/сек.

З метою підвищення рівня захисту державних інформаційних ресурсів у мережах передачі даних і забезпечення інформаційної безпеки держави відповідно до Указу Президента України № 891/2001 від 24 вересня 2001 року “Про деякі заходи щодо захисту державних інформаційних ресурсів у мережах передачі даних”, Постанови Кабінету Міністрів України від 12.04.2002 р. № 522 “Про затвердження порядку підключення до глобальних мереж передачі даних” і Наказу Департаменту спеціальних телекомунікаційних систем і захисту інформації Служби безпеки України № 76 від 24.12.2001 р. ЗАТ “Укрсат” створило перший в Україні атестований захищений телекомунікаційний вузол мережі Інтернет в Україні.

Наукові і практичні результати виконаної роботи опубліковані в більш як 200 працях, у тому числі 8 монографіях, новизна розробок захищена 20 патентами на винаходи України.

II. НАРИСИ
ПРО ВИДАТНИХ ТВОРЦІВ
ІСТОРІЇ НАУКИ
І ТЕХНІКИ

М. Ільченко, С. Тимченко, О. Копил

СЕРГІЙ КОРОЛЬОВ

*Він був малий, цей перший штучний супутник нашої
старої планети, але його дзвінки позивні рознесли
по всіх материках і серед усіх народів як втілення
дерзновенної мрії людства.*

С. Корольов

Увертюра космічної ери

Космічний шлях Сергія Корольова починався в Київському політехнічному інституті. Ось текст його заяви на ім'я ректора:

“До Київського політехнічного інституту
від Корольова Сергія, який закінчив
1-шу будівельну профшколу

Заява

Прошу прийняти мене до КПІ. Рік і 8 місяців працював у Губвідділі Товариства авіації і повітроплавання. Мною сконструйований безмоторний літак оригінальної системи “К-5”. Проект і креслення після перевірки усіх розрахунків визнані придатними для побудови і направлені до Центрального відділу у Харкові...

В силу вище викладеного прошу надати мені можливість продовжити мою технічну освіту.

С. Корольов

Серпня 1924 року.”

Заяву було написано в середині дня, а зранку дядько Сергія, Юрій Миколайович Москаленко, повіз племянника на околицю міста, де в красивому парку губилися корпуси Київського політехнічного інституту.

Дорогою до канцелярії Сергій побачив велику стрілку з написом “Повітроплавання у Києві”. Не вагаючись, пішов у зазначеному напрямі і за кілька хвилин потрапив на досить велику виставку літаків і літальних апаратів. Організатором виставки було авіаційне відділення механічного факультету. Тут докладно і ґрунтовно висвітлювалися зародження, розвиток і сучасний стан авіації як у КПП, так і в місті. Розповідалося, що перший повітроплавальний гурток з’явився у Києві ще 1906 р. Його віце-головою був тоді студент цього інституту, а згодом ректор КПП Вікторіан Флоріанович Бобров (цим, власне, і зумовлювалася масштабність інститутської виставки).



У 1909 р. професор КПП Микола Борисович Делоне разом зі своїми синами створив біплан власної конструкції, на якому здійснив чимало польотів над містом, а через два роки інженер Федір Фердинандович Андрес побудував та успішно випробував перший в Україні дирижабль. Чимало матеріалів виставки було присвячено військовому льотчику Петру Миколайовичу Нестерову, який служив у Києві, у 1913 р. Нестеров уперше в світі виконав “мертву петлю”, а наступного року під час повітряного бою так само вперше застосував таран.

Серед експонатів був добре знайомий Сергію Корольову аероплан “Фарман”. Той самий, на якому піонер російської авіації, кумир Корольова — легендарний Сергій Уточкін — не раз кружляв над Одесою. І цілком закономірно сприймався той факт, що за роботами київських авіаторів уважно стежив батько російської авіації Микола Єгорович Жуковський. Буваючи у Києві, він влаштовував публічні лекції, що не вміщували й половини бажаючих.

Наче зачарований, розглядав Сергій експонати. Так, це було саме те, до чого з раннього дитинства тяжіла його душа...

На початку ХХ ст. будинки-близнюки з виходом на два ганки, що відкривали Димитрівську вулицю у Житомирі, здавалися у найм. У 1906 р. ліву половину будинку № 5 винайняли Павло Якович Корольов — вчитель російської словесності — та його дружина Марія Миколаївна. На сплату квартири йшла третина річного доходу, але в п'яти хвилинах було місце роботи — 1-ша чоловіча гімназія. У цьому будинку 12 січня 1907 р. народився їхній єдиний син Сергій. Незабаром Корольови переїхали в Ніжин, а згодом до Одеси. Цікавість до неба й авіації з'явилася у Сергія змалку, коли неподалік від їхнього дому в Одесі розмістився гідроавіаційний загін Чорноморського флоту. Наставником Сергія в авіаційній справі був учасник Громадянської війни О. Шляпников. Захоплення повітроплаванням привело шістнадцятирічного юнака у Товариство авіації і повітроплавання України та Криму, де він глибоко студіював науково-технічну літературу, навчався на курсах теорії і практики проектування літальних апаратів. Саме за того періоду Сергій сконструював свій перший планер К-5, про що з гордістю написав у вступній заяві на ім'я ректора КПП.

Навчався Сергій легко й захоплено на аеромеханічному відділенні КПП, а його залікова книжка рясніла високими оцінками. 15 лютого 1925 р. в інституті були створені курси інструкторів планерного пілотажу, куди був зарахований і Сергій Корольов. Почалася робота в планерних майстернях інституту — будували КППР-3 за проектом Карацуби й Амбольшта. Перші самостійні польоти Сергія Корольова відбулися 1925 р. в Києві на навчальному планері КПП-3, виготовленому за його участю (це було на тому місці, де тепер міститься станція метро Шулявська). І хоча Сергій мріяв будувати власний планер, проте життя скоригувало всі його мрії...

Ця подія увірвалася в його життя несподівано, збентежила душу, заповонила мозок, охопила все єство. Навесні 1925 р. випускник КПП Олександр Якович Федоров організував у Києві гурток з вивчення світового простору. Цій події передувало тривале листування О.Я. Федорова з К.Е. Цюлковським, який передав гуртку кілька власних теоретичних праць, подав цінні рекомендації. Ідею Федорова підхопили провідні київ-

ські науковці — академіки Граве і Срезневський, відомі вчені Семинський і Шапошников.

Корольов, який завжди був людиною реалістичною, твердої та конкретної думки, цього разу вперше відмовився від своїх юнацьких прагнень. Побачивши макет і креслення ракети, зрозумів, а ще більше відчув, що саме вона відкриє людині неосяжні обрії, прокладе людині шлях у космос. Упевненість у цьому зміцніла, коли Сергій дістав книжку К. Ціолковського “Вільний простір”, написану ще 1883 р. “У той час, коли всі ми навіть подумки не сягаємо далі стратосфери, — думав юний Корольов про Ціолковського, — ця людина з вражаючою переконаністю і впевненістю пише про космічний простір і навіть докладно описує космічний корабель з реактивним двигуном”.

Року 1926-го Сергій переїхав до Москви в родину матері та вітчима. Освіту продовжив на аеромеханічному факультеті Вищого технічного училища імені М.Е. Баумана. Дипломний проект, присвячений розробці легкого літака СК-4 для досягнення рекордної дальності, виконав під керівництвом А.М. Туполева. 1930 р. Корольов закінчив МВТУ з дипломом інженера-аеромеханіка та льотчика-випробувача.

Свій “планерний” період він блискуче завершив, сконструювавши разом із С. Люшиним планери “Коктебель” і “Червона зірка”, на якому льотчик В. Степанчонок у безмоторному вільному польоті виконав три “мертві петлі”. Про той період життя С. Корольова наш земляк — авіаконструктор Олег Антонов — написав: “Уже тоді в своїх конструкціях Корольов ішов на крок попереду інших”.

Головний конструктор

Подальший його шлях у небо і космос тривав за допомогою ракетної техніки.

Глибше С. Корольов ознайомився з ідеями Ціолковського в 1929–1931 рр. і побачив реальну можливість втілення їх на практиці, до того ж у недалекому майбутньому. Тут проявилася характерна для діяльної натури Корольова риса — будь-яку

абстрактну, здавалося б, ідею він умів досягнути з погляду практичного застосування, шукав засобів її технічного втілення.

Спочатку, після закінчення МВТУ (1930), Корольов працював у Центральному аеродинамічному інституті (ЦАДІ), а 1931 р. створив Групу вивчення реактивного руху – (ГВРР). Першим керівником групи був Ф. Цандер, а через рік – сам С. Корольов. Ентузіасти нових ідей з захопленням працювали над створенням ракет ... на громадських засадах. В одному з листів до К.Е. Ціолковського “гір дівці” писали, що в їхньому колективі “багато висококваліфікованих інженерів, однак кращим з кращих є голова нашої техради інженер С.П. Корольов”.

17 серпня 1933 р. під керівництвом Корольова було успішно здійснено випробування першої рідинної ракети конструкції М.К. Тихонравова, що знаменувало народження нового виду техніки – ракетної. У 1933 р. в СРСР було засновано перший у світі Реактивний науково-дослідний інститут (РНДІ), який розробив зразки перших керованих балістичних, а згодом і космічних, ракет. 1934 р. побачила світ праця С. Корольова “Ракетний політ у стратосфері”, на якій К.Е. Ціолковський напише: “Книга дуже корисна”.

Згадаємо тут видатний історичний факт, відомий небагатьом: в СРСР політ людини на апараті з ракетним двигуном був виконаний 28 лютого 1940 р. льотчиком В.П. Федоровим на ракетоплані РП-318-1 конструкції Сергія Корольова. Ось як захоплено говорив про це О.К. Антонов: “Мені довелося бачити на станції Планерна під Москвою його спроби польотів на планері, до якого був прироблений невеликий рідинний реактивний двигун, який він та його друзі змайстрували самі. Де нам було тоді передбачити, у що ці роботи виллються через десятиліття. Потрібні були і геній, і цілеспрямованість Корольова, щоб розгледіти в цьому скромному початку космічні далі майбутнього”.

Тернистим був життєвий шлях Головного Конструктора. Труднощі нової справи, нерозуміння з боку керівництва, конфлікти та незручності через те, що наполягав, відстоюючи свою лінію, арешт у 1938 р., в’язниці й табори ГУЛАГу. Доля ніби випробувала його на міцність. Витримав. Листи ув’язне-

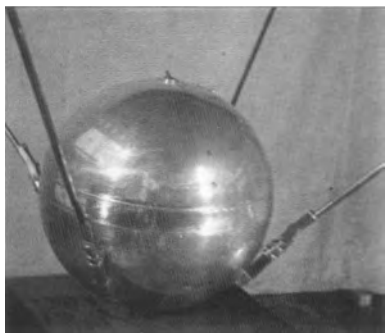
ного “ворога народу” Корольова вражають силою духу і впевненістю у справі, за яку постраждав, обґрунтовуючи її важливість, наполягаючи на необхідності продовження своєї роботи. Довгоочікуване звільнення прийшло 1944 р., проте ще довгі роки, аж до 1957, над ним тяжіло тавро “ворога народу”, хоча й прощеного за особливі заслуги, але ж не реабілітованого.

13 травня 1946 р. було прийнято важливе рішення уряду про створення в Радянському Союзі нового напрямку оборонної промисловості — ракетобудування. Був організований Державний союзний науково-дослідний інститут № 88 (пізніше відомий як ЦНДІМаш МЗМ СРСР), а провідним колективом-розробником ракетних комплексів з балістичними ракетами далекої дії став відділ № 3, керований С.П. Корольовим. Пізніше він очолив славнозвісну Раду головних конструкторів, а згодом за нею утворилися інші Ради головних на чолі з М.К. Янгелем, В.М. Челомеем, А.Д. Надирадзе, В.М. Макеевим, Д.І. Козловим — неформальні об’єднання керівників, що відіграли особливу роль у розвитку ракетно-космічної техніки.

Певний час діяв підрозділ “Особливе конструкторське бюро”, головною метою якого було створення першої міжконтинентальної ракети. Вже під час проектування ракети як засобу захисту країни головний конструктор побачив у ній реальну можливість втілення своєї давньої мрії: прориву в космічний простір. У тому був вияв сили його наукового передбачення, його прозорливості.

Штурм космосу наближався.

1954 р. Корольов повідомив керівництво країни про можливість створення найближчими роками штучного супутника Землі. На початку 1955 р. ухвалено рішення про будівництво космодрому Байконур. Корольов сам обрав місце і планував служби. В серпні 1957 р. відбувся запуск першої в світі наддалекої міжконтинентальної багатоступінчастої балістичної ракети. Сьогодні визнано, що ця ракета — одна з вершин інженерної творчості Корольова. Через півтора місяця — 4 жовтня 1957 р. — було здійснено запуск штучного супутника Землі. Людство вперше відчувало свою причетність до космосу завдяки



Копія першого штучного супутника Землі, запуск якого відбувся 4 жовтня 1957 р

технічному генію Сергія Корольова. Штурм космосу прискорювався.

Набравши другої космічної швидкості, автоматична станція “Ауна-1” стала планетою Сонячної системи, “Ауна-2” досягла Місяця, а “Ауна-3” зфотографувала невидимий бік Місяця. Нарешті збулася мрія фантастів усіх часів і народів. Однак чільним актуальним завданням головного конструктор вважав політ у космічний простір саме

людини. А це було непросто.

Уже 1956 р. Корольов наголошував, що політ людини в космос уявляється йому найближчою перспективою. Думки ці були викладені ще до створення супутника. Немало зусиль доклав Корольов для того, щоб переконати своїх опонентів у потребі здійснення одразу й орбітального польоту навколо Землі. Тільки такий політ можна було вважати справді космічним. Для реалізації цього вже було створено ракету з першою космічною швидкістю та корабель, що забезпечував життя людини за межами земної атмосфери.

Цілеспрямованість і крицева воля, помножені на знання й досвід, неухильно вели головного конструктора до здійснення своєї мрії.

12 квітня 1961 р. Епохальна подія сталася! Людина — в космосі! Людина “пливла” в космічному човні на хвилях безмежного зоряного океану...

За сорок п'ять років космічної ери космонавтика пройшла величний шлях — від створення ракет і першого супутника до орбітальних станцій, від ста восьми хвилин космічного польоту Юрія Гагаріна до річної експедиції на космічній станції. Оглядаючи пройдений шлях, бачимо, що всі основні напрями космонавтики так чи інакше пов'язані з ідеями Сергія Павловича Корольова. В одній людині поєдналися великі творчі та рушійні сили — науковий потенціал, конструктор-

ський геній, блискучий таланти організатора. Складність і драматизм підготовки польоту людини в космос полягали ще й у тому, що мало хто в це вірив до кінця, навіть однодумці. Навіть до останніх хвилин... Корольова порівнюють з полководцем за здатність згуртувати, повести за собою людей, обрати стратегічний напрям, передбачити наслідки, взяти на себе відповідальність, врешті, піти на ризик. Зокрема академік Б.В. Раушенбах виділяв три основні риси характеру Головного Конструктора: по-перше, здатність, окресливши основну мету, вселити в усіх учасників роботи впевненість у швидкій перемозі, надихнути їх на, здавалося б, неймовірні справи. По-друге, визначивши мету і організувавши роботу, він рухався до кінцевого успіху, змिताючи перепони і концентруючи сили на головному. По-третє, Корольов був наділений вражаючою спроможністю приймати вірні рішення, навіть коли явно бракувало об'єктивної інформації. Там, де інший би довго вагався між різними варіантами, втрачаючи час і розхолоджуючи виконавців, Корольов у потрібний момент приймав вольове рішення, яке, як це не дивно, зазвичай виявлялось правильним, іноді через кілька місяців або навіть років.

У розквіті творчих сил і задумів, коли тільки-но Сергію Павловичу виповнилося 59, 14 січня 1966 р. він пішов з життя, залишивши нащадкам у спадок закладені ним підвалини практичної космонавтики, пріоритет у найпередовішій галузі людської діяльності.

Традиції

1 серпня 1970 р. на батьківщині С.П. Корольова, в Житомирі у будинку № 5 по вул. Димитріївській, було відкрито меморіальний Будинок-музей вченого. У його відновленні приймала участь Марія Миколаївна Москаленко, мати Сергія Павловича, яка передала музею частину сімейних реліквій. Меморіальний Будинок-музей разом із новим експозиційним залом "Космос", де зібрана унікальна колекція оригінальних зразків і натурних макетів космічної техніки, увійшли до новоствореного Музею космонавтики імені С.П. Корольова, який 13 травня 1991 р. урочисто відкрив Президент НАН

України, академік Б.Є. Патон. За минулі роки з музейною експозицією ознайомилися понад півтора мільйона відвідувачів.

Рік 1988-й. Київський політехнічний... Наталя Корольова іде парком інституту Їй хочеться ближче відчувати цей мальовничий куточок міста, адже тут за далеких двадцятих років кожного дня бував її батько.

Дочка академіка С.П. Корольова розповідала, що батько частенько згадував про студентське життя в Києві. Лише специфіка роботи й посади не дозволяли йому приїхати до милого його серцю Києва, пройтися понад Дніпром, зустрітися з викладачами й студентами КПІ. Проте в останні місяці життя він просив дочку передати київським політехнікам зворушливі символи своєї студентської юності — готувальню, логарифмічну лінійку, креслення планера К-5 та літака СК-4. Музей Сергія Корольова поповнюється й досі. Серед численних гостей тут побували й уславлені космонавти — Георгій Гречко, Георгій Береговий, Павло Попович, Світлана Савицька, Микола Рукавишников, Володимир Ляхов, Анатолій Березовий, іноземні космонавти. Гостем політехніків був і перший космонавт незалежної України Леонід Каденюк.

На одній із дарчих книг Музею Сергія Корольова Київського політехнічного інституту є текст, під яким поставили свої підписи майже всі космонавти: “Ім’я Сергія Павловича Корольова — видатного вченого ХХ століття — назавжди вписано в історію людства. Воно стало символом науково-технічного прогресу, підкорення космічного простору, символом людяності і великої любові до Батьківщини. Для нас, космонавтів, ніколи не зітреться з пам’яті щасливий і нелег-



Меморіальна дошка
С.П. Корольову на головному
корпусі КПІ, де він навчався
у 1924—1926 рр.

кий час спільної праці з С.П. Корольовим. Він був для нас усім: Генеральним конструктором і наставником, другом і вимогливим керівником. Наша любов до нього вічна”.

“Сергію Корольову більше, ніж будь-кому іншому, належить заслуга в тому, що космічна доба стала реальністю”, — писав Ханнес Альвен, шведський фізик, лауреат Нобелієвої премії. Так, ім’я Сергія Павловича Корольова справді вписане золотими літерами в історію людства, бо з цим іменем пов’язане здійснення одвічної мрії землян — вихід у простори Всесвіту.

М. Ільченко, С. Воронов

ІГОР СІКОРСЬКИЙ

*Важкі машини ... вирішать проблему
приватного повітроплавання... і дозволять
здійснити ідею надійного, регулярного
і постійного польоту, оскільки вони
якнайменше залежать від погоди,
навантаження та умов польоту,
ніж апарати маленькі.*

I. Сікорський



Серед імен першовідкривачів ХХ ст., чий відкриття та технічні винаходи збагатили інтелектуальну скарбницю людства, почесне місце посідає Ігор Сікорський. Його ім'я золотими літерами вписано в історію всесвітньої авіації.

Народився Ігор Сікорський 25 травня 1889 р. в Києві. Заможні друзі батьків, родичі бажали дитині “многії літа” та щасливого життя. І справді долею судилося Сікорському щасливе дитинство в затишному будиночку з садом на Великій Підвальної вулиці (Ярославів

вал), 15. Пізніше в тому садку Сікорський будував свій перший аероплан.

Закінчивши 1905 р. загальні класи морського корпусу, що відповідало курсу середніх навчальних закладів, Сікорський поїхав до Парижа вивчати математику, креслення, фізику, хі-

мію, слухати лекції Едісона та навчатися повітроплаванню. Повернувшись через рік, вступив за конкурсом на механічне відділення Київського політехнічного інституту, маючи ясну мету в житті — авіацію.

У 1909 р. було створено Київське товариство повітроплавання, що об'єднало конструкторів. Працювали всі разом, взято допомагаючи один одному. Так були створені перші аероплани Сікорського та Билинкіна. Федір Іванович Билинкін — теж політехнік, з купців-старовірів. Він привіз із Парижа двигун і гвинти та першим у Києві будував аероплан. Його апарат не літав, і пізніше Билинкін об'єднався із Сікорським. Допомагав їм Василь Володимирович Іордан, теж студент КПП, талановита людина, чудовий умілець, високо шанований авіаторами.

Утрюх вони зробили БІС № 1 — “біплан дуже легковажного вигляду”, як писав репортер “Киевлянина”, один із авіаторів Т.П. Адлер. Сікорський усе робив сам: проектував, будував, літав. У середині травня почав випробовувати аероплан. Виявилося, що двигун “Анзані” на 15 кінських сил заслабкий, а розташування двигуна позаду крил небезпечно для пілота та й кермо на пряму діє погано. БІС № 1 швидко розібрали, а замість нього вже 3 червня на поле викотили БІС № 2 з двадцятисильним “Анзані”, збільшеними кермами та крилами, обтягнутими (з обох боків) простою тканиною, покритою спеціальним лаком, що натягував її після висихання — винахід Сікорського та Билинкіна.

За початкового періоду розвитку авіації багато конструкторів Києва будували апарати, подібні до кращих іноземних. На перших порах віддавав належне копіюванню (але все-таки творчому) і Сікорський, але далі рушив власним шляхом. Його біплан різнився від закордонних тим, що не мав стерна висоти, а керувався стерном, розташованим позаду стабілізатора. Ця машина мала “крильця” на кінцях крил із нахилом у різні боки — те, що тепер зветься елеронами. А ще гарний гвинт, зроблений власноруч із горіха.

Від 1910 р. Ігор Сікорський одночасно з побудовою аеропланів розробляв теорію їхніх розрахунків. Про свої теоретичні дослідження він уперше доповідав у КПП на початку 1912 р.

Їхню результативність не раз підтверджували самі аероплани Сікорського. Ігор Іванович належав до кола кращих авіаконструкторів. У зв'язку з запланованим перельотом із Петербурга до Москви рада Київського товариства повітроплавання (КТП) запросила свого активного діяча взяти участь у змаганнях від імені київських авіаторів. З цієї нагоди навіть ухвалили виготовити приз товариства — срібний кубок зі знаком КТП та гербом Києва.

Звістка про видатні успіхи київського льотчика-конструктора досягла столиці імперії. Ним захоплювалися, пишалися, а сам Ігор Іванович, не роблячи перерв, не дозволяючи собі розслабитись у променях всеросійської слави, працював і працював. Тепер його увагу полонили великі апарати. Глибоко та впевнено обґрунтовуючи умови польоту аероплана у доповіді на зборах Повітроплавального гуртка КПП, він доводив: можлива швидка поява багатомоторних літаків, які зможуть триматися в повітрі десятки годин та не залежатимуть від примх погоди.

Невдовзі на Сікорського чекав цілковитий тріумф у Москві на Другій міжнародній виставці. Обстановка на ній вражала урочистістю. Неможливо було уявити, що тільки два-три роки тому авіація робила перші кроки. Відкриваючи виставку, Микола Жуковський сказав: “Особливо треба відзначити те, що серед експонатів виставки багато апаратів, побудованих російськими конструкторами за проектами російських винахідників, а також студентів повітроплавальних гуртків. Усе це свідчить про можливість подальших успіхів російського повітроплавання”. Російських літаків на виставці загалом було шість. І найбільший успіх мав біплан С-ба. Газети докладно описували його конструкцію, писали про те, що в польоті двигун регулюється механіком, що Сікорський літав на ньому з п'ятьма пасажирами зі швидкістю 117 км/год. Ігор Іванович на цьому літаку з трьома пасажирами встановив 29 грудня 1911 р. перший світовий рекорд швидкості.

Так, він не гаяв часу, а невтомно працював: за маленькою літерою “а” у назві літака стояла велетенська праця. Невдовзі до почесної медалі Російського технічного товариства Сікорський долучив і велику золоту медаль Міністерства торгівлі й

промисловості за модель С-6а. А ще — запрошення до Петербурга на Російсько-балтійський завод “керувати будівництвом аеропланів власної системи” в аеропланобудівному відділі.

Узявши за основу С-6а, уже до березня 1913 р. на заводі виготовили двомоторний (а згодом чотиримоторний) “Гранд-Балтійський”. Усі, хто бачив того велетня, не вірили в його спроможність літати. Але Сікорський прожектором не був і зовсім не збирався витратити сили, час і гроші на марне: давно, ще в КПП, він усе продумав і зважив. Тепер літак готовий. “Гранд” літав чудово. Його доробили, перейменували, і невдовзі “Російський витязь” з чотирма пасажирами на борту встановив всесвітній рекорд тривалості польоту — 1 год 54 хв. Коли Європа, писав 1924 р. часопис “Самолет”, займалася своїми “етажерками Блеріо”, над Петербургом уже літав великий чотиримоторний літак. А 5 грудня 1913 р. з петербургського заводу вилетів і велетень “Ілля Муромець” (С-22) — його довго випробовували, модифікували і нарешті довели до потрібних характеристик. “Ілля Муромець” побивав світові рекорди. В одному із польотів із десятима пасажирами (у т.ч. депутатами Державної думи) на борту аероплан сягнув 2 тис. м висоти. 5 червня 1914 р. “повітряний корабель” із шістьма пасажирами протримався у повітрі 6 год 33 хв. А вже 17 червня 1914 р. біплан “Ілля Муромець” приземлився на Куренівському аеродромі, здійснивши переліт Петербург — Київ. Серед тих киян, хто зміг піднятися у повітря під час показних польотів, що тривали до 27 червня, була й сестра Ігоря Івановича — Ольга.

Державна дума визнала заслуги Сікорського, який створив “потужне знаряддя атаки”, державними. Дійсно, літаки С-22, а їх було виготовлено близько 70, блискуче зарекомендували себе на фронтах Першої світової війни.

Ігор Сікорський не сприйняв жовтневі події 1917 р., — навесні 1918 р. він назавжди залишив Росію. Рік він прожив у Франції, працюючи над проектом важкого бомбардувальника, але війна закінчилася, робота виявилася непотрібною. 30 березня 1919 р. Сікорський прибув у Нью-Йорк, де на той час авіація була взагалі в занепаді. Взимку 1923-го до нього приєдналися сестри і донька, дружина емігрувати відмовила-



І. Сікорський виконує перший вертикальний зліт вертольоту S-46.
14 вересня 1939 р.

ся. Ігор Іванович одружився вдруге, на Єлизаветі Семеновій (уродженці Полтави), і в них один за одним народилися чотири сини.

У березні 1923 р. на старій фермі поблизу Нью-Йорка в Аонг-Айленді Сікорський за допомоги композитора С. Рахманінова, який зробив вирішуючий справу грошовий внесок, заснував фірму “Сікорський аероін-

жиніринг корпорейшн” та побудував суходільний С-29А. Потім перейшов на гідроплани. Комерційний успіх прийшов у 1928 р., коли літак-амфібія S-38, здатний сідати на сушу і на воду, замовила пасажирська авіакомпанія “Пан Американ”. Найбільша з виготовлених Сікорським амфібій, S-40, перевозила до 40 пасажирів та 1934 р. відкрила першу лінію зі США на Гаваї, а згодом — через Атлантику.

Але через конкуренцію довелося полишити й гідроплани. Сікорський взявся до того, до чого ніхто не брався — до вертольотів. Він знову повернувся до дитячих мрій. 14 вересня 1939 р. його вертоліт VS-300 (S-46) здійснив перший вертикальний зліт. Машину пілотував сам 50-річний конструктор. Пілот сидів попереду, відкритий усім вітрам, як колись на власних перших БІС. Вертоліт літав 1 год 20 хв, а наступного року побив усі рекорди.



Вертоліт S-58 піднімає астронавтів

Вертольоти в Америці принесли Сікорському найбільший успіх. Він першим побудував турбінні вертольоти, вертольоти-амфібії, “літаючі крани”. Його крилаті машини без посадок перелітали через океани, встановлювали численні світові рекорди, виконували фігури вищого пілотажу. Сікорський знову став відомим, був обраний почесним членом 11 університетів та став володарем всіляких нагород. Року 1957-го Ігор Іванович залишив посаду головного конструктора своєї корпорації — справжньої вертольотної імперії, бо на той час вже було побудовано більше трьох тисяч машин, — до останнього дня життя залишався її консультантом. Цікаво й те, що Сікорський написав декілька книг з богослів'я.

Помер Ігор Іванович Сікорський 26 жовтня 1972 р. в місті Істоні (штат Коннектикут).

У 1998 р. з нагоди 100-річного ювілею Київського політехнічного інституту на фасаді Державного політехнічного музею було відкрито пам'ятну дошку, присвячену великому сину України, видатному конструктору Ігорю Івановичу Сікорському. Старший син конструктора Сергій Ігорович, який був гостем київських політехніків, позначив: “Усього Ігорем Івановичем чи під його керівництвом було розроблено 78 різних типів літальних апаратів: 72 з них випускались серійно, 2 доведено до дослідних зразків і лише 4 залишились на папері”.



Сергій Сікорський біля пам'ятної дошки І. Сікорському на фасаді Державного політехнічного музею

М.Ю. Ільченко

ВИДАТНИЙ КОНСТРУКТОР АВІАДВИГУНІВ

Генеральний конструктор авіаційних двигунів, які підняли в небо десятки тисяч літаків, студент КПІ 1912-1914 років, Олександр Олександрович Мікулін був одним із піонерів і основоположників розвитку авіації в СРСР.

За свої роботи Олександр Олександрович був удостоєний звання Героя Соціалістичної Праці. Він чотири рази ставав лауреатом Державних (Сталінських) премій СРСР в 1941, 1942, 1943, 1946 роках. Нагороджений орденами Дружби народів, Червоної Зірки, “Знак пошани” та багатьма медалями.



О.О.Мікулін — академік АН СРСР, генерал-майор-інженер авіації.

Олександр Олександрович був людиною обдарованою. Він добре малював, вільно володів багатьма європейськими мовами, захоплювався медициною. Як інженер-механік він зробив вагомий внесок у вирішення проблем оздоровлення організму і продовження людського життя. Самобутній талант Мікуліна викликає глибоку повагу і сьогодні.

Народився О.О.Мікулін 2 лютого 1895 року в м. Володимирі в сім'ї представників технічної інтелігенції. Його батько, теж Олександр Олександрович Мікулін, працював інженером-механіком, а потім проявив себе як державний чиновник. Мати доводилась рідною сестрою Миколі Єгоровичу Жуковському — “батьку” російського повітроплавання. Дитинство Олександр Мікулін-молодший провів у садибі М.Є.Жуковського. Олександр змалку виявляв схильність до конструю-

вання, добре засвоїв та розмовляв російською, німецькою і французькою мовами.

У 1901 році сім'я переїжджає до Києва. Коли Олександрові виповнилося 6 років, розпочинається його навчання в Катерининському реальному училищі, викладання в якому велося німецькою мовою.

У житті О.О.Мікуліна було декілька ключових моментів, які визначили його конструкторський і науковий шлях.

Першим із них можна назвати його знайомство в роки навчання в училищі з німцем Шрайбергом, водієм і механіком приватного автомобіля “Даймлер-Бенц”. Це знайомство сприяло тому, що Олександр серйозно захопився вивченням автомобільного двигуна, навіть приступив до самостійної побудови двигуна внутрішнього згоряння у фізичній лабораторії училища. Завершити його не вдалося, зате з'явився досвід конструювання.

Другою важливою віхою в житті Мікуліна став приїзд М.Є.Жуковського до Києва в кінці жовтня 1908 року. “Батько” російської авіації прочитав у КПІ лекцію про повітроплавання та його перспективи. Наприкінці доповіді Жуковський запустив модель літака, привезену ним із Парижа, справивши неабияке враження на аудиторію та власного племінника. Під час цієї лекції Мікулін познайомився з Ігорем Сікорським, майбутнім знаменитим авіаконструктором. Вдома Олександр спробував виготовити подібну модель, але вона не полетіла. Жуковський підказав племіннику, що причина в недостатній площі поверхні крила. Модель Саша переробив і отримав успішний результат. Так, вперше для нього інтерес до моторобудування переплівся з інтересом до аеродинаміки.

Весною 1909 року в Києві відбулося змагання авіамоделістів. На змаганнях Мікулін і Сікорський зустрілися вдруге, і в подальшому їх стосунки стали дружніми. На змаганнях модель Сікорського зайняла перше місце, а Мікуліна – друге.

Третім важливим моментом у житті Мікуліна було знайомство з відомим авіатором Сергієм Уточкіним, який весною 1910 року приїхав до Києва для демонстрації польотів. Мікулін і Сікорський були присутніми на першому виступі Уточкіна, а потім Мікулін ходив на всі до єдиного польоти авіатора. Одного разу в польоті відмовило магнето, і на літаку

Уточкіна вимкнувся мотор. Але все закінчилося благополучно — літак приземлився як планер. Для уникнення такого в майбутньому Мікулін запропонував Уточкіну дублювати магнето. Той негайно реалізував цю просту, але геніальну ідею, подякував Олександрю. З тих часів магнето дублюється практично на всіх авіаційних двигунах. Для Мікуліна це був знайомий момент — його висновки знадобилися і були реалізовані.

Четвертим знаковим моментом для Мікуліна був вступ до КПІ, який він здійснив не без впливу Ігоря Сікорського. У 1912 році Олександр закінчив реальне училище, і перед ним постало питання, де навчатися далі. Дружба з Сікорським, який на той час був уже відомим авіатором, дала можливість зрозуміти, що КПІ (в якому навчався Сікорський з 1907 по 1911 роки) — це саме те місце, де потрібно навчатися людині з конструкторським нахилом, де є майстерні, ливарня, кузня з невеликим паровим молотом, механічний цех з токарними, свердильними, стругальними і фрезерними верстатами. Все це Мікулін, розпочавши навчання в інституті, опанував за лічені місяці. Як це йому знадобилося потім!

Наступним знаковим моментом для Мікуліна було знайомство з московським професором Миколою Романовичем Брилінгом, фахівцем з двигунів внутрішнього згоряння, під час ярмарку сільськогосподарської техніки в Києві у 1913 році. Познайомившись з ідеєю безкарбюраторного двигуна, над яким працював у той час Мікулін, Брилінг запропонував йому перейти навчатися у Московське імператорське училище, де він працював.

Весною 1914 р. Мікулін з успіхом склав іспити за другий курс КПІ і отримав дозвіл на переведення до Московського імператорського училища.

У Москві студент Мікулін активно включився в роботу повітроплавального гуртка свого дядька — професора М.Є.Жуковського. Багато членів цього гуртка потім стали відомими вченими і конструкторами — О.О.Архангельський, В.П.Ветчинкін, А.М.Туполєв, Б.М.Юр'єв, Б.С.Стечкін. Уже тоді серед членів гуртка Мікулін виділявся конструкторським талантом. До його пропозицій уважно прислухалися не тільки студенти, а й викладачі.

Наступним знаковим моментом у житті Мікуліна була робота з Б.С.Стечкиним над двигуном внутрішнього згоряння середньої потужності — це було початком реальної конструкторської діяльності Мікуліна в галузі моторобудування.

У грудні 1918 року з ініціативи М.Є.Жуковського був створений Центральний аерогідродинамічний інститут — ЦАГІ. На перших порах, в умовах розрухи та згортання авіаційного виробництва, ця організація мала звужену практичну спрямованість.

1921 року було створено Науково-дослідний автотранспортний інститут (НАМІ). Робота в НАМІ під керівництвом М.Р.Бриллінга почалася з розробки вітчизняних автомобільних, танкових й авіаційних двигунів. Активну участь у цій роботі брав і Мікулін. А в 1926 році О.О.Мікулін став головним конструктором НАМІ з авіаційних двигунів. Йому виповнився 31 рік.

Враховуючи перспективи розвитку вітчизняної авіації, перед моторобудівниками НАМІ було поставлено завдання розробки потужних авіаційних двигунів для сучасних бомбардувальників, штурмовиків та винищувачів. По закупленій ліцензії на базі одного з кращих моторів того часу BMW-VI був запущений у серію мотор під шифром М-17.

У 1930 р. Мікулін приступив до створення мотора, який мав би перевищувати за потужністю М-17. Отримавши шифр М-34, мотор успішно пройшов державні випробування і на початку 1932 р. був переданий у серійне виробництво. Мотор М-34 мав видатні для свого часу технічні характеристики і перевершував кращі зарубіжні зразки.

За період з 1932 по 1938 рік на базі мотору М-34 розроблялися різні модифікації під різні призначення двигуна. Двигун М-34 в різних модифікаціях встановлювався на серійні літаки: бомбардувальники, винищувачі, штурмовики. Цими ж моторами оснащувався найбільший на той час у світі літак “Максим Горький”.

У 1934 році на літаку РД-1 з мотором М-34 екіпаж у складі М.М.Громова, О.Б.Юмашева і С.О.Даніліна здійснив переліт за маршрутом Щолкове —Північний полюс — Сан-Джасинто (США). При цьому був установлений новий світо-

вий рекорд дальності польоту по прямій без посадки. Це був триумф Павла Осиповича Сухого – конструктора літака та О.О.Мікуліна – конструктора двигуна.

У серпні 1936 р. наказом по Наркомважпрому моторам типу М-34 було присвоєно ім'я конструктора Олександра Мікуліна, і вони, а також усі наступні розробки, почали іменуватися АМ.

У 1938 р. колектив О.О.Мікуліна розробив більш потужні варіанти двигунів під шифрами АМ-35 і АМ-35Ф, а потім АМ-37 і АМ-39.

Початок Другої світової війни різко змінив роботу авіабудівників. Тепер треба було створювати тільки найбільш ефективну зброю і техніку та постачати фронт у найкоротший термін. Одним із таких виробів був визнаний авіадвигун Мікуліна АМ-38. Це був стратегічний прорив у вітчизняному моторобудуванні. Схожих двигунів не існувало в жодній країні світу.

Наприкінці 1941 року було розроблено ціле сімейство двигунів АМ-38.

Особливістю всіх розробок колективу Мікуліна до цього і в майбутньому було широке розгортання науково-дослідних і експлуатаційних робіт, застосування у створюваних системах новітніх досягнень фундаментальних і прикладних наукових досліджень у галузях гідрогазодинаміки, механіки, теплофізики.

У результаті їх проведення вийшли у світ фундаментальні монографії О.О.Мікуліна “Перспективная оценка развития авиамоторостроения”, “Справочник авиамоторного конструктора” та низка інших робіт, які стали класичними для авіації.

У 1943 році цей внесок у наукове і практичне авіабудування оцінила Академія наук СРСР, вибравши його своїм дійсним членом без захисту дисертації.

У другій фазі війни Мікулін почав працювати над підвищенням висотності мотора АМ-38 шляхом використання турбокомпресора. Ця робота ОКБ Мікуліна поклала початок оригінальному напрямку створення ефективних силових установок для висотних літаків на базі низьковисотних моторів. По суті, вона була наступним важливим досягненням, яке дозволило Мікуліну успішно розробляти такі установки в кінці

війни і безпосередньо після її закінчення для стратегічних виконавців і висотних бомбардувальників.

Створення двигуна АМ-42 у травні 1943 року стало важливим досягненням ОКБ Мікуліна, яке дозволило радикально покращити льотно-тактичні характеристики радянських літаків. Подальше вдосконалення АМ-42 привело до створення двигуна АМ-43 з безпосереднім уприскуванням палива в циліндр. Це було новим кроком в авіамоторобудуванні.

У 1944 році О.О.Мікуліну було присвоєно звання генерал-майор-інженера авіації.

У наступні роки колектив Мікуліна перейшов до створення потужних турбодвигунів серії АМ: АМ-1, АМ-2, АМ-3 (останній багато років з успіхом працював на літаку Ту-104).

Усього з 1934 по 1955 роки під керівництвом О.О.Мікуліна було створено десятки типів газотурбінних двигунів, із яких вісім було запущено в масове виробництво.

У 1935–1955 роках Мікулін, незважаючи на величезну зайнятість на конструкторській і виробничій роботі, викладав у Московському вищому технічному училищі ім. М.Е.Баумана і у Військово-повітряній інженерній академії.

У 1955 Мікулін був відсторонений від роботи в авіаційній промисловості. Йому було 60. Вийшовши на пенсію, Мікулін залишився таким же активним і творчим, яким був завжди. Він займався проблемами збереження здоров'я, запропонував низку ідей, частина яких застосовувалася в санаторному лікуванні. Коли Міністерство охорони здоров'я відмовилося видати книгу Мікуліна, присвячену медичній тематиці, під приводом відсутності у нього медичної освіти, академік у 76 років вступив до медичного інституту, а у 81 рік захистив дисертацію з медицини на матеріалі підготовленої ним книги. Тоді вона була опублікована під назвою “Активное долголетие”.

Помер видатний конструктор 13 травня 1985 року на 91-му році життя.

Оригінальні технічні рішення Мікуліна є актуальними і сьогодні та заслуговують на їх глибоке вивчення.

*Виступ в НТУУ “КПІ” на Наукових читаннях
з циклу “Видатні конструктори України”
20 квітня 1910 р.*

М.Ю. Ільченко

ВІН НЕ МІГ НЕ БУТИ КОНСТРУКТОРОМ

Людина століття, конструктор від Бога — так про нього тепер пишуть його соратники. За кількістю найвищих нагород СРСР Микола Леонідович Духов входить до першої десятки. Три Золоті Зірки Героя Соціалістичної Праці, одна Ленінська та п'ять Державних премій, безліч орденів і медалей. М.Л.Духов — доктор технічних наук, член-кореспондент АН СРСР, один з небагатьох генерал-лейтенантів інженерно-технічної служби в країні.

Хто ж такий М.Л.Духов — легенда, герой і при цьому людина, яка з 1948 року була закритою для .супільства?

Навчання і широкомасштабне створення танків



Микола Леонідович Духов, нащадок давнього дворянського роду, народився 26 жовтня 1904 року в сім'ї фельдшера в селі Веприк Гадяцького повіту Полтавської губернії. Як свідчить двоюрідна сестра М.Л.Духова Алла Кузнець, у дитинстві “Миколка пильно спостерігав за дідусем Віктором Полієвктовичем, коли той майстрував, і згодом у хлопчика з'явилася своя майстерня, в якій були витвори його рук — іграшки, машинки, різні пристрої. Дід Михайло казав Миколці: “Дивна ти дитина. Усі діти бігають, граються на

вулиці, а ти завжди чимось заклопотаний, усе мізкуєш своєю дитячою голівкою”. А хлопчик відповідав “Я, діду, хочу зробити щось велике. Мені вже не цікаво робити хлопцям дерев'яні гвинтівки”.

Микола Духов закінчив Гадяцьку чоловічу гімназію і з 1918 року розпочав трудову діяльність. Близькі і знайомі помітили потяг хлопця до техніки, наполегливість у досягненні поставленої мети та ще й обдарованість до музики та художнього слова. Усі розуміли, і в першу чергу він сам, що необхідно вчитися. 1926 року за направленням комсомолу Микола їде навчатися на робітфак при Харківському геодезичному інституті, після якого необхідно було продовжити навчання за фахом землеміра або геодезиста. Проте Миколу невпинно тягне до техніки. Допоміг визначитись з навчанням Олександр Аркадійович Полоцький, заступник наркома народної освіти, земляк. Завдяки його сприянню Микола Духов почав навчатися в Ленінградському політехнічному інституті. В 1932 році він закінчив механічний факультет за фахом “Конструювання тракторів і автомобілів”. Отримав призначення на роботу на легендарний Кіровський завод в Ленінграді. Тут він працює над конструюванням технологічних прилаштувань для виготовлення деталей масового виробництва для трактора “Універсал”, створенням першого радянського легкового автомобіля Л-1, бере участь у виготовленні важкого підйомного крана. У 1936 році починає працювати в СКБ за напрямком танкобудівництва, а в 1938 році призначений начальником КБ серійних танків Т-28. За його провідної ролі була розроблена конструкція нового в СРСР важкого танка КВ – Климент Ворошилов. У 1940 році з’являється КВ-2 з 152-міліметровою гарматою. В цей час М.Л. Духов працює над створенням системи складання та корекції конструкторської документації та вивченням законів серійного виробництва техніки. На початку Великої Вітчизняної війни його призначено головним конструктором танкового виробництва Челябінського тракторного заводу, де починається освоєння та випуск танків КВ, а з 1942 року під керівництвом М.Л. Духова Челябінський завод починає випуск танків Т-34.

У 1943 році М.Л.Духов призначається головним конструктором танкового виробництва евакуйованого на Урал Кіровського заводу, і цього ж року завод починає випуск нового важкого танка “ІС” (Іосиф Сталін). Його називали танком прориву. Під керівництвом Духова заводом були поставлені на серійне виробництво модифікації танка КВ – КВ-8, КВ-

8с, самохідні броньовані артилерійські установки СУ-152, KB-85, танки ІС, ІС-1, ІС-2. У 1944 році було створено новий важкий танк ІС-3, який називали танком перемоги. Цього ж року М.Л.Духов був обраний завідувачем кафедри танків Челябінського механіко-машинобудівного інституту, який згодом став Південно-Уральським державним університетом.

У 1945 році за видатні заслуги у створенні танків та самохідних артилерійських установок М.Л.Духову присвоєно звання Героя Соціалістичної Праці та військове звання генерал-майора інженерно-танкової служби. На військовому обліку до цього він значився як рядовий.

Якщо в роки війни М.Л.Духова знали головним чином у Челябінську, то відтепер до нього прийшла всесоюзна слава. Про нього пишуть центральні газети, журнали “Огонёк”, “Техника молодёжи”. І хоч йому йшов уже сорок другий рік, як конструктор він був досить молодим, з інженерним стажем всього 13 років.

1947 рік був останнім роком його діяльності в танковій галузі — на посаді головного інженера Кіровського заводу на Уралі.

Участь у створенні першої атомної бомби

6 серпня 1945 року США продемонстрували свою військову силу, скинувши на японське місто Хіросиму першу атомну бомбу, 9 серпня друга американська бомба впала на місто Нагасакі.

Уже 20 серпня 1945 року для керівництва атомним проектом в СРСР було створено спеціальний комітет з надзвичайними повноваженнями на чолі з Л. Берією. При комітеті почав працювати виконавчий орган — Перше головне управління (ПГУ), яке отримало у своє розпорядження численні підприємства та цілі відомства. Директива Сталіна зобов'язувала ПГУ забезпечити створення в СРСР атомної бомби.

У процесі роботи ПГУ виникло безліч складнощів, насамперед необхідність врегулювання діяльності різних відомств, крім того в СРСР була відсутня єдина нормативна база на виконання креслень. Потрібна була людина, яка навела б лад у цьому питанні і створила насамперед єдину систему у складанні конструкторської документації в цій та суміжних

галузях. Такою людиною, на думку керівників атомного проекту, мав стати М.Л.Духов, який свого часу створив нормативну базу в креслярській справі великого танкового господарства країни, що в результаті значно полегшило освоєння та випуск танкової продукції на різних заводах країни. Зокрема, як зазначав Юлій Харитон — керівник КБ-11, на яке було покладене завдання знайти інженерне рішення створення атомної бомби, “...про кращого помічника ніж Духов не можна було навіть мріяти. Він справжній, від природи, конструктор. Микола Леонідович взагалі був дуже талановитою, дуже обдарованою людиною в багатьох галузях науки, техніки, мистецтва. Мені здається, він був би, наприклад, і великим музикантом, і художником... Але він ніколи не міг бути ні одним, ні другим, ні третім, тому що просто не міг не бути конструктором — його конструкторська геніальність вроджена”.

У 1948 році Радою Міністрів СРСР М.Л.Духова призначено заступником Головного конструктора, керівником науково-конструкторського сектора одного з найбільш засекречених у країні науково-дослідних інститутів, який займався створенням атомної бомби. Микола Леонідович стає недоступним навіть для тих, з ким тісно співпрацював донедавна. Нове коло завдань та інше оточення чекало на нього: фізики І.В.Курчатов, Я.Б.Зельдович, Ю.Б.Харитон, а згодом ракетники С.П.Корольов, М.К.Янгель та інші.

Тепер його досвід знадобився у новій справі — створенні атомної зброї. З притаманною для себе наполегливістю М.Л.Духов починає вивчати нову справу і стає в ній провідним спеціалістом. Під керівництвом М.Л.Духова розробляється конструкція самого ядерного заряду, джерела нейтронного ініціювання ланцюгової реакції (нейтронні запали для вибуху) і стендова апаратура для тестування функцій як складових частин, так і всієї бомби.

21 серпня 1949 року спеціальний потяг доставив на Семипалатинський полігон плутонієвий заряд і чотири нейтронні запали. Випробування було призначено на ранок 29 серпня. В ніч перед випробуванням конструктори разом з М.Л.Духовим провели остаточне складання заряду і до 6-ї години ранку його було піднято на випробну вежу та підключе-

но до підривної схеми. Рівно о 7-й ранку 29 серпня 1949 року місцевість Семипалатинська осяяло сліпуче світло. Випробування першої атомної бомби в СРСР були успішно завершені. За участь у створенні атомної бомби М.Л.Духову було присвоєно звання Героя Соціалістичної Праці (друга Золота Зірка “Серп і Молот”).

Створення систем підриву ядерної та водневої зброї

Після успішного проведення випробування першої атомної бомби в СРСР широким фронтом розпочались роботи, пов'язані з розробкою більш удосконалених і грізних зразків ядерної зброї, і конструкторський сектор, яким керував М.Л.Духов, працював з повним навантаженням.

Невдовзі він очолив КБ-25, створене для виконання нових завдань на базі авіаційного заводу.

КБ-25 займалося розробкою принципово нової системи нейтронного ініціювання ядерного заряду – зовнішнього нейтронного ініціювання, тобто створення спеціального генератора нейтронів, який в точно заданий момент повинен послати імпульс нейтронів у критичну масу активної речовини заряду, внаслідок чого починався процес ланцюгової реакції, яка і призводила до ядерного вибуху.

КБ-25 розробляло конструкції нової спеціальної бойової частини, в яку входили заряд, генератор нейтронного зовнішнього ініціювання і прилади автоматики, крім того розроблялось стендове обладнання для тестування бомби та її складових частин.

За розробку нової системи підриву і автоматики до неї М.Л.Духов у 1954 році удостоєний звання Героя Соціалістичної Праці (третя Золота Зірка “Серп і Молот”) з присвоєнням звання генерал-лейтенанта інженерно-технічної служби.

Треба відмітити, що в США подібної системи не було. В руках М.Л.Духова опинилася вся бомба – заряд, генератор і компоновка бомби. М.Л.Духов став центральною фігурою у справі створення ядерної, а потім і водневої зброї. На той час постало завдання забезпечення ядерними зарядами всіх військових сил країни, і в подальшому М.Л.Духов проводив активну діяльність у справі розробки бойових ядерних боєприпасів для всіх родів військ Радянського Союзу.

Визнання та історична пам'ять

У 1957 році М.Л.Духову присвоєно звання члена-кореспондента АН СРСР.

1963 року Рада Міністрів СРСР виносить особливу подяку тричі Герою Соціалістичної Праці, кавалеру багатьох нагород за інженерні досягнення.

Кількість високих звань та нагород не спричинила “зіркову хворобу”. М.Л.Духов залишався скромною людиною в усіх життєвих питаннях.

Хвороба підкосила М.Л.Духова в розквіті творчих сил. Із спогадів О.І.Белоносова, одного з колег Миколи Леонідовича (мовою оригіналу): “... Он быстро узнал о поставленном врачами диагнозе и, по-видимому, пытался выяснить причину заболевания. Так, в один из дней пребывания в больнице он напрямую позвонил мне в лабораторию (я был начальником этой лаборатории) и спросил, не могло ли заболевание быть связано с работой нейтронного генератора в лаборатории. Я ответил, что это абсолютно исключено, поскольку расстояние от генератора до его кабинета столь велико, что до него могут доходить нейтроны, не превышающие по уровню естественный фон. Он молча выслушал, попрощался и положил трубку. Это был мой последний разговор с Н.Л.Духовым...”.

М.Л.Духов помер 1 травня 1964 року і похований на Новодевічєвому кладовищі в Москві.

Іменем М.Л.Духова названо вулицю та встановлено пам'ятник на його батьківщині в селі Веприк Полтавської області. Пам'ятник-бюст Миколі Леонідовичу встановлено у Всеросійському науково-дослідному інституті автоматики ім. М.Л.Духова, створеному на базі КБ-25, яке очолював Микола Леонідович, а також у Південно-Уральському державному університеті.

Світла пам'ять про цю визначну людину живе серед людей, які особисто знали його, і додає наснаги молодим конструкторам.

*Виступ в НТУУ “КПІ” на Наукових читаннях
з циклу “Видатні конструктори України”,
8 грудня 2009 року*

*Сучасна війна — це не тільки війна танків,
літаків, живої сили, це, поряд з усім іншим,
ще війна наукових лабораторій.*

Академік І.В. Курчатov

М.Ю. Ільченко

ТВОРЕЦЬ ЗБРОЇ ПЕРЕМОГИ



Лев Ізраїлевич Горлицький — один із першопроходців створення нового виду зброї — самохідних артилерійських установок (САУ). Він головний конструктор САУ: СУ-122, СУ-85, СУ-100, які були взяті на озброєння в 1942–1944 роках і зарекомендували себе як дуже ефективні бойові машини.

Надходження на озброєння установок СУ-122, СУ-85 і СУ-100 припало на переломний і завершальний етапи Великої Вітчизняної війни. Вони здобули славу ефективною зброєю в бойових діях на всіх фронтах, де застосовувалися.

Проектувалися ці установки в Конструкторському бюро, яким керував наш земляк Л.І. Горлицький. Нелегкою була дорога Лева Ізраїлевича до конструкторської діяльності та створення грізної зброї.

Л.І. Горлицький народився 3 березня 1906 р. у селі Степанці поблизу Канева на Черкащині в багатодітній сім'ї (в ній було шестеро дітей). Батько працював механіком на цукровому заводі, мати була домогосподаркою. У сім років Лев пішов до початкової школи, потім навчався у Богуславській прогім-

назії (навчальний заклад, що відповідав чотирьом молодшим класам гімназії).

У роки революції та громадянської війни загинули батько та старший брат Лева, і в 1920 р. сім'я переїжджає до Києва. Лев Горлицький починає працювати слюсарем-збиральником, одночасно навчається у вечірній школі. В 1927 р. він вступає до Київського політехнічного інституту на механічне відділення. В 1930-х роках у СРСР розпочався інтенсивний розвиток оборонної промисловості, постала необхідність підготовки відповідних кадрів. Група студентів механічного відділення КПІ, до якої увійшов і Лев Горлицький, з третього курсу була переведена на навчання до Ленінградського військово-механічного інституту. Так Лев Горлицький став ленінградцем. У 1932 р. він закінчив інститут, а його нова розробка – сімдесятишестиміліметрова гармата як практичний результат власної дипломної роботи “Модернізація гірської гармати” – на міжнародних випробуваннях 1938 р. була визнана найкращою за всіма показниками. Цей зразок озброєння у 1938 р. було презентовано на виставці під Москвою, яку відвідало вище керівництво країни. Після показових стрільб, за свідченням самого Лева Ізраїлевича, на урядовому прийомі задоволений Й.В. Сталін, обійнявши його за плечі, сказав: “Самый молодой, а всех заграничных обскакал, маладэц”. А в 1939 р. гірська гармата Горлицького активно використовувалась під час війни в Іспанії. Хоча і тут не обійшлося без ускладнень.

У 1939 р. Л.І. Горлицькому повідомили, що його гірська гармата в Іспанії відмовляє під час стрільби. Так Лев Ізраїлевич виявився “шкідником” і потрапив до в'язниці. В камері він знову і знову подумки аналізує конструкцію гармати, перевіряє розрахунки, шукає помилки і не знаходить їх... Отже, конструкція не має хиб, що, власне, підтвердили польові випробування. Значить, хтось її псує по дорозі до Іспанії. І справді, ця гіпотеза знайшла своє підтвердження. Шкоду завдавав юнак із Карелії як помсту за смерть батька, який став жертвою репресій тих років. У кінці 1940 року Л.І. Горлицького звільняють із в'язниці і несподівано для себе він отримує призначення на посаду головного конструктора ленінград-

ського Кіровського заводу з питань артилерійського виробництва і начальника артилерійського КБ.

У жовтні 1941 р. Лев Ізраїлевич у складі артилерійського КБ евакуюється до Свердловська на Уралмашзавод, де був призначений заступником головного конструктора артилерійського озброєння Конструкторського бюро Героя Соціалістичної Праці Ф.Ф. Петрова.

У наступальних операціях періоду Другої світової війни головну роль відігравали танкові та моторизовані з'єднання. На той час роль протитанкової артилерії значно зросла. Німеччина розгорнула масове виробництво важких танків. У жовтні 1942 р. постановою Державного комітету оборони в Радянському Союзі розпочалося створення самохідних артилерійських установок різного призначення. Невдовзі наказом наркома танкової промисловості при заводі “Уралмаш” було організовано Спеціальне конструкторське бюро (сьогодні — ЦКБ “Трансмаш”), яке повинне було проектувати ці артилерійські установки.

Керівником СКБ було призначено Л.І. Горлицького. В цей період він бере участь в організації виробництва танків Т-34 на Уралмашзаводі. Розпочалися роботи зі створення САУ на базі освоєних промисловістю середнього і легкого танків. Завдання передбачало створення САУ двох типів: броньованих САУ зі 122-мм гаубицею на базі танка Т-34, призначених для підтримки і супроводження танків у військових операціях, і легкоброньованих САУ із 76-мм гарматою на базі танка Т-70, призначених для безпосередньої вогневої підтримки піхоти.

Створення САУ СУ-122 було доручено СКБ, яким керував Л.І. Горлицький. Установка СУ-122 була першою серед цілого сімейства САУ, створених на базі танка Т-34. У грудні 1942 р. відбулися її успішні випробування. Вони отримали схвалення з боку Г.К. Жукова. “Треба брати на озброєння!” — сказав він Сталіну. Після цього розробка була взята до серійного виробництва. А вже в кінці грудня 1942 р. перші 25 установок були відправлені на Волховський фронт, де пройшли бойове хрещення під час прориву блокади Ленінграда. За свідченням очевидців, у середині січня 1943 р. відбувся важкий бій на Ленінградському фронті, в якому німецьке командування за-



стосувало свої нові танки типу “Тигр”. Вони легко пройшли нашу першу лінію оборони і знищили декілька протитанкових батарей. Але після цього потрапили під обстріл батареї СУ-122. Один зі снарядів влучив у башту головного “Тигра” і розколов її на частини.

Екіпаж другого “Тигра” втік, навіть не виключивши двигун. Таким чином, у руках Червоної Армії залишився практично не пошкоджений зразок нової таємної зброї супротивника. Подальші події підтвердили – бойові машини типу СУ-122 виявили універсальну здатність вирішувати широкий комплекс бойових завдань і забезпечувати вогневу підтримку танкам і піхоті та заслужили високу оцінку фронтовиків. За створення і впровадження цієї машини конструктора Л.І. Горлицького у 1943 р. удостоєно Сталінської премії.

Постановою Державного комітету оборони від 5 травня 1943 р. СКБ Уралмашзаводу було доручено створити САУ з 85-мм гарматою. Гармата Д5-85С для озброєння САУ була створена в КБ заводу № 9 під керівництвом Ф.Ф. Петрова.

На початку вересня 1943 р. Уралмашзавод відправив на фронт перші ешелони САУ СУ-85. Ця установка залишалася основним засобом боротьби з танками ворога та безпосередньої підтримки своїх танків. Всього САУ СУ-85 за роки війни було випущено 2650 одиниць.

Поява на фронтах Великої Вітчизняної війни нових танків противника змусила підвищити вогневу міць САУ. З цією метою було створено САУ СУ-100. Ця установка зі 100-мм гарматою Д10С була взята на озброєння рішенням Державного комітету оборони від 3 липня 1944 р., її завданнями були безпосередня підтримка атакуючих танків на полі бою і боротьба з важкими танками супротивника та придушення його протитанкових засобів.



Гармата Д10С була створена в КБ заводу № 9 під керівництвом Ф.Ф. Петрова. Її балістика була такою самою, як і балістика вітчизняної морської зенітної 100-мм гармати (вага снаряда 15 кг, початкова швидкість — 900 м/сек). Броньобійний снаряд гармати з відстані 1000 м

пробивав броню товщиною 160 мм. Швидкострільність гармати сягала 7-ми пострілів за хвилину. СУ-100 виявилася надзвичайно вдалою бойовою машиною. Тактико-технічні характеристики цієї установки були вищими, ніж у нових танкових і протитанкових гармат німецько-фашистської армії. За створення і впровадження СУ-100 її конструктора Л.І. Горлицького у 1946 р. знову відзначено Сталінською премією.

Випуск самохідних артилерійських установок СУ-100 продовжувався до 1948 р., як СУ-122 і СУ-85 вони збиралися на базі танка Т-34, були броньованими (броня 45–75 мм), маневреними, мали високу прохідність, розвивали швидкість до 55 км/год і могли вести стрільбу із закритих позицій.

Після появи ядерної зброї виникла потреба обладнати армію технікою, яка буде придатна для бойових дій у нових умовах. Ця вимога стосувалася і САУ, в тому числі протитанкових. Треба було збільшити дальність і точність стрільби, покращити маневреність на полі бою і прохідність на місцевості. У 1947 р. спеціалісти Уралмашу приступили до розроблення установок, які б мали більш високі показники маневреності та більший боєкомплект. Колектив СКБ, очолюваний Л.І. Горлицьким, розробив таку модель — це була САУ СУ-100 ПМ. У 1953 р. її взяли на озброєння Радянської Армії.

Колективами конструкторських бюро на Уралі та в Ленінграді під керівництвом Л.І. Горлицького було створено 23 артилерійські системи, з них 11 освоєні в серійному виробництві. Крім того, під керівництвом Л.І. Горлицького розроблено

та освоєно в серійному виробництві штамповану башту для танка Т-34.

У повоєнні роки під його керівництвом було розроблено гусеничний бронетранспортер, який пройшов випробування і був запропонований на озброєння.



З 1954 р. і до виходу на пенсію у 1976 р. Лев Ізраїлевич працював провідним інженером-конструктором у КБ-3 Кіровського заводу.

Видатний конструктор артилерійських систем Лев Ізраїлевич Горлицький пішов із життя у віці 97 років. В одній із статей “Комсомольской правды” назвали Л.І. Горлицького “творцем зброї Перемоги”. І це абсолютно справедливо, оскільки створена ним установка СУ-100 визнана найкращою самохідною установкою Другої світової війни.

*Виступ в НТУУ “КПІ” на Наукових читаннях
з циклу “Видатні конструктори України”
29 березня 2011 р.*

М.Ю. Ільченко

ТВОРЕЦЬ ПЕРШОГО ТЕПЛОВОЗА

З появою людини на Землі виникла потреба в переміщенні вантажів та й самої людини по суші, воді, а згодом і в повітрі. Сьогодні цьому слугує безліч транспортних засобів — автомобілі, тепловози, електровози, кораблі, гелікоптери, літаки, космічні ракети.

Історія засвідчує, що першим пересувним засобом був човен, археологами виявлені човни, що датуються 10–6 тис. р. до н.е. Геніальний винахід — колесо (4 тис. р. до н.е.), дав змогу людині пересуватися по суші. Все це були попередні напрацювання для створення системного підходу до більш масштабних рішень у створенні систем переміщення вантажів. Одним із потужних елементів для створення таких систем стала парова машина Дж. Уатта, винайдена ним у 1774–1784 рр. До кінця XIX століття це був єдиний універсальний двигун, який відіграв виняткову роль у прогресі промислової техніки та транспорту. Перші паровози були створені у Великобританії Р. Тревітіком у 1803 р. і Дж. Стефенсоном у 1814 р.

У Росії перший паровоз було побудовано в 1833 р. батьком і сином Черепановими. З цього часу розпочинається будівництво залізниць у Росії.

Залізничний транспорт швидко розвивався, потік перевезень вантажів та пасажирів невпинно збільшувався — цього вимагав розвиток промисловості і суспільства в цілому. Разом із тим проявилися суттєві недоліки паровозних локомотивів: складність їх експлуатації, висока енергоємність, низька ремонтоздатність, а також постійна потреба в паливі, яке необхідно було возити з собою (дрова, вугілля), та воді, очищеній від солей. Над цими проблемами працювали як інженери-конструктори, так і експлуатаційні служби залізниць.



Потрібні були нові ідеї. Однією з них стала ідея використання двигунів внутрішнього згоряння на локомотивах залізниць замість парових машин. Народження і обґрунтування цієї ідеї відбувалося в Києві, коли в 1905 і наступних роках з ініціативи професора Київської політехніки Ю.В. Ломоносова за участі його колег А.І. Липця, М.А. Артем'єва, Г.Д. Дубеніра обговорювалися проблемні питання досліджень експлуатації паровозів і шляхи їх вирішення.

Хто ж він — Юрій Володимирович Ломоносов?

Народився в Москві 1875 року. Батьками його були дрібномаєтні дворяни, Володимир Григорович, колишній кавалерійський офіцер, який працював у Москві мировим суддею; мати Марія Федорівна була відома тим, що заснувала в Москві публічну бібліотеку.

1887 року, продовжуючи родинну традицію, Юрій Ломоносов розпочав навчання в 1-му Московському кадетському корпусі, проте невдовзі вирішив залишити військову кар'єру та отримати вищу технічну освіту. В 1893 р. він успішно склав екзамени і вступив до Петербурзького інституту інженерів шляхів сполучення. Закінчивши навчання в інституті, працював на Харківському паровозобудівному заводі, потім на Харківсько-Миколаївській залізниці помічником директора депо.

У 1899 р. Ю.В. Ломоносову було запропоновано місце викладача у Варшавському політехнічному інституті, де він став читати курс з теорії керування локомотивами. В цей час Міністерство шляхів сполучення затвердило Ю.В. Ломоносова на посаді інспектора Російських державних і приватних залізниць. Наприкінці літа 1900 р. Ю.В. Ломоносов брав участь у роботі Міжнародної виставки локомотивів у Парижі.

“Я дошел до идеи тепловоза...”

У 1901 р. на запрошення директора В.Л. Кирпичова Ю.В. Ломоносов почав читати курс парових локомотивів у Київському політехнічному інституті, де одразу ж був обраний на професорську посаду, а невдовзі призначений завідувачем кафедри, наймолодшим в інституті. В 1904 р. виходить із друку його книга “Наивыгоднейший состав товарного поезда”, присвячена одній із ключових проблем залізниць.

На той час інфраструктура залізниць у Росії була досить розвинутою, проте робота всієї системи залишалася малорентабельною.

Працюючого штатним професором КПІ Ю.В. Ломоносова в 1902 р. було призначено керівником групи зі 100 студентів, яку було направлено в район Китайсько-Східної залізниці для вивчення шляхів її реконструкції. Маршрут включав багато міст Далекого Сходу: Іркутськ, Харбін, Порт-Артур, Владивосток, також міста Японії і Китаю.

Як інспектор Російських залізниць Ю.В. Ломоносов часто виїжджав за кордон для ознайомлення з досвідом організації транспортних шляхів у інших країнах.

У листопаді 1902 р. він брав участь у роботі Міжнародного конгресу інженерів залізничного транспорту у Відні, де детально ознайомився з досвідом роботи австрійських і угорських інженерів. Весною 1903 року Ломоносов відвідав Італію, Швейцарію, Францію, Іспанію. Влітку того ж року він здійснив тур по залізницях Східної Європи.

У квітні 1905 р. Ломоносов захистив докторську дисертацію з проблем динаміки локомотивів.

За період наукової діяльності Ю.В. Ломоносов створив нову науку — теорію тяги тепловозів, розробив наукові засади експлуатації залізниць, які було викладено в двох книгах: “Тяговые расчеты и добавок до них графических методов” та “Научные проблемы эксплуатации железных дорог”. Разом зі своїми учнями він у 1908 р. заснував науково-дослідний заклад “Контору дослідів над типами паровозів”, яку було реорганізовано після Жовтневої революції в “Експериментальний інститут шляхів сполучення”, а потім у “Науково-технічний комітет”

Народного комісаріату шляхів сполучення. Декілька галузевих інститутів, створених на його основі, згодом були об'єднані в один “Всесоюзний науково-дослідний інститут залізничного транспорту”.

Політичні погляди Ю.В. Ломоносова визначилися під час роботи в КПІ, коли він став марксистом; у 1905–1906 рр. був членом Військово-технічної організації ЦК РС ДРП, якою керував Л.Б. Красін.

Дослідники життєвого та творчого шляху Ломоносова відзначають, що саме в київський період діяльності він остаточно впевнився у безперспективності вдосконалення паровозів і дійшов висновку, що майбутнє за більш економічними машинами з двигунами внутрішнього згоряння замість парових машин. На той час вже був достатньо відпрацьований економічний дизельний двигун внутрішнього згоряння, створений німецьким інженером Рудольфом Дизелем у 1897 р. Цей двигун інтенсивно запроваджувався на кораблях і автомобілях. Але ті застосування дизельних двигунів, які успішно працювали на кораблях чи в автомобілях, не могли без нових принципів інженерних рішень бути прийнятними для тепловозів, що мають перевозити тисячотонні вантажі. Самому Дизелю не вдалося знайти прийнятної конструкції механізму для передачі крутного моменту від двигуна до коліс локомотива. Тому професор Ю.В. Ломоносов почав інтенсивно напрацьовувати варіанти застосування дизеля в локомотивах. Особисто сам він так пояснював своє рішення: *“Будучи железнодорожником, а не специалистом в двигателях внутреннего сгорания, я дошел до идеи тепловоза не сразу и не с точки зрения топливных проблем будущего, а в поисках выхода из тех невзгод, в которые ставит железнодорожное хозяйство отсутствие хорошей воды”*.

У 1909 р. Ломоносов приступив до проектування нафтовоза на основі дизельного двигуна з фрикційною передачею крутного моменту (від дизельного двигуна на рушійну вісь локомотива), що забезпечувало зменшення ваги нафтовоза і його вартості.

Випробування новинки було вирішено провести на Ташкентській залізниці. Міністерство шляхів сполучення 4 липня

1915 р. виділило кошти на виготовлення 2-х нафтовозів, та початок Першої світової війни завадив реалізації цих планів.

Лютнева революція 1917 року захопила Ю.В. Ломоносова на посту члена Інженерної ради Міністерства шляхів сполучення Росії. Під час перебування у США з дипломатичною місією від імені Тимчасового уряду Росії Ломоносов дізнається про Жовтневу революцію, що сталася в Росії. Восени 1919 року він був відкликаний із Америки, яка на той час призупинила продаж паровозів для Радянської Росії, і розпочинає працювати в Технічному комітеті Наукового комісаріату шляхів сполучення. 5 листопада Декретом Ради Народних комісарів Ю.В. Ломоносова було призначено Уповноваженим Російської місії з виконання залізничних замовлень за кордоном. Разом із сім'єю Ломоносов виїжджає до Берліна для організації закупівлі німецьких і шведських паровозів.

Створення першого тепловоза

На початку 20-х років під час перебування у Швеції та Німеччині проф. Ю.В. Ломоносов реалізує чергову спробу практичного здійснення свого задуму побудови тепловоза із використанням електричної передачі крутного моменту. Використовуючи своє досить високе службове становище і свій авторитет фахівця у керівних колах молодої держави, він обґрунтовує у доповідних записках і публікаціях доцільність побудови вітчизняних тепловозів. Але катастрофічний стан залізниць країни змушує керівництво держави розташувати у Швеції замовлення на виготовлення паровозів. А професору Ю.В. Ломоносову 17 червня 1920 р. за підписом В.І. Леніна видається мандат, у якому, зокрема, написано *“Предъявитель сего, член Коллегии Народного Комиссариата тов. Ю.В. Ломоносов временно командировается в Швецию для урегулирования всех вопросов, связанных с заказами на паровозы... Тов. Ю.В. Ломоносову предоставляется право Народного комиссара, то есть право окончательного разрешения вопросов на месте...”*.

Ю.В. Ломоносов відбуває за кордон, успішно реалізує надані йому повноваження щодо поставки паровозів. Але весь

свій вільний час за участю двох інженерів присвячує розробленню проекту тепловоза. І вже в наступному 1921 році, коли ескізний проект тепловоза було виконано, він звертається до наркома шляхів сполучення Ф.Е. Держинського з листом такого змісту: *“Не найдете ли Вы своевременным сверх 1700 паровозов заказать за границу два тепловоза...”*. Відповідь була позитивною: *“Попытайтесь заказать за счет разрешенных к покупке паровозов”*.

Це було першою офіційною підтримкою уряду пропозиції Ю.В. Ломоносова. Історичне рішення Ради з питань праці і оборони, що надало імпульс початку практичного тепловозобудування, відбулося 4 січня 1922 р. А 27 січня телефонограма В.І. Леніна на адресу Ю.В. Ломоносова доручала йому *“...сговориться с Госпланом, НКПС и теплотехническим институтом об условиях на конкурс тепловозов... Крайне желательно не упустит время для использования сумм, могущих оказаться свободными по ходу исполнения заказов на паровозы для получения более целесообразных для нас тепловозов. Прошу неотлагательно сообщить мне лично результаты последовавшего между вами соглашения”*. За результатами узгодження зазначеного питання Ю.В. Ломоносов з метою *“не упустит время”* переконує владу відмовитися від конкурсу і нарешті отримує дозвіл використати на будівництво тепловозів 1 750 000 шведських крон.

У надзвичайно важких умовах перший магістральний вантажний тепловоз системи Ю.В. Ломоносова з електричною передачею вдалося побудувати у Німеччині за період з серпня 1923 по червень 1924 р. Свій тепловоз Ю.В. Ломоносов комплектував з використанням окремих конструкцій, що вже були добре випробувані на практиці. Зокрема, дизельний двигун використовувався на німецьких підводних човнах, швейцарські тягові електродвигуни — на швейцарських і японських електровозах. Потужність дизеля становила 1200 кінських сил. Тепловоз отримав реєстраційний номер Ю³ № 001. Вже після першої серії його випробувань в наказі наркома шляхів сполучень зазначено: *“Одним из самых крупных достижений современной техники является замена паровоза тепловозом... Вся Европа и Америка с интересом следит за опытами над тепलो-*



зами, которые предпринимает СССР. В этом вопросе мы идем впереди других стран”.

Вже перші випробування підтвердили вагомі переваги тепловоза над паровозом. За підсумками наступних етапів випробувань тепловоз Ю^в № 001 4 лютого

1925 р. було включено до інвентарного списку діючих локомотивів Радянського Союзу. Він пропрацював 30 років, проїхавши загалом майже 1 мільйон кілометрів.

Із закордону не повернувся...

У процесі поїздок нового тепловоза по дорогах країни його популярність зростала. Ось лише деякі заголовки публікацій у пресі: “Прибытие тепловоза Ю.В. Ломоносова”, “Дизельэлектродвигатель системы Ломоносова”, “От Ракеты Стефенсона до современного тепловоза профессора Ломоносова” та ін.

З 1926 р. ставлення Москви до персони Ломоносова значно погіршилося, не зважаючи на заслуги і величезний конструкторський авторитет. Не стало перших осіб керівництва держави, які особисто високо цінували Ю.В. Ломоносова як фахівця і підтримували його. А недоброзичливців у нас завжди вистачало... Втративши надію на отримання перспективної роботи в СРСР, Ломоносов вирішує не повертатися на Батьківщину. Разом із родиною він виїжджає до Італії, а в 1927 р. — до Великобританії, в Кембридж, де навчався його син. Там Юрій Володимирович познайомився з молодим фізиком, також росіянином, Петром Леонідовичем Капицею. Разом вони намагалися отримати патент на фрикційне зчеплення та електромеханічну автоматичну гальмівну систему тепловоза. Проте в 1932 р. ця конструкція була запатентована

на у Радянському Союзі без згадки імені Ломоносова. Його заслуги почали замовчуватись, преса 1930-х років майоріла презирливими тирадами на адресу “зрадника”. Ім’я Ломоносова було виключено з усіх радянських “версій” історії залізниць.

Ю.В. Ломоносов продовжував працювати за кордоном над проблемами дизельної тяги. В США, куди переїхав у лютому 1929 р., він сподівався випробувати на практиці свої останні теоретичні розробки, та працевлаштуватись йому так і не вдалося. Він продовжував писати та публікувати книги, наукові статті з теорії локомотивів і механіки залізниць, але таких висот, як на батьківщині, не досяг.

У квітні 1930 р. Ломоносов знову переїздить до Англії, сподіваючись отримати академічну підтримку з боку Кембриджа. Він стає членом Інституту інженерів механіків Британської асоціації розвитку науки, Королівського інституту міжнародних справ, що розширило його міжнародні контакти.

Після публікації в 1933 р. книги “Введение в механику железных дорог” його репутація інженера значно зросла, на Британських островах його ім’я стає популярним. Одним із небагатьох реалізованих його проектів була конструкція сіножатки, створена на основі деяких елементів конструкції першого дизельного локомотива.

До 1938 р. Ю.В. Ломоносов залишався радянським громадянином. З початком репресій в СРСР він прийняв громадянство Великобританії.

Після закінчення Другої світової війни уряд Великобританії запропонував Ломоносову взяти участь в експертизі проектів з націоналізації Британських залізничних компаній.

Помер Юрій Володимирович Ломоносов на 77-му році життя, похований у Монреалі, де проживав останні свої роки.

Заслуги Ю.В. Ломоносова були відзначені багатьма нагородами як в Росії, так і за кордоном. Зокрема, творчі досягнення Ю.В. Ломоносова відзначені Золотою медаллю Бородіна (1911 р.), Призом Салова (1913), докторський ступінь

присуджено Берлінською вищою технічною школою. У Великобританії його нагороджено призом Т. Бернарда Холла у 1932 р. і медаллю Стефенсона у 1944 р. Сімейний архів Ю.В. Ломоносова зберігається в Університеті Лідса (Великобританія).

*Виступ на Наукових читаннях
в НТУУ “КПІ”
27 квітня 2011 року*

М.Ю. Ільченко

НЕЗАБУТНІ ЗУСТРІЧІ З МАЙСТРОМ

25 лютого 2008 року Олександр Павлович Скоблікову виповнилося б 79 років...

О.П. Скобліков належав до тих майстрів, роботи яких сприяли збереженню людської пам'яті про видатних творців, що зробили вагомий внесок у науку, освіту і культуру України. Його творчі можливості збігалися із задумами керівництва Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут” щодо відображення образів видатних учених за допомогою мистецьких засобів.

Першою роботою Олександра Павловича були скульптурні погруддя видатних українських учених для оформлення фойє Державного політехнічного музею. Встановлені у ньому бюсти одразу дають можливість відвідувачам відчувати урочисту атмосферу мистецтва та науки. Виконані у класичній манері,



але з особливою експресією, яка властива О.П. Скоблікову, погруддя нагадують про значний внесок видатних українських академіків у різні сфери науки і техніки: М.М.Боголюбов — математика; С.П.Корольов — космічна техніка; І.П.Бардін — металургія; Є.О.Патон — мостобудівництво, електростроювання; С.О.Лебедев — електронно-обчислювальна техніка і т.д.

У 2001 році на засіданні Вченої ради Національного технічного університету “Київський політехнічний ін-

ститут” було прийнято рішення про встановлення на території університету пам’ятника Є.О. Патону, колишньому професорові КПІ, засновнику і завідувачу кафедри мостів та кафедри зварювального виробництва, декану інженерного відділення, всесвітньо відомому вченому в галузі зварювальної технології.

Не всі знають, що Євген Оскарович Патон був також засновником Інженерного музею у КПІ на початку ХХ століття. Нині це Державний політехнічний музей України, і якраз напроти цього музею, у невеликому сквері з фонтаном, і було вирішено встановити пам’ятник.

Десь у середині лютого 2002 року створена О.П. Скобліковим скульптурна композиція “Євген Оскарович Патон” в цілому була готова і її треба було показати його сину — Борису Євгеновичу Патону, президенту Національної академії наук України, до речі, випускнику КПІ (1941 р.). Треба було одержати “добро” Бориса Євгеновича Патона, врахувати його побажання, зауваження і тоді можна було б відливати скульптуру.

Нам пощастило спостерігати за творчим процесом роботи Майстра.

До майстерні скульптора О.Скоблікова спочатку приїхали представники КПІ — я і С.К.Тимченко, громадський директор Музею ім. С.П.Корольова, а трохи згодом — заслужений діяч науки і техніки України В.М. Бернадський і академік Б.Є. Патон.



Зізнаюсь, нас дещо здивувала пропускна система до майстерень, і саме середовище, яке дуже нагадувало завод, чи цех, чи якесь виробництво. Усюди гори пилу, сутінки в коридорах, якісь перегородки. Та ось несподівано ми потрапляємо у велике приміщення — скульптурну майстерню. Бачимо безліч скульптур, і серед них — багато бюстів відомих людей сталінських часів, брежнєвських і нинішніх, сучасних. Увагу привернуло дуже цікаве погруддя Бориса Євгеновича Патона, яке встановлено в Києві на вулиці Богдана Хмельницького. У майстерні, мабуть, копія. На мій погляд, це високохудожня робота, яка тонко передає настрій, усмішку доброї людини, визначного вченого. Радісно було відчувати, що автор цього шедеву знаходиться поруч і скульптура була створена саме в цій майстерні.

Ще більше ми здивувалися, коли побачили скульптурний образ сидячої людини, дуже знайомої, якій десь близько сорока років. Зрозуміли, що це і є скульптура Є.О. Патона. Композиція виліплена з однотонного матеріалу, можливо глини або пластиліну. Разом із скульптором оглядаємо його роботи, встановлені на чотирьох- чи п'ятиповерхових стелажах. Та ось заходить Борис Євгенович, тепло вітається з усіма і починається незвична робота.

Борис Євгенович підходить до скульптури свого батька і каже:

— Щось мені здається... Щось трошки не так... Не можу зрозуміти...

А для того щоб “зрозуміти”, що саме “не так”, прийшлося потупцювати навколо скульптури щонайменше з півгодини. В.М. Бернадський, який готував увесь документальний та ілюстративний матеріал для скульптора, теж досить активно вступав в обговорення. Нарешті Борис Євгенович каже:

— Мені здається, що не все гаразд із зачіскою. Дуже багато волосся.

Олександр Павлович послухав і говорить:

— Зараз зробимо такий експеримент, — і після цих слів бере свою лопаточку, чи ножичок, підходить до скульптури, стає на поміст, — а вся фігура знаходиться на цьому помості, та й ще крутиться. Я зі страхом подумав: “Якщо він стане на

поміст, то все впаде або трапиться щось інше”. Але, дякувати Богу, нічого не впало, і тим ножичком дерев’яним скульптор почав сміливо і швидко “зрізати” зайве волосся. Все ж було якось не по собі: до цього моменту перед нами був цілком достойний завершений образ — приємний, теплий, спокійний — і тут на наших очах його починають торкати, різати, змінювати. Ми всі дивимося з острахом — що ж буде далі?

А далі скульптор зрізав волосся з другого боку. На очах все змінювалось, але ми не розуміли в яку сторону — кращу чи гіршу? В цей напружений момент звучить голос Бориса Євгеновича:

— Ото правильно, в нього дійсно волосся було мало... Я ж його сам підстригав. Я ж то знаю, скільки у нього було того волосся.

І попросив Олександра Павловича знімати ще і ще. Коли шевелюра зменшилась, то, за словами Бориса Євгеновича, образ став “більше на себе схожий”.

Те саме було і з очима. Борис Євгенович уважно придивлявся до очей і щось розмірковував уголос. Тут заговорив скульптор:

— Для того щоб зрозуміти вираз очей, треба уявити, що скульптура буде встановлена на метр вище від вас. І якщо ви дивилися б знизу вверху, то і очі у моделі розкрилися б.

У цей момент Станіслав Тимченко присідає і каже: “Дійсно, цей ракурс все змінює”. Це почув Борис Євгенович і теж присів. Всі легенько засміялися, а Борис Євгенович каже: “Так, дійсно, змінився ракурс і змінилося сприйняття”. Мені спало на думку знайти стілець зі спинкою і запропонувати Борису Євгеновичу сісти. Він сів, і робота продовжилась. Через якийсь момент Борис Євгенович голосно так щось вигукнув, наче щось відкрив для себе, і, навмисно розтягуючи слова, запитав:

— А чи можна дурне запитання?

Своїм вигуком він перекрив на мить усі дискусії, розмови, і у тиші всі заговорили — “як же, як же, все можна”.

— Ось подивіться, — каже Борис Євгенович. На фотографії у нього стоячий комірець і сорочка, заломлена трикутником, і сюди підходить краватка. А у вас що? — звернувся він

до скульптора – Трикутничок є, а замість краватки щось близьке до метелика! І цей метелик летить кудись убік...

Усі подивилися на фото, потім на скульптуру і побачили там якусь хустинку, яка розходиться вліво і вправо. Скульптор, мабуть, хотів зробити щось своє, декоративне. Він вислухав усе, кивнув, погоджуючись, і сказав: “Це я зараз, хвилиночку.” Спритно і вправно він прибрав ту декоративність і зразу стало краще. Хтось звернув увагу, що на фото краватка видовжена і її добре видно. Додамо, що на фотографії Євген Оskarович одягнений у шинель з великим коміром, яку раніше носили кадети. Тільки позначки на ній були технічні. І ось на наших очах скульптор знімає пластилін з “хустинки” і наліплює на вузол краватки і та стає помітною і довшою.

Коли це все було зроблено, хтось вигукнув:

– То це вже образ викладача, вченого!

Борис Євгенович розвертається на стільчику і каже:

– Саме так!!

Ось так створювався художній образ.

Усі присутні переконалися, що перед ними Майстер, який швидко може реагувати на пропозиції, трансформувати, змінювати образ. Переконалися і в тому, що це складний творчий процес.

Пам’ятник вийшов цікавим, схожим, і добре вписався в архітектурний і природний простір КПП. Він започаткував створення цілої скульптурної галереї визначних учених, конструкторів та інженерів КПП. Відкриття пам’ятника відбулося 21 червня 2002 року і стало визначною історичною і мистецькою подією Києва.

Далі Олександр Павлович створив пам’ятник академіку С.О. Лебедєву, розробнику першої у континентальній Європі електронної обчислювальної машини (відкрито в листопаді 2002 року) та М.П.Кравчуку – видатному українському математику ХХ сторіччя (відкрито у травні 2003 року).

Треба підкреслити, що вказані скульптурні роботи були піонерськими, – цим видатним науковцям і інженерам пам’ятники було створено вперше.

О.П. Скобліков виконав також барельєф, який прикрашає перший корпус університету. На барельєфі – видатний

російський учений Д.І. Менделєєв, який був першим головою Державної екзаменаційної комісії першого випуску інженерів у КПІ.

Олександр Павлович щиро співпрацював з колегами із КПІ. Так, відливка названих бронзових скульптур, автором яких був О.П. Скобліков, здійснювалась на навчальній базі кафедри ливарного виробництва (завідувач кафедри В.Г. Могилатенко). У роботі при створенні пам'ятників брали участь формувальник Ю.Д. Литвиненко, карбувальник В.І. Черемних, доцент Є.О. Платонов, студенти.

Мені доводилося не один раз зустрічатися з Олександром Павловичем і спостерігати за втіленням у життя різних проєктів і задумів. Кожна така зустріч розкривала його як цікаву відкриту людину і визначного скульптора України.

Але найбільше запам'яталася описана вище зустріч з Майстром у його майстерні.

М.Ю. Ільченко

ПРО ВНЕСОК АКАДЕМІКА В.Г. БАР'ЯХТАРА У РОЗВИТОК СПІВПРАЦІ НАУКИ ТА ОСВІТИ

Вельмишановні Борисе Євгеновичу та члени Президії!

Зміст взаємодії освітянського і наукового середовищ формують насамперед видатні вчені академії, які одночасно працюють в установах НАН України та університетах. Одним із таких видатних учених є Віктор Григорович Бар'яхтар.

Він є одним із засновників фізико-математичного факультету НТУУ “КПІ”, його першим деканом. Академік НАН України Віктор Григорович Бар'яхтар — видатний український науковець, відомий своїми блискучими результатами в галузі теоретичної фізики, фізики магнітних явищ, фізики твердого тіла, а також екологічних проблем наслідків Чорнобильської аварії; лауреат Державних премій України (1972 і 1986 рр. — у галузі науки і техніки, 1999 р. — у галузі екології), заслужений діяч науки і техніки України, лауреат премій ім. К.Д. Синельникова, ім. С.І. Пекаря та ім. Н.М. Крилова НАН України, лауреат міжнародних премій ім. М.М. Боголюбова та ім. Святого Валентина, кавалер орденів Трудового Червоного прапора, Леніна, Ярослава Мудрого, повний кавалер ордена “За заслуги”.

На запрошення Віктора Григоровича кафедри факультету очолили: академік-секретар Відділення фізики та астрономії Локтев Володимир Михайлович — кафедру загальної та теоретичної фізики; академік-секретар Відділення математики, директор Інституту математики НАНУ Самойленко Анатолій Михайлович — кафедру диференціальних рівнянь; член-кореспондент АПН Горобець Юрій Іванович, заступник директора Інституту магнетизму — кафедру загальної та експериментальної фізики.

Тези виступу на засіданні президії НАН України 8 жовтня 2008 р.

Дякуючи академікам НАН України Бар'яхтару В.Г., Локтеву В.М. та Самойленку А.М. факультет успішно співпрацює з інститутами НАН України (фізики, ядерних досліджень, фізики напівпровідників, математики, проблем матеріалознавства, магнетизму, металофізики, електрозварювання, геофізики, фізіології, хімії поверхні, механіки).

Науковці Інституту магнетизму зробили значний внесок у створення спільних з НАН України фізико-технічного та фізико-математичного факультетів, кафедр загальної та експериментальної фізики НТУУ “КПІ”. З метою більш ефективного використання сучасного наукового обладнання, а також досвіду науковців створено дві спільні лабораторії Інституту магнетизму та НТУУ “КПІ”:

✧ Лабораторію електронної мікроскопії;

✧ Лабораторію фізичних та інформаційних технологій в біології та медицині.

Науковці інститутів НАН України читають 9 курсів у Національному технічному університеті України “КПІ”. За звітний період опубліковано 7 підручників та 2 навчальних посібники.

Співробітники інститутів Академії наук керують дипломною практикою студентів, дипломними та курсовими роботами. За 2001–2007 рр. виробничу практику в інститутах пройшли 198 студентів, у тому числі було написано більш ніж 100 дипломних робіт.

Інститутом магнетизму та ФМФ НТУУ “КПІ” створена спільна сучасна лабораторія скануючої растрової та електронної мікроскопії для наноструктурних досліджень.

При Інституті магнетизму вчаться в аспірантурі за спеціальностями “Фізика твердого тіла”, “Магнетизм”, “Теоретична фізика” та “Екологічна безпека” випускники ФМФ.

Спільним зусиллям НТУУ “КПІ” та Інституту магнетизму здійснюються фундаментальні і прикладні дослідження та підготовка фахівців за такими напрямками:

✧ теоретичні дослідження нелінійних явищ і процесів тунелювання в магнітних матеріалах;

✧ фізика багатошарових магнітних плівок;

✧ фізика електрохімічних процесів на границі рідина—метал;

✧ магнітні сенсори та матеріали для магнітного запису інформації;

✧ екологія;

✧ педагогіка, проблеми науки та освіти.

Багато уваги керівництво Інституту магнетизму приділяє питанням поповнення колективу молодими кадрами з числа випускників ФМФ НТУУ “КПІ”.

Академік Бар’яхтар В.Г. та член-кор. АПН Горобець Ю.І. беруть активну участь у роботі постійно діючого семінару НАН України “Проблеми системних і міждисциплінарних досліджень”, науковим керівником якого є академік НАНУ Згуровський М.З.

Академік Бар’яхтар В.Г. брав активну участь в оновленні історичного вигляду Великої фізичної аудиторії. На запрошення академіків Бар’яхтара В.Г. та Локтева В.М. першу лекцію в оновленій Великій фізичній аудиторії прочитав завідувач відділу Інституту теоретичної фізики НАН України д.ф.-м.н. Зінов’єв Г.М., керівник української групи-учасника проекту Великий андронний колайдер.

Видатні вчені інститутів НАН України ведуть наукові семінари викладачів, аспірантів і студентів фізико-математичного факультету:

— постійно діючий семінар при Інституті математики (20 засідань) (керівник: акад. Самойленко А.М.);

— семінар “Фізика магнітних явищ” (керівник акад. Бар’яхтар В.Г.);

— семінар “Фізика твердого тіла” (керівник член-кор. АПН Горобець Ю.І.);

— семінар “Сучасні питання теоретичної фізики” (керівник акад. Локтєв В.М.).

Працюють гуртки при Інституті математики НАН України:

1 курс — Початки математичного аналізу та теорії ймовірностей — керівники: д.ф.-м.н. Пилипенко А.Ю., к.ф.-м.н. Брайман В.Б. (час проведення: четвер, 17.00);

2 курс – Початки математичного аналізу та теорії ймовірностей – керівники: д.ф.-м.н. Кулик О.М., к.ф.-м.н. Денісєвський М.О. (час проведення: середа, 17.00);

3–4 курс – Додаткові глави теорії ймовірностей та функціонального аналізу – керівник: д.ф.-м.н. Дороговцев А.А. (час проведення – п’ятниця, 17.00).

Поява в складі професорсько-викладацького складу КПІ В.Г. Бар’яхтара стала, звичайно, дуже важливою не тільки для формування нового напрямку діяльності фізико-математичного факультету. Крім роботи викладача, дослідника, Віктор Григорович знаходить час для зустрічі та роботи з талановитою молоддю. Так, він неодноразово зустрічався з членами Малої академії наук України, брав участь у журі дослідницьких робіт школярів.

Особливо цікавими стали його виступи з доповідями про видатних фізиків Іллю Ліфшиця та Лева Ландау в рамках Наукових читань “Видатні конструктори України”.

До речі, ці читання були започатковані в липні 2001 р. з ініціатииви Президента НАН України академіка НАН України Бориса Євгеновича Патона та ректора НТУУ “КПІ” академіка НАН України Михайла Захаровича Згуровського. Метою цих читань є саме збереження історичної пам’яті про визначні здобутки науково-технічної та інженерно-конструкторської думки, цілісної історичної картини розвитку науки і техніки в Україні, ознайомлення громадськості з видатними вітчизняними творцями-першопрохідцями в різних галузях науково-технічної творчості, виховання студентської молоді на прикладах високих досягнень попередніх поколінь інженерів та науковців.

До цього часу було проведено 24 наукових читання. Вони присвячувалися видатним ученим Євгену Оскаровичу Патону, Віктору Михайловичу Глушкову, Степану Прокоповичу Тимошенку, Іллі Михайловичу Ліфшицю, Леву Давидовичу Ландау, авіаконструкторам Ігорю Сікорському, Костянтину Калініну, Архипу Люльці, конструкторам космічної техніки Сергію Корольову, Володимирі Челомею, Валентину Глушко, конструктору-суднобудівнику Олександрі Байбакову. Майже

всі вони мають відношення до Київської політехніки — студенти та викладачі.

Із доповідями на цих читаннях виступають аспіранти та академіки, космонавти та музейники. В читаннях беруть участь навіть громадські об'єднання, наприклад Рада ветеранів космодромів Байконур, Капустин Яр і Плесецьк. Члени відділення „Дослідник” Малої академії наук — наші майбутні студенти та вчені — роблять перші кроки в науці, публікуючи результати своїх досліджень у матеріалах наукових читань. Зараз вийшло з друку вже 24 збірника матеріалів, готується перший том книги „Видатні конструктори України”.

Звичайно, читання проводяться насамперед для молоді. Саме вони можуть сприяти створенню цілісної історичної картини розвитку науки і техніки в Україні, її ролі та значення як суттєвого елемента складника світового прогресу. Саме дати можливість в наш час відчувати повагу та гордість за своїх попередників п'яти тисячам юних громадян України, — студентам КПП — нашій аудиторії, — є дуже важливим. Розповіді Віктора Григоровича Бар'яхтара про таку постать, як Ілля Михайлович Ліфшиць, з яким йому поталанило працювати, або про педагогічну діяльність геніального фізика та парадоксальної людини Лева Давидовича Ландау, наповнювали читання особливим змістом. Ось лише одне його цитування (про І.М. Ліфшиця):

“Мені випало велике щастя працювати з Іллею Михайловичем в одному інституті з 1954 до 1973 року включно. Ілля Михайлович — видатна, дуже доброзичлива людина. У нього було кристально чисте відчуття справедливості.” І це ще один приклад для нашої молоді того, як треба говорити про тих людей, які були поруч — з глибокою повагою і вмінням бачити їхні насамперед кращі риси.

Тож у зв'язку з переобранням академіка В.Г. Бар'яхтара на своїй посаді ми, університетські колеги Віктора Григоровича, з великим задоволенням підтримуємо рішення Президії НАН України щодо продовження його діяльності як директора Інституту магнетизму НАН України.

М.Ю. Ільченко

ПЛАТАН ПРОФЕСОРА ОГІЄВСЬКОГО

Ars longa, vita brevis
(Життя коротке, мистецтво вічне)

Гіппократ



10 травня 2010 р. виповнилося 120 років з дня народження засновника радіотехнічного факультету КПІ професора Володимира Васильовича Огієвського...

У 1997 р. я брав участь у Європейській конференції з мікрохвильової техніки в Єрусалимі. В рамках культурної програми мені пощастило відвідати Гефсиманський сад, де ростуть старі оливи, яким понад 2000 років. Перебуваючи на цьому святому місці, по-особливому відчуваєш, як швидко плине час і яке неоціненне значення для прийдешніх поколінь має збереження історичних пам'яток про події Минулого та їхніх Вчителів ...

Є своє “гефсиманське дерево” й у Київського політехнічного інституту. Це платан, який у 1965 р. на пагорбі за нещодавно побудованим радіокорпусом (сьогодні корпус № 12) посадив професор Володимир Васильович Огієвський разом зі своїми учнями — аспірантами та студентами кафедри теоретичних основ радіотехніки, яку він очолював. Одним із садівничих пощастило бути й мені. Саджанець платана Володимиріу Васильовичу подарував садівник санаторію в Немирові. В культурі Давньої Греції платан, який може рости до 2000 років,

асоціюють з навчанням та наукою. Вважається, що саме під платанами проводив наукові дискусії зі своїми учнями Гіппократ.

У 1965 р. професору КПІ В.В.Огієвському виповнилося 75 років. Вже позаду були роки напруженої праці по становленню в інституті радіотехнічної спеціальності, підготовки кадрів для нової галузі, виховання видатних учнів. Саджаючи це дерево, Володимир Васильович був упевнений, що воно довгі роки буде свідком передачі справи всього його життя в руки вихованців — майбутніх вчених, викладачів, організаторів науки та виробництва.

Українські корені

Батько Володимира Васильовича, Василь Дмитрович Огієвський, народився в 1861 р. у м. Кролевець на Сумщині. Середню освіту здобув у Полтавській військовій гімназії, вищу — в С.-Петербурзькому лісовому інституті. В 1888—1892 рр. він був помічником лісного Одоєвського лісництва Тульської губернії й водночас викладав у місцевій лісовій школі. Саме тоді, а точніше 10 травня 1890 р., в м. Крапивна у нього народився син Володимир. Усе своє життя Василь Дмитрович присвятив лісовій справі, став відомим вченим. У 1912—1918 рр. В.Д.Огієвський був професором Петербурзького лісового інституту. В 1920—1921 рр. — професором кафедри лісівництва Київського політехнічного інституту.

Через відсутність школи в тих місцях, де працював батько, Володя Огієвський отримав початкову освіту вдома. В 1903 р. родина переїжджає до Києва, де мешкає в основному взимку, а все літо дорослі й малеча живуть у лісництві. В цьому ж році Володя поступає до 4-го класу Київського реального училища. Вчився він добре. З атестаційного листа видно, що за результатами навчання в 4-му класі його назвали “Першим учнем”. Восени 1905 р. за участь у страйку його виключають з училища. Через це навесні 1907 р. випускний екзамен Володя здає екстерном. У цьому ж році вступає на механічне відділення Київського політехнічного інституту. Його навчання в КПІ тривало протягом 1907—1914 рр. з перервою в два роки, тому що у 1911—1912 рр. він проходив військову

службу в 4-й Іскровій роті в м. Києві, де вперше познайомився з радіозв'язком. Після проходження військової служби, одержавши звання “прапорщик запасу”, Володимир повертається до рідного інституту.

З початком Першої світової війни Огієвського мобілізують до діючої армії. Вже 26 липня 1914 р. Володимир призначений помічником начальника 3-ї Польової іскрової станції. 6 серпня 1914 р. у складі роти виступає в похід, а 12 вересня стає помічником начальника станції при штабі Головнокомандуючого арміями Південно-Західного фронту. Військова кар'єра Володимира Васильовича стрімка: 22 вересня 1914 р. був призначений начальником станції при штабі Головнокомандуючого арміями Південно-Західного фронту.

Будівничий перших систем радіозв'язку та радіомовлення

Ще триває Перша світова війна. 21 жовтня 1917 р. Володимир Васильович був “представлен к производству в чин поручика”. Але обставини складаються так, що ламається весь уклад життя в Російській імперії: в Петербурзі відбуваються відомі жовтневі події. В армії посилюються революційні настрої, створюються відомі військові комітети, які беруть на себе керівництво. Володимира Огієвського обирають членом полкового і дивізійного комітетів та делегатом на Всеросійський з'їзд військових телеграфістів. У грудні 1917 р. він їде до Петрограда. Наказом Народного комісара з військових справ № 102 від 27 січня 1918 р. засновується Рада військового радіотелеграфа. Володимир Огієвський обирається до складу цієї Ради, а в лютому 1918 р. стає її головою. Саме як голова радянського Радіотелеграфа 19 квітня 1918 р. Володимир Васильович був присутнім на засіданні РНК під головуванням В.І. Леніна. В кінці 1918 р. було визначено за необхідне створити в Москві нову приймально-передавальну радіостанцію незгасаючих коливань для організації надійного оперативного зв'язку між фронтами громадянської війни. На той час такого зв'язку не було. В.В.Огієвський призначається начальником цієї ще неіснуючої радіостанції і помічником відповідального керівника робіт. Влітку 1920 р. обладнання радіостанції було закінчене, а наприкінці 1920 р. в урочистій обстановці, в при-

сутності представників управління зв'язку Червоної армії, було проведено випробування радіостанції. Зв'язок був встановлений зі всіма вказаними пунктами: станція вступила в експлуатацію.

У 1928–1929 рр. В.В.Огієвський консультує будівництво потужних радіомовних станцій в Одесі, Харкові, Дніпропетровську, Тирасполі. В червні 1929 р. його призначено відповідальним виконробом на будівництві київської радіостанції. Треба сказати, що до побудови радіомовних станцій в УРСР Володимир Васильович широко залучав своїх студентів, які брали в ній активну участь. Так, у 1928 р. при побудові радіостанції в Одесі радіолабораторія КПІ взяла на себе зобов'язання поставити для неї фільтрові високовольтні конденсатори. Такі конденсатори до цього часу ввозилися в СРСР із Німеччини. В Союзі розробленням таких конденсаторів займалася тільки Нижньогородська радіолабораторія, але її конденсатори витримували напругу не більше 7 кіловольт, до того ж виготовлялися з імпортного матеріалу. В радіолабораторії КПІ В.В.Огієвським був розроблений і запропонований оригінальний простий метод виготовлення високовольтних фільтрових конденсаторів, що давав можливість використовувати виключно вітчизняну сировину. Перший зразок, виготовлений особисто В.В.Огієвським, витримав 35 кіловольт. У 1929 р. в експериментально-виробничій майстерні лабораторії радіотехніки інституту з ініціативи та під керівництвом В.В.Огієвського було налагоджено виробництво високовольтних конденсаторів для радіостанцій. Виготовлені тут фільтри мали менші розміри та були дешевші за ті, що купували у німецької фірми “Лоренц”. Це дало змогу вже в 1931 р. зовсім відмовитися від імпорту німецьких фільтрів.

У роки Великої Вітчизняної війни В.В.Огієвський працює в Уральському індустріальному інституті й одночасно є консультантом з питань радіо в Академії імені Жуковського, в радіотехнічній лабораторії 4-го спецвідділу Народного комісаріату внутрішніх справ, у Свердловському філіалі Науково-дослідного інституту № 3 бере участь у розробленні акустичних приладів. За участь у вирішенні завдань воєнного часу В.В.Огієвського нагороджено медаллю “За доблесну працю у Великій Вітчизняній війні”.

Засновник радіоспеціальності в КПІ

У 1921 р. В.Огієвського було переведено до Києва на посаду начальника військової радіостанції. У цьому ж році він починає викладати в Київському військовому училищі зв'язку та на електротехнічному факультеті КПІ. Заснований восени 1918 р. електротехнічний факультет почав одним із перших швидко набирати обертів, незважаючи на те, що коштів на облаштування нових лабораторій і аудиторій не було.

Радіоспеціалізація в Київському політехнічному інституті зародилася саме на електротехнічному факультеті. В 1921 р. В.В.Огієвський організовує радіолабораторію, що стала базою для розвитку радіотехнічної спеціальності, а в подальшому – радіотехнічного факультету. При радіолабораторії виникає спочатку маленька майстерня, де студентами монтувалася спеціальна апаратура для радіолабораторії інституту і для різних установ. Тут була побудована короткохвильова установка для магістрального радіозв'язку Південно-Західної залізниці, яка експлуатувалася там кілька років. Враховуючи зростання інтересу студентів і співробітників КПІ до радіосправи, в 1924 р. у стінах радіолабораторії Володимир Васильович організовує радіогурток, а в 1925 р. виходить в ефір перша в СРСР аматорська колективна радіостанція R1KPI (Росія–Перша–Київський політехнічний інститут). Вся її приймально-передавальна апаратура була виготовлена членами гуртка. В.Огієвський сам працював з достатньою швидкістю на ручному ключі і саме йому було довірено провести перший сеанс двостороннього радіозв'язку з позивним “R1KPI”.

Організацією радіолабораторії на електротехнічному факультеті КПІ в 1921 р. В.В.Огієвським було розпочато читання загального курсу радіотехніки. В 1928 р. на електротехнічному факультеті було виокремлено спеціалізацію “Радіотехніка”. На всіх курсах були сформовані групи студентів за радіоспеціалізацією. Майстерні радіолабораторії, пов'язуючи педагогічний персонал та студентів із виробництвом і допомагаючи поповнювати обладнання радіолабораторії, відіграли велику роль у розвитку радіоспеціальності в інституті.

У 1930 р. на базі електротехнічного факультету КПІ було створено Київський енергетичний інститут, що мав радіотех-



Останнє фото на рідній кафедрі

нічний факультет і кафедру радіотехніки (зав. кафедри і декан радіотехнічного факультету — В.В. Огієвський). З 1931 р. цей інститут регулярно випускає радіоінженерів. У ході подальших реорганізацій з 1934 р. радіоспеціальність існує самостійно, з 1938 р. — у складі спеціального факультету, а з 1944 р. — знову у складі радіотехнічного факультету КПП, деканом якого призначають професора В.В. Огієвського.

У 1962 р. Володимир Васильович йде з посади декана, залишаючись при цьому завідувачем кафедри теоретичних основ радіотехніки (ТОР) і членом Вченої ради факультету.

Посади деканів радіотехнічного факультету після 1962 р. обіймали учні В.В.Огієвського: професори В.П. Тараненко, Я.К. Трохименко, доценти Ю.В. Михацький, В.О. Гойжевський, В.І. Правда, Є.А. Нелін.

Продовжуючи традиції минулих десятиліть свого вчителя щодо поєднання навчання з практичною реалізацією нових радіозасобів, вихованці В.В. Огієвського доценти О.Я. Бокринська, В.О. Гойжевський, Ю.П. Гудзенко в 60-80-ті рр. сформували на кафедрі ТОР наукові групи за участю викладачів, штатних науково-інженерних працівників, студентів, які виконали десятки науково-технічних проектів з оборонної тематики за завданнями уряду. Саме виконання цих важливих державних завдань створювало умови для високої якості підготовки фахівців, залучення до наукового пошуку студентів і аспірантів кафедри, в тому числі і мене. Основам дослідницької діяльності я навчався у Олександри Якимівни Бокринської й Анатолія Вікторовича Кисляковського. На наукових семінарах за участю М.Т. Бови, Ю.Г. Кулешова, Я.К. Трохименка та багатьох інших ми формувалися як молоді вчені, вдячні за науку своїм вчителям.

Кількість працівників науково-дослідного сектору кафедри, що виконувала зазначені завдання уряду, упродовж кількох років сягнула за сотню. Сьогодні я пригадую, як у день свого 80-річчя професор В.В. Огієвський розпочав свій виступ перед колективом кафедри словами: “Головним завданням свого життя я вважав, що не треба заважати людям жити і працювати...” Ці слова були перервані тривалими і щирими оплесками. Адже за всі довгі роки своєї наукової та педагогічної діяльності він заклав високі принципи та традиції працелюбності, принциповості та поваги до людей як на кафедрі, так і на факультеті, завдяки чому мав надзвичайно високий авторитет серед колег. А учні В.В.Огієвського в 1960-х роках лагідно і з глибокою пошаною називали його між собою “дед”.

Талановиті і вдячні учні

Професор В.В.Огієвський виховав декілька поколінь висококваліфікованих спеціалістів — докторів і кандидатів наук, лауреатів Державних премій, керівників заводів, науково-дослідних інститутів та конструкторських бюро вітчизняної радіоелектронної промисловості. Майже на всіх підприємствах радянської радіоелектронної промисловості працювали інженери — учні професора В.В.Огієвського.

Творець перших космічних апаратів, Генеральний конструктор космічної техніки СРСР С.П.Корольов, згадуючи свої студентські роки в КПІ, говорив про В.В.Огієвського як про взірць для інженера. У книзі “Королев. Хроника” Я. Голованов пише: “Из всех лабораторных занятий более всего нравился Королеву практикум по электротехнике, который вел Огиевский, старый радиотехник... Это был спокойный властный человек, который никогда не придирался и не старался расположить к себе веселыми шуточками, а упрямо требовал того, что был вправе требовать. Для Королева он олицетворял человека дела. Таким должен быть настоящий инженер”.

У 1932 р. випускником Київського енергетичного інституту став один із найталановитіших вихованців Володимира Васильовича Семен Ісакович Тетельбаум, який отримав кваліфікацію інженера-електрика в галузі радіотехніки і був залише-

ний при інституті на посаді інженера-конструктора. Ще навчаючись в інституті, він сконструював чимало зразків радіоапаратури, яку виробляли серійно. Одночасно з практичною діяльністю С.І. Тетельбаум з 1932 р. обіймає посаду асистента кафедри радіотехніки, яку очолював В.В. Огієвський. Семен Ісакович читає лекції, керує лабораторними заняттями з усіх основних радіотехнічних курсів. Його викладання було тісно пов'язане з найбільш актуальними питаннями науково-дослідної роботи. У грудні 1934 р. С.І. Тетельбаум захистив кандидатську дисертацію. В 1935 р. йому було присуджено науковий ступінь кандидата технічних наук і присвоєно звання доцента кафедри радіотехніки. В грудні 1939 р. С.І.Тетельбаум успішно захистив докторську дисертацію, у 1940 р. став професором, а в 1948 р. — членом-кореспондентом АН УРСР.

Одним із талановитих учнів В.В.Огієвського був Наум Пилипович Воллернер, який очолював кафедру радіоприймальних пристроїв на радіофакультеті з 1945 по 1979 рр. Пізніше, згадуючи про своє навчання в інституті, він говорив, що спочатку вступив на вечірнє відділення факультету. “Когда отменили вечернее отделение и не было параллельного дневного такого же уровня, мой учитель проф. Огиевский сказал “прыгайте” и я прыгнул с третьего курса вечернего на четвертый курс дневного и закончил факультет в 1935 году”. Ставлячи В.В.Огієвського першим у ряду своїх вчителів, Наум Пилипович підкреслював його високу кваліфікацію у своїй галузі й високу інтелігентність. У 1939 р. Н.П. Воллернер захистив кандидатську дисертацію, а в 1952 р. — докторську. На кафедрі Н.П.Воллернера велися науково-дослідні роботи за завданням Військово-морського флоту СРСР у галузі завадостійкого приймання та обробки сигналів, спектрального аналізу, теорії похибок і конструювання радіоелектронних засобів. Великий обсяг виконуваних робіт дав змогу Науму Пилиповичу створити першу в КПІ проблемну лабораторію, яка в 1963 р. переїхала в новозбудований з ініціативи і під керівництвом Н.П. Воллернера корпус (сьогодні корпус № 11) і стала називатися КБ “Шторм”. І нині цей корпус політехніки називають корпусом Воллернера.

З нагоди сімдесятип'ятиріччя свого Вчителя випускник радіофаку 1963 р. Ю.Є. Рогальський пише:

*Прожить суждено не многим
Такие три четверти века,
Такие пройти дороги
Ученого и Человека!*

Володимир Васильович часто проводив консультації для студентів у гуртожитку та у себе вдома, де їх пригощала дружина Володимира Васильовича Валентина Олександрівна. Від'їжджаючи на батьківщину, випускник РТФ КПІ Ахмед Мохамед з Йемену сказав: “Я залишаю в Києві людину, за яку, якщо потрібно, готовий віддати життя”. Вихованець Огієвського Аль Анесі Ахмед із Йемену так підписує свого листа до Володимира Васильовича: “Вечно уважающий Вас сын”. Китаєць Чен Цзи Ган писав до Огієвського: “Я дуже часто згадую Вас, Вашу манеру розмови, посмішку. Ви не лише навчили вчитися, але й чесно працювати і правильно жити”, а в кінці листа його син зробив приписку: “Бажаю російському дідусяві жити 10 тисяч років, як живуть сосни в південних горах” ...

Визнання та вдячна пам'ять

У 1948 р. Київському політехнічному інституту виповнилося 50 років. Згідно з наказом міністра вищої освіти СРСР за успішну роботу у справі підготовки інженерно-технічних кадрів для народного господарства СРСР у зв'язку з п'ятдесятиріччям з дня заснування КПІ було оголошено подяку багатьом співробітникам інституту, в тому числі і професору, декану радіотехнічного факультету Володимиру Васильовичу Огієвському. 27 жовтня 1953 р. В.В.Огієвського нагороджено орденом Леніна. Професора В.В.Огієвського було нагороджено також орденом Трудового Червоного Прапора, багатьма медалями, Грамотою Президії Верховної Ради СРСР. Він мав звання “Заслужений працівник вищої школи”, “Почесний радист”.

Не стало Володимира Васильовича 26 лютого 1979 р., він не дожив до свого 90-річчя декілька місяців. Сьогодні справу його життя з підготовки радіоінженерів продовжує радіотехнічний факультет, у корпусі № 17 є навчальна лабораторія імені професора В.В.Огієвського, кращі студенти отримують

стипендію імені професора В.В. Огієвського. Підготовку фахівців-зв'язківців, започатковану ще в 20-х роках В.В. Огієвським, відновлено у 1993 р. при організації за моєї ініціативи нової кафедри засобів телекомунікацій, яка стала базовою при створенні у 2002 р. Інституту телекомунікаційних систем. Радіоаматорську справу свого Вчителя сьогодні продовжує М.І. Сергієнко – керівник активно працюючого радіоклубу “Політехнік”. У Державному політехнічному музеї знаходяться унікальні радіоекспонати і документи професора В.В. Огієвського, які недавно передала його донька Ія Володимирівна Огієвська, кандидат мистецтвознавства.



Знайти платан професора В.В.Огієвського серед безлічі дерев, що ростуть сьогодні на території університету, можна так. На пагорбі за корпусом № 12 є сходи, які ведуть до корпусу Воллернера. Платан росте ліворуч від сходів. На його стовбурі, що біля землі, є хворобливі нарости, потім стовбур платана очищується від зеленувато-сірої кори і вже блискучий жовто-коричневий спрямовується до неба. В цьому спрямуванні є щось символічне: справа всього життя Вчителя В.В. Огієвського продовжується його учнями.

III. З ДОСВІДУ
ОРГАНІЗАЦІЇ НАУКИ,
ОСВІТИ
ТА ІННОВАЦІЙНОЇ
ДІЯЛЬНОСТІ

М.З. Згуровський, М.Ю. Ільченко

ОСНОВНІ ПРОБЛЕМИ ТА ШЛЯХИ ДЕРЖАВНОЇ ПІДТРИМКИ ІННОВАЦІЙНИХ ПРОЦЕСІВ В УКРАЇНІ

Основу інноваційних процесів в економіці держави становлять нові знання, їх технологічне застосування та ринкова реалізація.

Незважаючи на величезні втрати високоякісного людського капіталу Україна зберігає один з найвищих у світі індексів освіченості (96 % письменого населення, ООН). Вона ще має потужний науковий потенціал, здатний виконувати складні фундаментальні й прикладні дослідження й багатогалузевий промисловий комплекс, на 30 % орієнтований на високотехнологічне виробництво (машинобудування, приладобудування, енергетику, авіаційні й космічні технології, матеріалознавство та ін.).

Лідерами високотехнологічного виробництва в Україні сьогодні є відомі колективи, які досить успішно освоюють нові економічні механізми і розширюють свою присутність на зовнішніх ринках, зокрема, ДНВО “Зоря-Машпроект”, АНТК ім. О. Антонова, ВАТ “Мотор-Січ”, НВО “Турбоатом”, ЗАТ “Новокраматорський машинобудівний завод” та ін.

Але в цілому розвиток економіки нашої країни зараз набув характеру “відновлення”, а не “прискореного сталого розвитку”, як це має місце для усіх передових країн світу.

Аналіз сучасного стану інноваційної діяльності України дозволяє виділити низку проблем інноваційної діяльності в Україні.

1. Відсутня обґрунтована і дійова інноваційна політика держави. Відмова України на початку незалежності від пріоритетного науково-технологічного розвитку, відсутність системи державних пріоритетів, виключення науки, передової освіти та високотехнологічного виробництва з числа основних про-

дуктивних сил є головними проблемами для прискореного розвитку економіки держави. Ці нероздільні елементи інноваційного трикутника знань функціонують незалежно один від одного, без будь-якої координації й загальних цілей. Чинна з 1999 р. Концепція інноваційного розвитку України відразу після її прийняття була практично забута, оскільки має багато в чому декларативний і непослідовний характер. У ній відсутні необхідні для цієї справи мотиваційні механізми. Встановлені Указом Президента України загальнодержавні заходи не виконуються у встановлені терміни.

Чим більше суспільство переймається важливістю інновацій, тим менш інноваційною стає економіка нашої держави.

2. Україна не визначилася з пріоритетними напрямками свого інноваційного розвитку. Законом “Про пріоритетні напрями інноваційної діяльності в Україні” передбачено створити системи прогнозних досліджень і розробку на їх основі пріоритетів інноваційної діяльності. У зазначеному законі визнано 41 сферу, або пріоритет. Цих пріоритетів дуже багато, вони дрібні, слабо пов’язані між собою і не відповідають головним, об’єктивним напрямкам розвитку країни, виходячи з її ресурсного та інтелектуального потенціалу і глобального геополітичного положення, що визначають місце України в міжнародному поділі праці. В той же час у Росії — 8 наукових пріоритетів, у Німеччині — 5, Японії — 6.

3. Відсутність системного управління інноваційним процесом з боку держави. Розподіл сфер управління цією сферою між трьома відомствами (Міністерством освіти і науки, Міністерством промислової політики, Державним агентством з питань інвестицій та інновацій) призводить до відсутності спільних цілей і задач, нескоординованості і неузгодженості дій, розпо-рошень людських і фінансових ресурсів. Таке управління ніколи не було спрямованим на вирішення загальнонаціональних завдань, оскільки завжди мало галузевий характер. Не будучи надгалузевим, воно не забезпечувало довготермінових, злагоджених і послідовних зусиль з боку усіх владних структур.

4. Нормативно-правова база регулювання інноваційної діяльності в Україні є фрагментарною, нецілісною, суперечливою і тому недосконалою. В Україні прийнято понад 100 законодавчих, нормативно-правових урядових актів і різноманітних відомчих документів, які не взаємоузгоджені і не формують єдиного законодавчого поля інноваційної діяльності. Виконання прийнятих законів у науково-технічній та інноваційній сферах незадовільне.

Законодавство України щодо створення основних видів інноваційних структур передбачає діяльність інноваційних бізнес-інкубаторів, інноваційних центрів, технопарків, технополісів.

Однак масова інноваційна діяльність, для якої держава має лише встановлювати систему правил, але безпосередньої участі в її процесі не брати, в Україні тривалий час не започатковувалася.

Питання захисту і оцінки вартості об'єктів права інтелектуальної власності, включаючи реалізацію механізмів виплат авторам винагород за їхні новітні розробки, вимагають удосконалення. Прийняті нещодавно рішення Уряду стосовно істотного підвищення оплати послуг у патентній сфері ніяк не можна віднести до таких, що мають стимулювати винахідницьку діяльність сьогодні. Тож є реальною загроза, що завтра держава буде змушена в набагато більших розмірах оплачувати розробки винахідників інших країн.

5. Виникли системні проблеми з першою складовою інноваційного трикутника знань — вітчизняною наукою, — які визначаються двома взаємопов'язаними чинниками: по-перше, — відсутністю державної політики, спрямованої на пріоритетний науково-технологічний розвиток України, по-друге, — неготовністю вітчизняної науки до корінного реформування з метою повернення Україні ролі потужного генератора нових знань, виробника конкурентоспроможних видів техніки та високих технологій і виходу з цієї продукцією на внутрішній і зовнішній ринки.

На превеликий жаль, за часи незалежності Україна не взяла на озброєння пріоритетний науково-технологічний розвиток, що негативно позначилося на науці та її потенціалі.

Вчені стали не затребуваними економікою країни й тому втратили орієнтири і довгострокові цілі. Природно, що їхня стратегія була спрямована на консервування попередньої системи організації науки з метою самозбереження.

Тому поки в державі не буде утверджена політика пріоритетного науково-технологічного розвитку і не з'явиться ряд стратегічних програм розбудови України, які спиратимуться на власні наукові розробки та власне кадрове супроводження, на вітчизняний виробничий сектор і бізнес, не варто сподіватися на інший результат.

6. Потребує суттєвих структурних перетворень і вітчизняна освіта, яка є другою невід'ємною складовою інноваційного трикутника знань.

За роки незалежності відбувся дворазовий приріст кількості молоді з вищою освітою, в основному за рахунок появи платної форми навчання в державних ВНЗ та розвитку недержавної освіти. В той же час якраз цей контингент студентів найменш охоплений передовими науковими дослідженнями, до його навчання мінімально залучалися провідні науково-педагогічні школи країни. Тим більше, що за останні 16 років ці школи значно послабили, і їх кількість істотно зменшилася. Таким чином, на тлі загального зниження якості навчання, обумовленого розглянутим комплексом факторів, у країні щороку випускається як мінімум половина молоді з, м'яко кажучи, псевдовищою освітою.

Вищим навчальним закладам відводиться другорядна роль у проведенні передових наукових досліджень, що є основою елітної університетської підготовки. Відповідно до цього встановилася система державних пріоритетів і ставлення до університетської освіти як до просвітительської, допоміжної сфери, а не як до продуктивної та інноваційної сфери. Багаторазові спроби реформувати вищу освіту залишалися "косметичними" спробами, оскільки вони ніколи не мали цілісного міжгалузевого характеру. Вони жодним чином не пов'язували в єдиному комплексі сектори, які створюють суспільні блага, товари й послуги, і сектори, що здійснюють для цього підготовку фахівців, проведення наукових досліджень, тобто ринок праці та зміст і методи навчання. Університети України

ще не стали центрами підготовки сучасних фахівців у сфері інновацій.

7. Непідготовленою до ефективної інноваційної діяльності є така складова інноваційного трикутника знань, як високотехнологічне виробництво.

Незавершений процес перерозподілу власності, за якого значна кількість підприємств замість запровадження інновацій у виробництво вирішує завдання запобігання банкрутству, дезорганізації виробництва. Ігноруючи законодавство, відбувається приватизація у виробничій сфері, відбираються приміщення, здійснюється переорієнтація високотехнологічних виробництв на примітивні торгово-посередницькі виробництва, руйнуються інженерні і конструкторські школи, знищується обладнання, поширюється рейдерство.

За даними Держкомстату України, факторами, які заважають підприємствам запроваджувати інновації, є, зокрема:

- брак власних коштів (як зазначили 80,1 % промислових підприємств);
- великі витрати на нововведення (55,5 %);
- недостатня фінансова підтримка держави (53,7 %);
- високий рівень економічного ризику (41 %);
- недосконалість законодавчої бази (40,4 %).

Можна констатувати, що, за окремими винятками, високотехнологічний сектор промисловості України був залишений державою на самовиживання в умовах ринку, що лише формується.

8. В державі не відбулося формування фінансових механізмів інноваційної діяльності. Основним джерелом фінансування витрат на інновації є власні кошти підприємств (реінвестиційні кошти). В той же час, у розвинутих країнах світу в “підживленні” інноваційної діяльності визначальну роль відіграє розгалужена і досить динамічна мережа приватних інвестиційних і венчурних фондів. У зв’язку з відсутністю чіткої системи правил і гарантій приватний капітал ще не рухається в бік інноваційної сфери, а створена для цих цілей Українська державна інноваційна компанія (УДІК) не спроможна якісно

виконувати зазначену функцію через надмірну забюрократизованість і складність процедур надання позик.

9. В цілому слід констатувати, що резерви зростання економіки України через надмірне використання ресурсів і традиційних низькотехнологічних видів промисловості вичерпані. Внаслідок зазначених причин і негативних тенденцій має місце системне технологічне відставання від розвинених країн, зниження конкурентоспроможності нашої економіки. В загальному обсязі реалізованої промислової продукції українського виробництва тільки 6,5 % мають ознаки інноваційності. Для порівняння: в Євросоюзі — 60 %, в Японії — 67 %, в США — 78 %.

Для інформації.

1. Сьогодні валовий національний продукт (ВВП) в розрахунку на одного українця в 20 разів менший, ніж у Фінляндії, і в 25 разів менший, ніж у Сінгапурі.

2. Приріст ВВП за рахунок впровадження нових технологій в Україні становить 0,7 %, а у розвинених країнах — 60–90 %.

3. За період з 1990 по 2006 рік в Україні:

— у 2,9 раза (з 494 тис. до 170,6 тис. осіб) зменшилася чисельність працюючих в інноваційній сфері. В той же час в США і Західній Європі спостерігалось зростання кількості працюючих у 2 рази, а у південно-Східній Азії — в 4 рази;

— у 14 разів (з 9398 до 657 одиниць) зменшилося освоєння нових видів техніки;

— у 7 разів (з 56 % до 8,2 %) зменшилась частка інноваційно активних підприємств. У той же час в країнах ЄС маємо в середньому 53 % таких підприємств, зокрема в Ірландії — 73 %, у Польщі — 16,9 %.

4. Якщо в промисловості частка морально застарілого обладнання становить 65 %, то в науково-технічних установах — 98 %.

Таким чином, для України стає реальною загроза економічного обвалу в ближній і середньостроковій перспективі (у зв'язку з безальтернативним подорожчанням енергоресурсів, зростанням економічно й екологічно не вигідного сировинно-

го і низькотехнологічного експорту з одночасним збільшенням високотехнологічного товарного імпорту), **якщо на всіх рівнях управління державою не будуть вжиті дійові кроки**, спрямовані на переорієнтацію країни на інноваційний шлях розвитку.

Сьогодні майбутній шлях розвитку України виглядає як дилема: або вдасться створити конкурентоспроможну, високотехнологічну економіку, яка за рядом пріоритетних напрямків знайде своє достойне місце на світових ринках, або втрата цієї перспективи буде неминучою, і входження України до розвинених країн світу стане неможливим. Тому перехід до дійової державної політики інноваційного розвитку України є одним із першочергових завдань державного управління. Стратегія втілення цієї політики має здійснюватися на системній і послідовній основі. Всі учасники інноваційного процесу мають бути зацікавлені у поєднанні інтересів і зусиль щодо створення і застосування нових знань і технологій з метою виходу на внутрішній і зовнішній ринки з високотехнологічною продукцією. У реалізації зазначеної взаємодії і створенні таким чином економіки, заснованої на знаннях, роль державної влади є стрижневою.

Для удосконалення системи державного управління інвестиційною та інноваційною діяльністю **владі доцільно запропонувати здійснити ряд заходів.**

1. У першу чергу необхідно реалізувати дійову державну політику, спрямовану на пріоритетний науково-технологічний розвиток України (до цього часу така політика лише декларувалася). Очевидно, що ця політика має стати пріоритетною у реальних діях як керівників держави, так і усіх рівнів державного управління. Така політика може стати об'єднавчою для різних політичних партій і рухів як важлива складова національної ідеї щодо входження України до групи передових країн світу.

2. Треба створити керовану інноваційну модель розвитку країни через затвердження національних пріоритетів у відповідності до наявних природних і людських ресурсів та геополітичного стану і географічного розташування України. На

основі цих національних пріоритетів (для України їх не повинно бути більше 10), необхідно започаткувати стратегічні програми розвитку, які об'єднують власні наукові розробки, власне кадрове супроводження (передову університетську освіту), вітчизняний виробничий сектор і бізнес. Ці програми мають ґрунтуватися на ресурсному і людському потенціалах України та її економіко-географічному положенні. Сукупність програм має забезпечити сталий, високотехнологічний розвиток економіки країни. Критично важливим є реальне втілення цих програм. Вирішальну роль повинна відіграти вища політична воля влади. Тоді ми матимемо керовану інноваційну модель розвитку держави.

3. Слід удосконалити державне управління інноваційною діяльністю, яке доцільно здійснювати двома шляхами:

а) через підвищення рівня координації усіх складових інноваційного процесу (конкурентоспроможної науки, передової освіти, високотехнологічного виробництва, бізнесу); **інтегрування усіх галузевих сегментів управління** і розпорядження державними інноваційними ресурсами **в надгалузевий орган** (за прикладами США, Японії, об'єднаної Європи); розвиток та оптимізацію діяльності органів державного управління інноваційними процесами на усіх рівнях: державному, регіональному, місцевому; розробку та удосконалення системи правил (законодавчої бази), що регулюють інноваційну діяльність.

б) через створення привабливих умов, поєднання взаємних інтересів і мотивацій для самоініціативної участі в інноваційних процесах органічно нероздільних учасників інноваційного процесу:

— високотехнологічних компаній і підприємств, які задля успішного конкурування зі своєю продукцією на внутрішніх і зовнішніх ринках зацікавлені у співпраці з інтелектуальним середовищем (наукою та освітою) з метою постійного підживлення потоком ноу-хау для модернізації своєї продукції та якісним людським капіталом;

— конкурентоспроможних наукових лабораторій і груп, які зацікавлені у впровадженні своїх винаходів і отриманні

винагороди (роялті) через механізм Закону України “Про авторські та суміжні права”;

— факультетів і кафедр провідних університетів, спроможних готувати якісний людський капітал для кадрового супроводження інноваційної діяльності і зацікавлених в оновленні своєї навчально-лабораторної бази за рахунок співпраці з високотехнологічними компаніями, організації практик для студентів та ін.;

— інвестиційних і венчурних фондів, зацікавлених у фінансовому “підживленні” інноваційних процесів як найбільш привабливих для інвестицій;

— бізнесу, спроможного агресивно виводити високотехнологічну продукцію на внутрішні й зовнішні ринки.

На загальнодержавному рівні має бути здійснено:

— розробку послідовної, конкретизованої національної концепції інноваційного розвитку, в якій би було відображено системне уявлення щодо: стратегії входження економіки країни в систему міжнародного розподілу праці; критеріїв визначення національних пріоритетних галузей виробництва, заходів з їх підтримки і необхідних для цього ресурсів і механізмів їх залучення; розвитку в суспільстві підприємницької та інноваційної культури;

— послідовне створення національних інноваційних кластерів у галузях, в яких країна має конкурентні переваги і перспективи (наприклад, технології і обладнання для електрозварювання, технології спеціального приладобудування, нано- і сцинтиляційні матеріали тощо);

— інвентаризацію діючої системи інноваційної інфраструктури і розробку довгострокової програми її розвитку за участю державних структур і залученням бізнесу, в т.ч. і закордонного (фінансових венчурних установ, центрів трансферу технологій при ВНЗ та НДІ, класичних технологічних і наукових парків тощо);

— правове і фінансове забезпечення реалізації в одному-двох ініціативних регіонах країни пілотних проектів зі створення регіональних інноваційних систем — середовищ для масового розвитку, орієнтованих на світовий ринок наукомістких компаній;

— розробку і реалізацію довгострокової національної програми підготовки кадрів у сфері інноватики — менеджерів, консультантів, аналітиків, патентознавців.

4. Слід удосконалити систему законодавчого регулювання інноваційної діяльності та державних гарантій захисту прав інтелектуальної власності.

Дуже важливою складовою законодавчого поля інноваційної діяльності України має стати закон та низка нормативних актів, які б врегулювали масову інноваційну діяльність (у формі наукових парків), що не потребує надання жодних пільг з боку держави і ґрунтується виключно на взаємних інтересах і мотиваціях усіх учасників інноваційного процесу.

Масова інноваційна діяльність, яка є головною і добре відпрацьованою у розвинених країнах світу, має бути запроваджена в Україні і врегульована відповідними законами і нормативно-правовими актами (додатково до діючого законодавства про технологічні парки).

Діючі закони про Технологічні парки мають бути доповнені нормами, які би спрощували процедуру рецензування і прийняття інноваційних проектів з боку органів державної влади і включали б у цю процедуру ринок високих технологій.

Окрім інноваційної діяльності мають бути законодавчо врегульовані питання взаємодії і зв'язку органів управління інноваційними процесами з міжнародними фондами і організаціями, удосконалений механізм захисту і оцінки вартості об'єктів права інтелектуальної власності, включаючи реалізацію виплат авторам винагород за їхні новітні розробки.

5. Слід стимулювати відродження національної науки як одне з найневідкладніших завдань для нашої країни, що **визначається двома взаємопов'язаними чинниками:** по-перше, — державною політикою, спрямованою на пріоритетний науково-технологічний інноваційний розвиток економіки України, по-друге, — готовністю вітчизняної науки до докорінного реформування з метою повернення Україні ролі потужного генератора нових знань, виробника конкурентоспроможних видів техніки та високих технологій і виходу з цієї продукцією на внутрішній і зовнішній ринки.

Наука має істотно скоротити розрив між потребами суспільства і власною діяльністю. Для цього їй доцільно взяти на себе вирішення ряду нагальних проблем держави у соціогуманітарній, екологічній, технологічній та інших сферах.

Одним із таких проблемних напрямів є, зокрема, розробка національної енергетичної стратегії України, яка би включала програму розвідки шельфу Чорного та Азовського морів, комплекс дій з енергозбереження, розробку альтернативних джерел енергії, встановлення оптимального співвідношення між різними секторами енергетики тощо.

Крім того, більшість країн світу зараз активно включилися в розбудову глобального інформаційного суспільства, та його наступної фази — суспільства, заснованого на знаннях. Тому перед Україною постає також питання, якою вона має входити до цього суспільства — країною-ідеологом, розробником інтелектуальних інформаційних технологій чи споживачем чужих, застарілих систем і розробок. Це виклик для національної науки, на який вона має дати гідну відповідь.

Неминуче торкаються нашої країни і світові процеси глобалізації. Як приклад, наведемо ситуацію навколо Кіотського протоколу. Для наукового сектора України була би посиленою підготовка рекомендацій для уряду щодо стратегії з продажем так званих квот. Зокрема, чи доцільно їх продавати зараз без врахування подальшої інтенсифікації промислового виробництва в Україні, чи потрібно це робити за ретельно прорахованою, оптимальною програмою? Якою?

Перелік подібних актуальних проблем загальнодержавної ваги можна було б продовжити.

Повинна бути проведена дійова й компетентна державна політика у сфері міжнародної наукової діяльності. В першу чергу це стосується ефективної участі наукових колективів України в 7-й Рамковій програмі Євросоюзу, розрахованій на 2008—2013 рр. Для забезпечення гідної участі наших науковців у цій програмі Уряд має вирішити питання щодо сплати дольової участі України у формуванні фінансового фонду програми.

6. Система освіти має забезпечувати високу якість підготовки людського капіталу через використання досягнень науки.

Назріла необхідність визнати наявність у державі двох ланок вищої освіти, обидві з яких є суспільно важливими і необхідними. Це *масова вища освіта*, яка надає базові знання більшості населення України, але не залучає до навчання розвинуту науку, і *передова вища освіта*, що готує високоякісний, конкурентоспроможний людський капітал на основі використання в навчанні наукових досліджень та інновацій. Обом ланкам держава має надавати відповідну допомогу і підтримку.

Для вирішення проблеми формування передової вищої освіти доцільно невідкладно започаткувати діяльність відділень магістерської підготовки в провідних університетах України за “фізтехівською” моделлю. Але більш ефективним кроком було б законодавче посилення співпраці між університетами і академічними установами з метою спільної цільової підготовки кадрів, виконання важливих наукових програм, у тому числі й міжнародних, супроводження великих інноваційних проєктів. Організаційну форму для такої інтеграції доцільно ґрунтувати на ідеї дослідницьких університетів, які добре зарекомендували себе у США, Західній Європі та Росії.

Для створення дослідницьких університетів в рамках виконання Державної цільової програми “Наука в університетах” необхідно виділити з масової вищої освіти невелику мережу провідних університетів країни, надавши їм новий статус. Перед ними потрібно поставити завдання підготовки кадрів і проведення наукових досліджень для проривного розвитку економіки України по групах пріоритетних напрямків. Держава повинна висувати до таких університетів підвищені вимоги, але й закріпити за ними відповідний статус на інституціональному рівні. Цим статусом мають гарантуватися: відповідні графіки роботи викладачів, які б дозволяли їм проводити наукові дослідження; адекватна оплата праці, необхідний соціальний пакет, можливо, підвищена стипендія студентам і т.ін. Фінансове забезпечення цих університетів повинно бути достатнім, щоб майже уникнути платного навчання, яке призводить до зниження якості підготовки та застосування подвійних стандартів в оцінюванні знань студентів. Мають бути створені умови для спільної наукової і викладацької роботи

науково-педагогічних працівників дослідницьких університетів і науковців значної кількості інститутів НАН України.

Виходячи із досвіду передових країн слід передбачити, що навколо дослідницьких університетів мають формуватися інтелектуально наповнені інноваційні середовища у формі наукових парків. У цих середовищах на основі об'єднання інтересів мають співпрацювати високотехнологічні компанії, які успішно конкурують зі своєю продукцією на внутрішніх і зовнішніх ринках, наукові колективи, які створюють конкурентоспроможні ноу-хау, факультети й кафедри університетів, які готують якісний людський капітал для роботи в конкурентному середовищі, інвестиційні й венчурні фонди, які фінансово підживлюють інноваційний процес.

Синергетичний ефект від взаємодії зазначених учасників має зумовити створення якісно нової високотехнологічної продукції, трансфер технологій і прискорений економічний розвиток відповідного регіону й країни в цілому. Такі інноваційні середовища дуже чутливі до швидкого сприйняття кращого світового досвіду. Вони мають стати “проривними островами” для підйому економіки України і її входження в міжнародну систему освіти, науки й інновацій. Прикладом створення інноваційних середовищ навколо університетів дослідницького типу в Україні є Науковий парк “Київська політехніка”, в якому зараз прийнято до виконання 40 інноваційних проектів.

7. Необхідно оптимізувати управління інноваційною інфраструктурою із врахуванням передового світового досвіду. Зокрема:

а) при фінансуванні інноваційних проектів технопарків економічні преференції слід надавати лише проектам національного масштабу. Для здійснення масової інноваційної діяльності за зразком Наукового парку “Київська політехніка” доцільно створювати для основних учасників інноваційного процесу привабливі й мотиваційні умови для їх взаємодії. Крім того, діяльність таких інноваційних середовищ необхідно “прив’язати” до конкретних територій (регіонів), щоб мотивувати місцеві влади розвивати регіональні інноваційні середовища на зразок “Силіконової долини”;

б) важливим завданням є створення єдиного інформаційного простору для всіх учасників інноваційного процесу й інтеграція його в Європейську інформаційну мережу GEANT-2. Для цього повинна бути істотно активізована й скоординована діяльність усіх причетних до зазначеного проекту відомств і організацій, зокрема, в рамках Державної програми “Інформаційно-комунікаційні технології в освіті й науці на 2006–2010 роки”. Також слід на постійній основі здійснювати закупівлю новітньої науково-технічної літератури, періодичних видань, реферативних журналів, здійснювати доступ до світових баз даних і знань з різних розділів науки;

в) механізми державної підтримки інноваційної діяльності технопарків мають виключити наведені вище проблеми цих інноваційних структур. При цьому необхідно також:

- уникнути двоступеневої системи при затвердженні проекту та отриманні кредиту (технопарк спочатку проводить проект через Міжвідомчу раду та отримує свідоцтво про реєстрацію в МОН України, а потім для отримання кредиту має подати документи до УДІК. Доцільно при розгляді проекту Міжвідомчою радою одночасно вирішувати питання реєстрації та фінансової підтримки проекту по лінії УДІК на весь період його виконання);

- прискорити експертизу проектів, яка не повинна перевищувати тримісячного терміну розгляду та затвердження проектів Міжвідомчою радою; встановити, що ДПА, ДМС, Мінфін, Мінпромполітики мають подавати відгуки про нові проекти виключно за своїми напрямками діяльності й упродовж короткого терміну; нормативно врегулювати питання оплати експертизи проектів в МОН України та НАН України;

- ввести принцип “єдиного вікна” для реєстрації інноваційних проектів, доручивши цю роботу одному надгалузовому центральному органу державного управління;

- спростити форми і звітність технопарків перед МОН України (щоквартальну подачу багатьох примірників), виключити звітність перед Мінфіном (це має робити МОН України);

- передбачити в проекті Закону України “Про державний бюджет 2008 року” цільові кошти для забезпечення фінансо-

вої підтримки через здешевлення банківських кредитів при виконанні проектів технопарків;

г) заходи державного сприяння розвитку малого і середнього інноваційного бізнесу мають включати:

- створення фонду сприяння формуванню малих підприємств у науково-інноваційній сфері;
- мінімальні орендні ставки для малих інноваційних фірм;
- встановлення квот для малих інноваційних підприємств при формуванні держзамовлень на інноваційну продукцію.

Узагальнені висновки

1. Україна ще має потужний науковий потенціал, власні наукові досягнення з окремих напрямів. Технологічне застосування нових знань становить базис інноваційних перетворень економіки. При цьому зростання економіки України можливе лише через інноваційний розвиток.

2. На жаль, феномен України проявляється в тому, що чим більше суспільство переймається важливістю інновацій, тим менш інноваційною стає економіка нашої держави. Ключові причини цього явища — не тільки труднощі об'єктивного характеру, але й низка причин суб'єктивного плану, в тому числі штучно створені перепони бюрократичної спрямованості.

3. Реалізація останніх рішень на рівні Указу Президента України, Рекомендацій Парламентських слухань і проекту Концепції розвитку національної інноваційної системи після її доопрацювання за умови оптимізації державного управління та застосування механізмів державної підтримки інноваційної діяльності має змінити на краще перебудову вітчизняної економіки на засадах інноватики. Це єдино правильний шлях України в її майбутнє. І роль Громадської ради при Держінвестицій у формуванні адекватної інноваційної політики в державі має бути значною.

*Виступ на Громадській Раді
при Державному агентстві України
з інвестицій та інновацій
18 грудня 2007 р.*

М.Ю. Ільченко, член робочої групи

ДО КОНЦЕПЦІЇ ДОСЛІДНИЦЬКИХ УНІВЕРСИТЕТІВ В УКРАЇНІ

Дослідницький університет — це сучасна форма інтеграції освіти й науки, яка уже доволі давно визнана за кордоном і має там дуже добру репутацію. Сутність класичного дослідницького університету — інтеграція навчального процесу та фундаментальних наукових досліджень — уперше системно була визначена В. Гумбольдтом у ХІХ сторіччі. Девізом заснованого у 1809 році Вільгельмом фон Гумбольдтом університету в Берліні були слова: *“Відданість науці”*.

Найбільший розвиток дослідницькі університети отримали в США. Так, в 2000 році в США було майже 260 дослідницьких університетів, серед яких розташовані в містах Гарвард, Йель, Принстон, Корнелл, Стенфорд, Берклі, Дьюк, Чикаго та ін., в той же час у Німеччині — 70, Великобританії — 73, в Іспанії — 41. Стосовно американських університетів сьогодні важко окреслити межу між термінами *“дослідження”* — *“дипломна робота”*, *“викладач”* — *“учений”*.

Рейтингові оцінки рівня досягнень дослідницького університету в США, зокрема, враховують:

- кошти на науково-дослідні та дослідно-конструкторські роботи, які надходять від промислових підприємств та державного і місцевого бюджетів;

- залучений університетом для його розвитку приватний капітал як в попередні роки, так і поточному році;

- представництво членів професорсько-викладацького складу в Національній академії наук, Національній академії технічних наук, Інститутів медицини США;

- кількість присуджених університетом ступенів PhD за рік;

— кількість працюючих в університетах фахівців зі ступенем PhD, які підвищують свою наукову кваліфікацію шляхом виконання науково-дослідних робіт чи навчання. Для викладачів ДУ головним показником їх успіху є наукові здобутки.

Світовий досвід свідчить, що для отримання студентами елітної освіти дослідницькому університету необхідно забезпечити:

1. Проведення власними силами вагомих наукових фундаментальних досліджень і прикладних розробок.

2. Орієнтацію на сучасні напрями науки, високих технологій та інноваційний сектор в економіці, науці та техніці.

3. Володіння навиками не тільки отримання нових знань, а також і їх збереженням і трансфером.

4. Наявність масштабної системи підготовки наукових кадрів, причому кількість тих, що навчаються в магістратурі, аспірантурі та докторантурі, має бути не меншою, ніж кількість студентів, орієнтованих на отримання загальної вищої освіти.

5. Широкий спектр спеціальностей і спеціалізацій підготовки фахівців, в тому числі природничі, технічні, соціальні і гуманітарні науки та знання.

6. Високий професійний рівень викладачів, які приймаються на роботу за конкурсом, наявність можливостей для запрошення провідних фахівців із різних країн на тимчасову роботу.

7. Високий рівень інформаційної відкритості та інтеграції в міжнародну систему науки і освіти.

8. Сприйнятливість до світового досвіду та гнучкість стосовно нових напрямів наукових досліджень та методології навчання.

9. Конкурсний підхід до формування складу студентів.

10. Формування навколо університету особливого інтелектуально наповненого інноваційного середовища.

11. Прагнення університету до лідерства в масштабі регіону, країни, світу.

У сучасних умовах саме дослідницькі університети мають найбільш вагому підтримку з боку держави для проведення наукової й освітньої діяльності. Так, 100 провідних універси-

тетів США отримують 95 % коштів федерального бюджету на науку і освіту. Підготовка спеціалістів найвищої кваліфікації також зосереджена у дослідницьких університетах, поза як 60 % усіх докторантів США підготовлено у 50 таких університетах. Ці університети мають багато студентів, що навчаються за магістерськими програмами, мають краще співвідношення чисельності викладачів і студентів (приблизно 1:6), порівняно із звичайними університетами, в яких таке співвідношення складає 1:12.

Міжнародний досвід свідчить про те, що починаючи із середини XX сторіччя відбувається поєднання понять “елітний університет” і “дослідницький університет”. Під елітним університетом традиційно розуміють навчальний заклад, здатний надати доступ до усієї сукупності сучасних знань та забезпечити усі рівні освіти – від бакалавра до доктора – PhD. Концепція дослідницького університету ґрунтується на тісній інтеграції освіти і наукових досліджень в межах університету, включаючи використання досліджень у практиці навчання студентів. Нині у США ці дві університетські філософії практично злилися в одну.

Як правило, дослідницькі університети мають дуже міцні зв'язки з промисловістю. Так, наприклад, Массачусетський технологічний інститут має зв'язки майже з 300 корпораціями.

Суттєвою особливістю формування професорсько-викладацького складу кращих американських університетів є ротація кадрів, що охоплює сфери освіти, науки та бізнесу. Між ними відсутні штучні перепони. Більш того система оплати праці в університеті і на фірмі стимулюють таку ротацію.

Дослідницькі університети приймають активну участь, переважно на комерційних засадах, в додатковій післядипломній освіті. Вони пропонують багаторівневі програми підвищення кваліфікації і перепідготовки. На відмінність від вузькопрофільних навчальних закладів, університети мають можливість реалізувати різні програми, які ґрунтуються на міждисциплінарних підходах.

Для дослідницьких університетів характерна багатоканальність джерел фінансування: федеральний та місцевий бюджети, гранти, благодійні фонди, бізнес, доходи від навчальної,

дослідницької, виробничої і консультаційної діяльності. Так, наприклад, в США федеральна частка, отримувана від уряду, становить 13,3 %, від уряду штату – 30,3 %, місцевих органів влади – 2,7 %, приватного сектору – 4,9 %, студентів – 33,1 %. Ще 15 % в бюджет вищої школи вносять самі навчальні заклади за рахунок своїх фондів і доходів.

Сучасний дослідницький університет – це крупний економічний суб'єкт, який має високу самостійність. Так, річний бюджет Техаського університету становить 3 млрд доларів, Стенфордського – 1 млрд доларів. Дослідницькі університети стали рівноправними партнерами бізнесу в інтеграції науки, освіти, виробництва, а інколи виконують в регіонах роль провідного, основного інтегратора.

Навколо університету створюються дослідницькі парки як форма інтегрованого розвитку науки, освіти та бізнесу. Дослідницький парк є по-суті об'єднаною навколо дослідницького університету науково-виробничою, навчальною і соціально-культурною зоною забезпечення безперервного інноваційного циклу.

Суть концепції дослідницького парку в тому, що створюється особлива інфраструктура, яка забезпечує зв'язок дослідницького центру та бізнесу, що народжує і підтримує на стартовому етапі малі високотехнологічні підприємства. В парках здійснюється технологічний трансфер, тобто передача нових технологій, проекти яких виникли в наукових центрах, у виробництво і забезпечення таким чином промислового випуску нової продукції.

В парках реалізується інтеграція науки, яка виконується в університеті, з бізнесом. Парки допомагають вченим, інженерам, програмістам довести свої ідеї до стадії комерційного продукту, стати підприємцями, організувати власні малі фірми. Дуже важливою для наукових підприємців-початківців є можливість спілкування з фахівцями різних спеціальностей – саме ця можливість реалізується в атмосфері університету й розповсюджується на увесь дослідницький парк.

Дослідницький парк існує в полі тяжіння університету і його структура складається із двох основних блоків – малих

інноваційних підприємств і підрозділів їх обслуговування та підтримки.

Технопарки, які створюються поруч з університетами і незалежно від них, по-перше, здійснюють комерціалізацію наукових розробок, дають додатковий заробіток викладачам, аспірантам і студентам, і по-друге, створюючи біля університетські структури комерційної діяльності, перешкоджають надмірній комерціалізації роботи самих вищих навчальних закладів.

Ядром парку є інноваційний бізнес-інкубатор, в якому вчений після ретельної експертизи своєї розробки отримує можливість пільгової оренди приміщення і обладнання, ділових консультацій, фінансової, інформаційної та організаційної підтримки. Таким чином, в парку починають діяти юридично і економічно самостійні фірми.

Засновники парку зацікавлені в тому, щоб в інкубатор вступили фірми, які впроваджують нові, створені ними технології. Для вступу до бізнес-інкубатора потрібен бізнес-план, в якому детально розглядаються і обґрунтовуються кроки по виходу інновацій на ринок. Інкубатор – це своєрідний готель для високотехнологічних фірм: їм допомагають декілька років і коли фірма досягає успіху, її місце в інкубаторі займає інша нова фірма. На Заході більшість інкубаторів організовано університетами, місцевими органами влади та бізнесу.

Зауважимо, що згідно з світовим досвідом ключову роль у формуванні ринкових елементів інноваційної інфраструктури має відігравати держава.

Модель дослідницького університету в Україні практично не опрацьована. Існуюче законодавство, низка тендерних і казначейських обмежень в діяльності університетів, мізерне фінансування освіти і науки виключають саму можливість їх організації. Але інтеграційні процеси нашої держави до розвинених країн вимушують прискореними темпами здійснити загальнодержавні заходи стосовно розвитку дослідницьких університетів в Україні. При цьому доцільно використати вітчизняний досвід діяльності провідних університетів України, які мають вагомі здобутки на ниві інтеграції освіти і науки (зокрема НТУУ “КПІ”, КНУ імені Тараса Шевченка та інші).

При розробці загальнодержавної Концепції необхідно врахувати, що надання елітної освіти в дослідницьких університетах України має забезпечуватися завдяки:

1. Проведенню власними силами викладачів і науковців фундаментальних наукових досліджень і прикладних розробок з орієнтацією на пріоритетні для держави напрями науки і техніки, високі технології та інноваційний розвиток економіки.

2. Тісній інтеграції освіти та наукових досліджень, у тому числі використання досліджень у навчанні студентів, а також поступовому зменшенню педагогічного навантаження для викладачів, що безпосередньо ефективно виконують наукові дослідження і результативно ведуть підготовку наукових кадрів.

3. Наявності системи підготовки наукових кадрів через магістратуру, аспірантуру та докторантуру, успішну діяльність яких мають визначати високопрофесійні викладачі та науковці, а також виконувані актуальні наукові дослідження.

4. Високому рівню інформаційної відкритості та інтеграції до світової системи освіти і науки, здатності до сприйняття світового досвіду та гнучкості стосовно нових напрямів наукових досліджень та методології навчання.

5. Формуванню навколо університету особливого, інтелектуально наповненого, інноваційного середовища, завдяки якому значна частка фінансування науки здійснюється промисловістю та ринковими структурами.

РАДА ПРОРЕКТОРІВ ІЗ НАУКОВОЇ РОБОТИ: П'ЯТЬ РОКІВ ДІЯЛЬНОСТІ

Рада проректорів із наукової роботи вищих навчальних закладів III–IV рівнів акредитації та директорів наукових установ Міністерства освіти і науки України, створена у 2005 році з метою забезпечення вирішення стратегічних завдань наукової, науково-технічної та інноваційної діяльності ВНЗ та НУ як важливого фактора інноваційного розвитку держави, відзначила 5-річний ювілей.

Про досвід перших років її діяльності, науково-інноваційний потенціал і проблеми організації науки у вітчизняних університетах звітував на ювілейному засіданні Ради, присвяченому Дню науки, голова Ради проректорів із наукової роботи вищих навчальних закладів III–IV рівнів акредитації та директорів наукових установ МОН України, проректор з наукової роботи НТУУ “КПІ”, член-кореспондент НАН України Михайло ІЛЬЧЕНКО.

Організаційна діяльність президії Ради проректорів

За роки роботи ради членами її президії було опрацьовано зміст двох нормативних документів, які є основними в організації науки у системі МОН України. Йдеться про Положення про організацію наукової, науково-технічної діяльності у вищих навчальних закладах III–IV рівнів акредитації та Положення про проведення конкурсного відбору Міністерством освіти і науки України наукових проектів, які виконуються підвідомчими вищими навчальними закладами III–IV рівнів акредитації та науковими установами міністерства за рахунок коштів загального фонду державного бюджету. Це базові нормативні документи, які вперше за роки незалежності України визначили засади організації науки в університетах нашої держави.

У 2005 р. було утворено робочу групу з розроблення Концепції розвитку наукової сфери України. За пропозицією академіка Я. С. Яцківа до складу робочої групи ввійшов голова

Ради проректорів з наукової роботи, за безпосередньої участі якого та членів президії ради підготовлено проект Указу Президента України “Про підвищення ролі науково-дослідної діяльності в університетах України” та пропозиції до Концепції дослідницьких університетів в Україні з урахуванням світового досвіду.

В обговоренні цих документів, опублікованих у газеті “Світ”, взяли участь науковці з майже 70 вищих навчальних закладів України. Висловлені думки було враховано під час підготовки конкретних пропозицій міністерству стосовно вдосконалення організації науки у ВНЗ та НУ. Президія ради з урахуванням рекомендацій зазначеної вище робочої групи підготувала документ для розгляду Прем’єр-міністром України – “Про схвалення Концепції Державної програми інтеграції науки і вищої освіти на 2008–2012 роки”. Як результат урядом прийнято цільову науково-технічну та соціальну державну програму “Наука в університетах” на 2008–2012 рр. За участю Ради проректорів був доопрацьовано загальносистемний Закон України “Про наукові парки”, прийнятий Верховною Радою України.

Університетський досвід

Досвід, накопичений в університетах, є цінним надбанням проректорської спільноти вищих навчальних закладів. Зокрема, головним напрямом підвищення ефективності наукової роботи учених Донецького національного технічного університету, Одеського національного університету ім. І. І. Мечникова та інших університетів в сучасних соціально-економічних умовах є співпраця з науковцями Національної академії наук України. Цікаві пропозиції щодо формування і використання вагомого потенціалу вищої школи у забезпеченні осмисленого переходу економіки України до інноваційної моделі розвитку мають учені Донецького національного університету економіки і торгівлі ім. М. Туган-Барановського. Продемонстрував високу ефективність підготовки наукових кадрів вищої кваліфікації напрацьований у Вінницькому національ-

ному технічному університеті досвід запровадження інноваційних складових сприяння науковим дослідженням.

Завжди на гребені науки перебуває Таврійський національний університет ім. В. І. Вернадського. Вісімдесятирічний досвід науково-технічної діяльності національного аерокосмічного університету ім. М. Є. Жуковського “Харківський авіаційний інститут” – чудовий приклад становлення авіаційної науки й освіти в Україні. Заслуговує на увагу міжнародна наукова діяльність Ужгородського національного університету в контексті євроінтеграційних процесів. Цікавий механізм стимулювання та впровадження результатів досліджень молодих учених, спрямований на розкриття їх наукової особистості, розроблено в Національному авіаційному університеті.

Вагомим є досвід Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут” в опрацюванні засад формування університету дослідницького типу, що ґрунтуються на поєднанні освіти, науки та інноваційної діяльності в рамках першого в державі спеціального Закону України “Про науковий парк “Київська політехніка”. Врахувавши світові орієнтири закордонних вищих навчальних закладів, “КПІ” першим серед українських університетів в 2010 р. долучається до участі у світовому рейтингу університетів.

Науковий потенціал університетів

Значний потенціал вітчизняної науки зосереджено в університетах, де виконують наукові дослідження та розробки і навчають студентів більше половини кандидатів і докторів наук України. Наука у вищих навчальних закладах як вагомий сегмент науки України забезпечує підготовку майже 60 % всіх докторантів і аспірантів держави; публікацію близько 60 % монографій, підручників і навчальних посібників, які видаються в Україні; 50 % наукових статей, що публікуються у фахових наукових журналах. Вагомі наукові здобутки, отримані за участі університетів, щорічно відзначаються Державними преміями України у галузі науки і техніки.

Унікальною є роль університетської науки як базису освіти. Функції науки в університетах на сучасному етапі

пов'язані насамперед із потребою підвищення якості підготовки фахівців, що має базуватися на широкому використанні в навчанні результатів наукових досліджень і розробок. Наука в університетах сьогодні — це і сфера діяльності викладацького складу та їх власного наукового зростання, і середовище, в якому студенти беруть участь у дослідженнях і сучасних розробках, завдяки чому формуються як творці нового інтелектуально наповненого інноваційного продукту.

Завдяки високому науково-технічному потенціалу окремі ВНЗ готові на рівні держави виконувати супровід науково-технічного і технологічного розвитку України та трансферу технологій із конкретних напрямів науки і техніки. Наприклад, НТУУ “КПІ” — з питань наукових засад реалізації сталого розвитку регіонів та держави в цілому, а також створення сегмента національної GRID-інфраструктури з входженням до європейської мережі GEANT-2; НТУ “ХПІ” — розробки бронетехніки, техніки і досліджень з електрофізики високих напруг та електромагнітної сумісності; Національний аерокосмічний університет “ХАІ” — розробки і створення безпілотних літальних систем різного призначення тощо.

В університетах є чимало розробок, готових до практичного впровадження як на рівні галузей, так і окремих підприємств. Але подібні досягнення має лише частина університетів із більш як 330 ВНЗ III–IV рівнів акредитації. Низький рівень фінансування наукової діяльності вищих навчальних закладів України, надмірна державна зарегульованість та штучні обмеження в організації виконання досліджень (типу обов'язкових тендерних процедур і держказначейського обслуговування), а також незатребуваність науки призвели до її занепаду в більшості університетів. За останні роки в 3–5 разів зменшилась кількість штатних працівників науки в університетах, відбулася переорієнтація значної кількості викладачів із участі на правах сумісництва в науковій діяльності до додаткової, виключно на тих же правах сумісництва, викладацької діяльності.

Активізація інноваційної діяльності

Для реалізації інноваційно-інвестиційних проектів уряд виділив у 2010 р. 1,8 млрд. грн. Університетський сегмент в

отриманні вагомих результатів у цих проектах, безсумнівно, має бути. Зокрема, до вирішення загальнодержавної проблеми енергозбереження можуть долучитися технічні та технологічні університети, які мають низку цікавих розробок і пропозицій. Президія Ради проректорів з наукової роботи університетів і наукових установ МОН України вважає доцільною підготовку проекту міжуніверситетської науково-технічної програми (чи підпрограми загальнодержавної) з енергозбереження. Учені університетів мають значні напрацювання з фундаментальних і прикладних досліджень, що спроможні забезпечити перехід української енергетики на якісно новий рівень.

Це, наприклад, розробка гармонізованої до вимог ЄС стратегії та програми енергозбереження України на коротко-, середньо- та довгострокову перспективу (НТУУ “КПІ”, регіональні центри підготовки енергоменеджерів у Дніпропетровську, Запоріжжі, Києві, Львові, Одесі, Севастополі, Харкові, технічні університети); розробка та впровадження газопаротурбінних установок “Водолій” (НТУУ “КПІ”, ДП “Зоря-Машпроект”); розробка та впровадження технологій спалювання вугілля на теплових електростанціях (НУ “Львівська політехніка”, НТУУ “КПІ”, Донецький національний технічний університет) тощо.

Проблеми організації науки в університетах

Зазначені вище окремі проблеми є непоодинокими, а традиційними за останні роки. Їх було проаналізовано Радою проректорів. Деякі із напрацьованих пропозицій втілились у державній цільовій програмі “Наука в університетах”. Зокрема, нею передбачається перетворення провідних університетів на сучасні науково-навчальні центри, у тому числі утворення нових наукових підрозділів та інститутів за участі штатних науковців із широким залученням студентів до проведення наукових досліджень.

Маємо активізувати переоснащення наукових і навчальних лабораторій університетів сучасним науковим і технологічним обладнанням, приладами. У вирішенні цього питання пріоритетний розвиток повинні отримати центри колективно-

го користування (як університетські, так і між університетські). Здійснення цих завдань можливе не тільки через пряме бюджетне фінансування. В Україні доцільно реалізувати ринковий економічний механізм підтримки університетів, за якого підприємства звільнятимуться від оподаткування тієї частки свого прибутку, яка спрямовується на співпрацю з університетами. Треба вирішити на державному рівні оплату доступу університетів до світових електронних ресурсів та баз даних з усіх галузей знань.

Для реальної конкурентоспроможності університетської науки необхідно розв'язати ще низку проблем. Зокрема, внести зміни до Закону України “Про закупівлю товарів, робіт і послуг за державні кошти” у частині звільнення державних наукових установ та вищих навчальних закладів від необхідності проведення тендеру при закупівлі товарів і матеріалів, наукового обладнання і послуг за рахунок коштів, зароблених університетами та науковими установами. На університети має бути розповсюджений безтендерний принцип закупівлі книговидавничої продукції, який діє стосовно бібліотек — юридичних осіб. Доцільне аналогічне ініціювання змін до Митного Кодексу України в частині звільнення університетів та наукових установ від митної оплати літератури та наукового обладнання і матеріалів, які передаються університетам та науковим установам на спонсорській основі або закупаються університетами та науковими установами для виконання наукових досліджень.

Окремий блок питань стосується вдосконалення форм співпраці учених Національної академії наук і університетів. Варто розширити практику створення спільних кафедр, лабораторій, центрів, відділень магістратури й установ подвійного підпорядкування з НАН України. На часі започаткування системи спільного виконання проектів науковцями ВНЗ і академічних інститутів, а також спільної підготовки магістрів для установ НАН України з використанням наукового потенціалу і бази цих установ.

Нині нагальною проблемою розвитку науки в Україні є залучення до наукової діяльності молоді. Повинен бути реалізований механізм державної підтримки стажування аспірантів

і молодих вчених у провідних університетах і наукових центрах світу та програма надання їм безвідсоткових кредитів для житлового будівництва.

Необхідно внести зміни до законодавства України щодо коштів спеціального фонду держбюджету, які надходять від надання послуг згідно з функціональними повноваженнями, надавши ВНЗ право планування і розпорядження ними без погодження з головним розпорядником.

Потрібно напрацювати і здійснити сучасні механізми організації та фінансування наукової та інноваційної діяльності з використанням нових можливостей, які з'являються в умовах утворення Державного комітету України з питань науково-технічного та інноваційного розвитку. Університети готові до конкурсної участі у виконанні нових наукових і науково-технічних програм, державних замовлень тощо під егідою Державного комітету.

М.Ю. Ільченко

ДОСВІД ІННОВАЦІЙНОЇ ДІЯЛЬНОСТІ НАУКОВОГО ПАРКУ “КИЇВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА”

В умовах кризи орієнтир на власний розвиток, що ґрунтується на інноваціях, це чи не єдина надія на вихід із складної ситуації з мінімальними втратами. Адже нові інтелектуально наповнені робочі місця, що могли б з’явитися у технопарках, наукових парках та інших інноваційних структурах, і конкурентоспроможна інноваційна продукція, затребувана як на внутрішньому, так і зовнішньому ринках, це ключові результати, які може давати лише впровадження інновацій.

Історично склалася ситуація, за якої 10–15 % інноваційної продукції з’являється завдяки використанню розробок, що мають загальнодержавне значення. Цю нішу в нашій країні займають, насамперед, проекти технопарків. Їх діяльність в далеко не оптимальних умовах законодавства України найбільш результативно презентує технопарк на базі Інституту електрозварювання імені Є.О. Патона. Рішення щодо інноваційного статусу розробок технопарків приймається урядом, який також проголошує відповідні пільгові умови для виконання проектів технопарків.

Велику нішу інноватики, що становить 85–90 %, можна назвати масовою інноваційною діяльністю, організацію якої, за нашим переконанням, доцільно виконувати, зокрема, в рамках інноваційних середовищ, які отримали назву наукових парків, а також в рамках низки регіональних центрів інноваційного розвитку. Рішення щодо інноваційного статусу виконуваних проектів хоча і без особливо визначених державою пільг має прийматися самим науковим парком та іншими інноваційними структурами. Наш досвід свідчить, що організацію наукових парків логічно здійснювати насамперед на базі університетів, які є постійно оновлюваним науковим і осві-

тянським живильним середовищем, і в яких через залучення молоді власне і з'являються інноваційні рішення, а також забезпечується кадрове супроводження їх впровадження.

Зазначеним умовам відповідає діяльність наукового парку “Київська політехніка”, який працює як загально державний пілотний проект в рамках Закону України “Про Науковий парк “Київська політехніка”. Цей закон вперше в Україні визначив основні засади створення інноваційного середовища на базі університету із залученням до співпраці всіх учасників інноваційного процесу. З часу прийняття цього закону пройшло майже два роки, в травні 2007 р. було здійснено реєстрацію наукового парку як юридичної особи, заснованої за участю НТУУ “КПІ” і державного підприємства “Національний центр впровадження галузевих інноваційних програм” при Держінвестицій. Тож сьогодні ми можемо говорити про перший досвід роботи нашого наукового парку.

Організації роботи Наукового парку “Київська політехніка” сприяло Розпорядження КМ України від 18 липня 2007 р. № 546-р “Про затвердження плану заходів з виконання Закону України “Про науковий парк “Київська політехніка”, яке, зокрема, схвалило засади розвитку інфраструктури наукового парку в регіонах України та засади залучення високотехнологічних підприємств держави до реалізації проектів наукового парку на партнерських засадах.

Розпорядженням КМ України від 19 вересня 2007 р. № 746-р було схвалено інноваційну програму Наукового парку “Київська політехніка” на 2007–2011 рр. Зокрема, визначено п'ять пріоритетів розвитку наукового парку:

- енергетика сталого розвитку;
- розвиток інноваційних складових інформаційного суспільства;
- комплексний аналіз і стратегічне планування розвитку систем життєзабезпечення великих міст і регіонів України;
- біотехнічні системи і технології;
- системи спеціального та подвійного призначення.

Розглянемо деякі результати нашої роботи в плані організації інноваційної діяльності. Акцентуємо нашу увагу на чотирьох аспектах, а саме:

- аспект 1 – поєднання інтересів всіх учасників інноваційного процесу, які представляють освіту, науку, виробництво, бізнес;

- аспект 2 – організація інноваційної діяльності через вирішення проблем галузевого масштабу;

- аспект 3 – організація інноваційної діяльності через вирішення проблем регіонального масштабу;

- аспект 4 – залучення до інноваційної діяльності університетської молоді, якій притаманний креативний підхід до створення нових приладів, технологій, обладнання, тобто взагалі нових технічних рішень.

Наведемо інформацію щодо конкретного змісту цих аспектів, який ґрунтується на нашому досвіді роботи.

Поєднання інтересів

До складу наукового парку входять основні учасники інноваційного процесу, які в рамках спільної діяльності поєднують свої інтереси. В інноваційному середовищі наукового парку:

- взаємодіють високотехнологічні компанії, які з метою утримання на ринках зацікавлені в оновленні своєї продукції, що створюються науковцями університету на засадах інновацій;

- створюються нові технічні та технологічні рішення, які в рамках наукового парку оформлюються як об'єкти інтелектуальної власності, і здійснюється супроводження їх упровадження аж до виплати роялті творцям інновацій;

- викладачі університету готують висококваліфікованих фахівців, забезпечуючи кадрове супроводження реалізації інноваційних проектів;

- науковці та викладачі університету мають можливість за допомогою інноваційного бізнес-інкубатора організовувати малі підприємства для тиражування їх розробок;

- Технопарк “Київська політехніка” як окрема юридична особа входить в інноваційне середовище наукового парку і виконує крупні проекти в установленому законом порядку;

– венчурні та інноваційні фонди фінансово підтримують виконання проектів і їх промислове освоєння, якщо такі кошти відсутні безпосередньо у компаніях-партнерах наукового парку.

Сьогодні партнерами наукового парку є більш як 30 підприємств і компаній, за участю яких виконуються майже 40 інноваційних проектів і науково-технічних робіт. За 9 місяців цього року в інноваційному середовищі Науковий парк “Київська політехніка” виконано робіт на суму 16,6 млн грн. Підкреслимо, що це позабюджетні кошти. Серед замовників: ТЕЦ № 6 “Київенерго”, ВАТ “Арселор Міттал Кривий ріг”, ВАТ “МоторСіч”, Державна адміністрація міста Луцька, НАК “Нафтогаз України” та багато інших.

Прикладом енергоефективної інноваційної технології наукового парку є розробка когенераційної технології “Водолій”, впровадження якої приводить до зменшення витрат природного газу до 28 відсотків та викидів вуглекислого газу до 10 відсотків.

Одним із прикладів інноваційних проектів наукового парку, який має ще й важливу соціальну складову є такий. Разом з концерном “Укрпожсервіс” фахівцями наукового парку розроблено, а Херсонським державним підприємством “Судмаш” освоєно випуск аварійно-рятувальної техніки, а саме 30-метрових пожежних аварійно-рятувальних колінчатих підіймачів і, як кінцевий результат, аварійно-рятувальних та пожежних автомобілів.

Треба підкреслити, що зараз ця техніка дуже потрібна державі. Станом на 01.01.2007 р. підрозділи МНС України укомплектовані автодрабинами тільки на 65,8%, а 93% пожежних автомобілів підлягають списанню. Реалізація цього проекту надасть можливість стратегічно вирішити проблему власного виробництва аварійно-рятувальної і пожежної техніки, оснащення цією технікою міст і сіл України. Зараз розробляється проект – створення важкого аварійно-рятувального автомобіля багатоцільового призначення на базі шасі КАМАЗ із запасом вогнегасних речовин до 15 тонн. Аналогів цієї розробки в країнах СНД немає.

Треба підкреслити ще одну особливість нашого наукового парку: можливість високоефективної організації заходів щодо захисту прав інтелектуальної власності та її подальшої капіталізації. На сьогодні патентні відділи на багатьох промислових підприємствах не існують. Тому науковий парк може надавати і їм відповідні послуги. Що стосується власних інновацій, то зазначимо, що за 10 місяців цього року науковим парком разом з університетом подано 214 заяв на патенти на винаходи та корисні моделі, отримано 219 патентів.

Галузевий аспект

Науковці наукового парку плідно співпрацюють з окремими галузями економіки нашої країни. Підписані Угоди про співробітництво між Науковим парком “Київська політехніка” та Міністерством регіонального розвитку та будівництва України, Міністерством промислової політики України, Державним департаментом інтелектуальної власності МОН України.

Співпраця з Мінпромполітики України дає позитивні результати. Так, у 2008 р. на замовлення підприємств цього міністерства виконано робіт на 1,7 млн грн. Міністерством подані і нами прийняті пропозиції щодо виконання 9-ти Державних цільових програм міністерства. 21 жовтня на засіданні Колегії Мінпромполітики було розглянуте питання щодо “Галузевої системи прискороного інноваційного розвитку”. Колегією була підтримана пропозиція наукового парку “Київська політехніка” щодо розробки проекту Концепції Державної науково-технічної програми “Розвиток технологічної бази машинобудування”, а підприємствам Мінпромполітики було рекомендовано взяти участь у виконанні програми наукового парку, затвердженої розпорядженням Кабінету Міністрів України від 19 вересня 2007 р. № 760-р.

Науковий парк “Київська політехніка” співпрацює з Міністерством оборони. В інтересах Міністерства оборони разом з його інституціями Науковим парком розробляється 8 інноваційних проектів, які мають визначальне значення для подальшого розвитку. В тому числі: розробка та виробництво безпілотних літальних апаратів різного класу, цифрових тепловізійних приладів нічного бачення, комплексна технологія утилізації ракетного палива тощо.

Регіональний аспект

Науковим парком продовжується активна співпраця з державними адміністраціями та органами місцевого самоврядування щодо впровадження проектів наукового парку у Вінницькій, Дніпропетровській та Житомирській областях, місті Севастополі, Деражнянському районі Хмельницької області, де створені філіали наукового парку. Реалізація наших проектів у цих регіонах передбачає часткове фінансування як з місцевих бюджетів, так і з державного бюджету України.

Наведемо два приклади впровадження проектів наукового парку в регіонах держави.

Метою проекту “Інформатизація органів державного управління та місцевого самоврядування” є забезпечення органів державної влади й місцевого самоврядування, сільських та селищних рад засобами інформатизації та комп’ютеризації, передовими інформаційними технологіями, запровадження нових підходів до організації їх роботи, що сприятиме значному підвищенню оперативності та якості надання суспільних і громадських послуг.

Очікувані результати виконання та економічна ефективність цього проекту: підвищення ефективності прийняття рішень та управління територіями, об’єднання в єдиний інформаційний простір органів державного управління та місцевого самоврядування, підвищення інформаційно-освітнього рівня кадрового складу органів державного управління та місцевого самоврядування. Сьогодні ми розробили типовий проект інформатизації і його прив’язка та адаптація до місцевих умов здійснюється в Житомирській області і Деражнянському районі Хмельницької області.

Ще один приклад регіональної співпраці стосується міста Луцька. Виходячи з аналізу місцевих умов і перспектив розвитку міста Луцька, на першому етапі був здійснений підбір можливих технологій модернізації теплопостачання цього міста. Він включає в себе 5 базових технологій.

1. Електрогенеруючі установки, в тому числі газогенераторного типу.
2. Теплоаккумуляційне обладнання широкої номенклатури.

3. Теплові насоси.
4. Котельні конденсаційного типу .
5. Котлоагрегати, що працюють на біомасі.

Впровадження кожної із цих технологій дозволять скоротити споживання природного газу, але їх поєднання дає значно більший системний ефект. Так, в Луцьку в результаті впровадження проекту модернізації системи теплопостачання економія природного газу може сягнути 50 %. В середині жовтня цього року в школі № 12 Луцька введено в дію теплоакumuлюючу систему опалення. Варто зазначити, що міська влада Луцька надає максимальне сприяння впровадженню проектів і налагодженню виробництва на підприємствах Луцька енергоустановок газогенераторного типу.

Молодіжний аспект

В інноваційній діяльності Наукового парку “Київська політехніка” активну участь беруть молоді вчені — аспіранти та студенти базового закладу — НТУУ “КПІ”. Молоді вчені займаються розробкою інноваційної продукції для провідних компаній — партнерів наукового парку — як самостійно, так і під керівництвом викладачів.

Згідно з Наказом МОН України № 901 від 15.10.07 р. наш університет виконує Пілотний проект “Дослідницький університет НТУУ “КПІ”. Пілотним проектом передбачено, що не менш 30 % обсягу навчального навантаження магістрів тепер становить наукова робота. Тематика наукової роботи пов’язана як з традиційними напрямками наукової діяльності кафедр, так і з пріоритетними напрямками інноваційної діяльності Наукового парку “Київська політехніка”.

В нашому інноваційному середовищі працює організація “Лабораторія ідей”, яка займається підтримкою креативних ідей студентів і аспірантів університету, проводить тренінги, семінари, залучає до співпраці партнерів, готових інвестувати гроші в ідеї, проводить консультації для студентів, що бажають започаткувати власну справу.

З метою підтримки молодих учених університету, підготовки кадрів вищої кваліфікації та активізації наукової діяльності

студентів і аспірантів, ми проводимо конкурси і здійснюємо фінансову підтримку науково-дослідних робіт студентів і аспірантів. За участю студентів, зокрема, розроблено систему автоматичного керування безпілотними літальними апаратами, впроваджено систему очистки стічних вод для текстильних підприємств, удосконалено конст-рукції теплових труб для космічних апаратів тощо.

Партнером Наукового парку “Київська політехніка” є компанія Ukraine Made, створена студентами університету. Вона залучає інформацію про українські підприємства та їх продукцію до інформаційного ресурсу компанії, репрезентує цю інформацію за допомогою власного Інтернет-ресурсу, друкованих видань і співпраці з партнерами.

Зазначимо, що наш науковий парк є учасником виконання проекту ЄС “Наведення мостів між освітою, наукою та бізнесом” за програмою “Tempus”. В рамках цього проекту у науковому парку “Київська політехніка” створено Центр трансферу технологій та менеджменту знань. Центром проводяться навчання академічного та адміністративного штату та студентів вищих навчальних закладів з IPR менеджменту, виконуються розробки бізнес-планів.

Висновки

1. При формуванні національної інноваційної системи України доцільно передбачити розвиток інноваційної інфраструктури держави, в тому числі створення і діяльність наукових парків на базі університетів з розвиненою інфраструктурою одночасно навчальної, наукової та інноваційної діяльності.

2. Досвід роботи нашого наукового парку свідчить про доцільність внесення деяких змін у діюче законодавство з метою надання можливості університету безпосередньо вирішувати питання оренди приміщень і обладнання з метою надання необхідних умов, для діяльності створюваних при університеті малих інноваційних підприємств, що входять до складу наукового парку.

3. Для державного стимулювання масової інноваційної діяльності вважати за доцільне органам державного управління,

зокрема Держінвестицій давати замовлення науковим паркам на інноваційні розробки, передбачаючи для цього щорічно відповідні кошти державного бюджету.

4. В рамках діяльності Державної інноваційної фінансово-кредитної установи також доцільно передбачити надання стимулюючих кредитів на впровадження проектів наукових парків.

5. Для державного стимулювання інноваційної діяльності нагальним є вирішення проблеми забезпечення житлом молоді як масового творця інновацій.

*Виступ в НТУУ “КПІ” на II Міжнародному
форумі “Трансфер технологій та інновацій”
20 листопада 2008 р.*

ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ – КАР’ЄРНИЙ ФАХ

*Кажуть, хто володіє інформацією – володіє світом. Проте, аби цю інформацію доправити чи одержати, в нашу еру суцільної інформатизації мало хто вже послуговується, скажімо, поштовими голубами чи гінцями. Для цього існують засоби телекомунікації – напрямок, який нині надзвичайно бурхливо розвивається. Про навчальний заклад, де готують таких фахівців в Україні, та про стан вітчизняних наукових напрацювань у галузі телекомунікацій наш кореспондент Тетяна Капуста поцікавилася в члена-кореспондента НАН України **Михайла ІЛЬЧЕНКА**, котрий очолює Інститут телекомунікаційних систем, створений при київському політеху.*

– **Михайле Юхимовичу, ваш інститут є порівняно новим навчальним закладом. На чому ґрунтувалася потреба його створення та в чому полягає специфіка освіти, яку ви пропонуєте?**

– Справді, офіційна дата народження нашого інституту – 2002 рік. Проте передісторія його появи налічує більше десяти років, коли в КПІ 1993 року вирішили створити кафедру засобів телекомунікацій, що першою почала готувати фахівців – розробників телекомунікаційних пристроїв і систем. Так сталося, що за часів Радянського Союзу всі заклади, де навчалися майбутні проектувальники засобів зв’язку, знаходилися в Москві та Ленінграді. Тому після його розпаду виявилось, що в Україні жоден ВНЗ не дає такої освіти. Це й стало поштовхом до створення кафедри, яка пропонувала абсолютно нову для України спеціальність – проектування телекомунікаційних систем та мереж. До речі, з новоствореною кафедрою сталася цікава історія: як правило, до 5-6 курсу кількість студентів на будь-якій спеціальності зменшується на третину – хто відсіюється, хто на інший факультет переходить... Тут усе відбувалося навпаки: почали ми з 26 першокурсників, а випустили 29 фахівців. Нині маємо вже три кафедри, де навчають-

ся майбутні спеціалісти з технологій засобів телекомунікацій, телекомунікаційних систем і мереж та інформаційних мереж зв'язку.

— Так, але ж якісна освіта неможлива без розвитку наукових досліджень у даному напрямку. Чи ведуться вони у вашому інституті?

— Безперечно. Я б назвав їх першою складовою нашого стрімкого розвитку. Наукові підрозділи оформлені в науково-дослідний інститут телекомунікацій, що виник 1990 року як Інститут радіоелектронної техніки і на замовлення держави виконував відповідальні завдання. Після зникнення з політичної мапи Радянського Союзу тематика НДІ змінилася, і ми сконцентрували свої сили лише на проблемі телекомунікаційних систем і мереж. Нині науково-методичне керівництво роботами Інституту здійснюється Відділенням інформатики НАНУ, яке очолює директор Інституту кібернетики імені В.М. Глушкова академік Іван Сергієнко. Група молодих вчених була нагороджена преміями Національної академії наук, а торік чотири фахівці НДІ телекомунікацій за роботу, виконану разом з Інститутом кібернетики ім. В.М. Глушкова, були відзначені Державною премією в галузі науки й техніки. Як науково-дослідницький заклад інститут згуртував дуже потужні сили в галузі телекомунікацій. Проте слід зазначити, що вельми складною проблемою — це стосується української науки загалом — є залучення до викладацької та наукової роботи молоді. Це є одним із негативних наслідків десятирічного занепаду нашої науки. Низька зарплатня та невисока увага з боку держави призвели до відчутного старіння кадрів — нині середній вік вузівського викладача становить 52 роки. Я часто жартую (щоправда, жарт виходить не вельми веселий), що наші вчорашні студенти заробляють десь 500-600. Таку ж зарплатню отримує й професор. Різниця полягає в тому, що перший отримує цю суму в доларах, а другий — у гривнях... За останній рік становище вдалося трохи поліпшити. Це відразу підвищило інтерес наших випускників до наукової кар'єри.

– У такому разі, пане Михайле, було б цікаво дізнатися докладніше про ваші наукові розробки та їх практичне застосування.

– Сфера телекомунікацій дуже широка. Залежно від того, на яку відстань передається інформація – в межах кімнати чи між двома віддаленими точками на планеті, використовуються різні фізичні принципи: системи електричного чи радіозв'язку або передача даних через оптоволоконні кабелі. Ми здебільшого працюємо над використанням радіосигналів у діапазоні надвисоких частот, так званому мікрохвильовому діапазоні. Його надзвичайно цікавою й корисною відмінністю є дуже висока інформаційна ємність, що дає змогу передавати не лише мову, а й відеосигнали та сигнали мереж – приміром, Інтернету. Саме в дослідженні й використанні мікрохвильового діапазону ми досягли найефективніших результатів і навчилися продукувати пристрої, необхідні для побудови телекомунікаційних систем і мереж. Зокрема, наше ноу-хау полягає у винайденні твердотільних пристроїв для фільтрації й виділення потрібного сигналу. Вони користуються широким попитом і в інших країнах. За участі фахівців нашого НДІ було створено й мікрохвильові інтегровані телерадіоінформаційні системи, відомі, під назвою MITPIC, що так само, як і остання їх модифікація, UMDS, є вельми конкурентоздатні перед закордонними, оскільки технічно досконаліші. Приміром, системи типу MITPIC є “чистішими” екологічно, оскільки потужності, випромінювані ними, вимірюються міліватами, тоді як закордонна система MMDS видає щонайменше 100–500 Вт. Таким чином, вітчизняна інформаційно-мікрохвильова система UMDS може стати базою для реалізації проекту “інформаційне село” – забезпечення сучасними інформаційними послугами віддалених регіонів, де важко налагодити централізовані системи передачі даних. Невеличка базова станція уможливить передачу інформації в радіусі 40 км. У державній програмі “Інформаційно-комунікаційні технології в освіті та науці”, яка формується нині за ініціативи міністра освіти й науки Станіслава Ніколаєнка, ми розв'язуватимемо саме ці питання.

Розробками НДІ телекомунікацій користуються компанії “Київстар”, УМС, “Глобал Юкрейн”, “Укртелеком”, “УкрСат” та багато інших. З останньою, зокрема, нас пов’язує давня дружба, і студенти Інституту телекомунікаційних систем мають можливість навчатися на базі супутникового телепорту “УкрСату”.

Проходять наші студенти практику в “Укртелекомі”, що виплачує деяким з них підвищену стипендію, і в інших компаніях. Практично вже кожен студент на 4-5 курсі знає, де працюватиме після закінчення інституту, знаходячи роботу там, де проходив практику. Нині, до слова, попит на наших фахівців дуже великий. Тому в найближчих планах – збільшення кількості студентів, будівництво нового корпусу й нового гуртожитку.

ЛЮДИ ОСОБЛИВОЇ ПРОФЕСІЇ

...Зірічний Олександр Шелковніков уже вісім років живе у Великобританії — випускник Національного технічного університету України «КПІ», Інституту телекомунікаційних систем (ІТС), працює в Лондонському офісі всесвітньо відомої компанії Deloitte консультантом зі стратегії у сфері телекомунікацій, медіа та технологій. «Знання, отримані під час навчання в Україні, в Інституті телекомунікаційних систем «КПІ», створили мені дуже гарну базу, яка зараз надає мені перевагу і додаткові можливості під час роботи, — каже Олександр, який, до речі, після навчання в ІТС закінчив ще й аспірантуру Лондонського університету і отримав звання доктор філософії з бездротового зв'язку. — Вважаю, що в Україні отримав хорошу освіту. Кажучи це, я дивлюсь не тільки на свій досвід, а й на досвід своїх друзів по навчанню. Більшість із нас змогла реалізувати себе не тільки в Україні, а й на міжнародному рівні. Багато хто взяв участь у становленні сучасних телекомунікацій в Україні».

Закордонні компанії полюють на українських «технарів»

Такі фахівці, як Олександр Шелковніков, нині на гребені хвилі: світові монстри ІТтехнологій полюють на здібних українських «технарів». Та й в Україні, незважаючи на економічну кризу, ринок ІТтехнологій і телекомунікацій фактично не зазнав проблем — у цій сфері досі лишаються одні з найвищих зарплат і величезний брак кадрів. Результати опитування, проведеного Міжнародним кадровим порталом (www.hh.ua), свідчать: ІТспеціалісти є досі найбільш дефіцитними на ринку праці в Україні. Скажімо, на одного розробника з програми «С++» приходиться нині п'ять вакансій, а на фахівця по РНР — більше двох робочих місць. Причому кількість випускників провідних українських вузів, котрі готують спеціалістів з ІТ, складає лише 40 відсотків із числа всіх кандидатів у сфері «ІТТелекомІнтернет». Через брак кадрів українські ІТкомпанії змушені відкривати свої офіси в Китаї, Індонезії та ін-

¹ “Україна молода”, № 123, 2011.

ших азіатських країнах. Саме там вони знаходять співробітників у потрібній кількості.

Сфера телекомунікацій в Україні — не виняток: тут теж фахівців не вистачає. І цей ринок в Україні тількино набирає обертів. «Роботодавці самі шукають наших студентів, — розповідає директор Інституту телекомунікаційних систем Національного технічного університету «КПІ» **Михайло Ільченко** — у нас запитів від потенційних роботодавців 200 відсотків — ми не можемо їх усі задовольнити».

Аби хоч якось покрити потребу в спеціалістах, Асоціація телекомунікаційних послуг навіть звернулася до Міносвіти і науки з проханням збільшити набір студентів з інформаційних та телекомунікаційних технологій. І хочуть роботодавці неодмінно якісно підготовлених студентів від найкращих ВНЗ України. Наприклад, одна з найбільших в Україні компаній мобільного зв'язку щороку складає власний рейтинг найкращих вишів (на основі кількості своїх співробітників, які закінчили той чи інший університет). На першому місці — НТУУ «Київський політехнічний інститут», на другому — Одеська національна академія зв'язку імені О. С. Попова, на третьому — Національний університет «Львівська політехніка».

Рівень підготовки провідних технічних українських вишів гідно оцінюють за кордоном. Скажімо, Інститут телекомунікаційних систем НТУУ «КПІ» активно співпрацює зі світовими компаніями «Алкатель» (Франція), «Ампак» (США), Huawei Technologies (Китай) та ін. А ще студенти мають гарну можливість пройти стажування за кордоном: той же ІТС співпрацює із факультетом інформатики технічного університету міста Дрезден — після отримання освітнього рівня бакалавр у НТУУ «КПІ» успішні студенти мають можливість навчатися у Німеччині й отримувати там разом із фахом магістра в Україні ще й «німецького» магістра.

«Кувати» ІТкадри не так уже й просто

Не дивно, що українські фахівці затребувані у світі. Багато наших ІТспеціалістів працюють у ГРІДцентрі в Європейському центрі ядерних досліджень і високо цінуються науко-

вою спільнотою. «Наукові дослідження наших ІТфахівців є відомими в світі, — каже **Михайло Ільченко**. — Українські вчені мають багато наукових праць, беруть активну участь у міжнародних конференціях і виставках. Ще в радянські часи теоретичні розробки вітчизняних учених, зокрема щодо модуляції, кодування, передачі інформації з використанням мікрохвиль, були на передових рівнях у світі. І з точки зору теорії, було все розроблено і досліджено. Але сьогодні Україна в технічному плані відстає від світових лідерів. Наше відставання полягає в тому, що українська економіка не чутлива до впровадження інноваційних розробок, існуюча політика не спрямована на підтримку створення нової техніки. Хоча кадровий потенціал величезний, а наукові розробки того ж ІТС є досить вагомими».

За своїм науковопрактичним рівнем українські фахівці можуть створювати і освоювати будь-яку сучасну і перспективну телекомунікаційну техніку. Однак кадри готувати не так уже й просто: оснащення дуже дороге, а навчальні заклади досить часто не в змозі його собі дозволити. «Телекомунікаційні та інформаційні компанії майже нічого не вкладають у навчальний процес. Вони просто беруть фахівців, гарно підготовлених за кошти держави, — нарікає заступник директора ІТС Євгеній Якорнов. — Часто, навіть коли ми просимо в компаній якесь обладнання для навчального процесу, вони воліють його краще продати подешевше, ніж віддати нам. На Заході всі провідні компанії навчають за свої гроші фахівців. У нас цього немає — беруть готових. Тому аби досягнути кращих результатів, нам щось в освітній політиці потрібно змінювати».

Марина Ткачук

ЗМІСТ

Згуровський М.З. НАУКОВИЙ ДОРОБОК УЧЕНОГО.....	3
ДОСЛІДЖЕННЯ В СФЕРІ МІКРОХВИЛЬОВОЇ ТЕХНІКИ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ	11
Ильченко М.Е. Явление резонансного поворота плоскости поляризации в круглом волноводе с ферритовым резонатором	13
Ильченко М.Е., Кудинов Е.В. Экспериментальное исследование взаимодействия ферритового резонатора с линией передачи при запороговых уровнях мощности СВЧ	28
Ильченко М.Е. Влияние связи ферритового резонатора с линией передачи на эффективные параметры феррита при запороговых уровнях мощности.....	33
Ильченко М.Е., Кудинов Е.В. Пороговая мощность ферритового резонатора в линии передачи СВЧ	37
Ильченко М.Е., Мелков Г.А. Составной феррито-диэлектрический резонатор в волноводе	42
Ильченко М.Е., Мирских Г.А. Исследование диэлектрического СВЧ-резонатора в волноводе с диафрагмой	51
Ильченко М.Е., Шилина З.И. Связь твердотельных резонаторов с полосковой линией передачи СВЧ	56
Ильченко М.Е., Мирских Г.А. Фильтры СВЧ на монокристаллах ферритов	64
Ильченко М.Е., Мирских Г.А. Твердотельные СВЧ резонаторы в системе петлевых элементов связи	79
Ильченко М.Е. Применение резонаторов и фильтров на монокристаллах ферритов	91
Ильченко М.Е., Мелков Г.А. СВЧ фильтры с использованием магнитодинамических колебаний в ферритовой сфере.....	108
Ильченко М.Е. Исследование антенны с открытым диэлектрическим СВЧ резонатором	114
Ильченко М.Е., Черний Б.С. Диэлектрический резонатор над металлической плоскостью с диэлектрическим слоем.....	121
Ильченко М.Е., Иванченко И.А., Коваленко Н.И. Кувика А.Г. Расчет характеристик генератора на диоде Ганна с ферритовым резонатором.....	132
Ильченко М.Е. Характеристики твердотельных многорезонаторных полосовых фильтров.....	140
Ильченко М.Е., Живков А.П., Диброва В.А. Расчет полосовых фильтров на диэлектрических резонаторах для систем с частотным разделением каналов	156
Ильченко М.Е., Живков А.П., Коваленко Н.И. Улучшение частотных характеристик многорезонаторных гироманитных фильтров с витковыми элементами связи	168
Ильченко М.Е., Живков А.П., Коваленко Н.И. Исследование характеристик ферритовых фильтров, управляемых варикапами	177
Ильченко М.Е., Репетий В.П. Двухрезонаторный диэлектрический фильтр в волноводе	193
Ильченко М.Е., Старков М.А. Типовой конструктивный ряд цилиндрических диэлектрических резонаторов	205

Ильченко М.Е. Принцип улучшения частотной избирательности диэлектрических фильтров СВЧ.....	219
Ильченко М.Е. Проектирование СВЧ твердотельных фильтров	224
Ильченко М.Е. Двухрезонаторные полосовые фильтры с оптимальными параметрами	232
Ильченко М.Е., Живков А.П. Полюса затухания в полосовых фильтрах на диэлектрических резонаторах	246
Ильченко М.Е., Живков А.П. Двухканальный полосовой фильтр СВЧ	253
Ильченко М.Е., Захаров А.В. Структурные элементы фильтров СВЧ с разреженным спектром полос пропускания	258
Ильченко М.Е., Трубин А.А. Коэффициенты связи цилиндрических диэлектрических резонаторов с прямоугольным волноводом при возбуждении несимметричных колебаний.....	265
Ильченко М.Е., Трубин А.А., Витюк А.Г. Связанные колебания цилиндрических диэлектрических резонаторов в прямоугольном заперде волноводе	273
Ильченко М.Е., Захаров А.В., Карякин Е.Е. Подавление паразитных полос пропускания фильтров из отрезков передающих линий.....	284
Ильченко М.Ю., Захаров О.В., Карякин Е.Е. Односмужкові НВЧ фільтри.....	291
Ильченко М.Е., Захаров А.В., Борщевский А.В. Оптимизация резонаторов из отрезков плавно нерегулярных линий передачи	297
Ильченко М.Е., Захаров А.В. Перестраиваемые колебательные системы на основе распределенных цепей со шлейфами.....	305
Ильченко М.Ю. Проблеми розвитку телекомунікацій в Україні	313
Ильченко М.Е., Нарытник Т.Н., Денисенко В.Н., Гряник М.В., Мальцев С.Б. Микроволновая интегрированная телерадиоинформационная система.....	334
Ильченко М.Ю., Нарытник Т.М., Кравчук С.О., Непомнящий Б.О. Широкопосмугові мікрохвильові розподільні системи і їх застосування в наземних мережах Інтернет-доступу	348
Ильченко М.Е., Гусева М.Н., Калиниченко Ю.В. Синтез пассивных полосовых симметричных фильтров с учетом диссипативных потерь	367
Ильченко М.Е., Гусева М.Н., Малык С.Н., Левитский В.С. Синтез несимметричных фильтров с учетом диссипативных потерь.....	379
Ильченко М.Ю., Асмолова О.В. Фотодетектор з мікрохвильовою модуляцією в лазерних системах обробки сигналів	389
Ильченко М.Е., Кравчук С.А. Информационно-телекоммуникационные системы широкополосного радиодоступа	397
Ильченко М.Ю., Нарытник Т.М. Проблеми і перспективи побудови в Україні наземних ефірних мереж цифрового мовлення і широкопосмугового безпроводового доступу.....	412
Ильченко М.Е., Нарытник Т.Н. Войтенко А.Г. и др. Система передачи многопрограммного телевизионного потока и цифрового потока данных по каналам аналоговых радиорелейных линий.....	431
Ilchenko M.Ye., Narytnik T.N., Fisun A.I., Belous O.I. Conception of Development of Millimeter and Submillimeter Wave Band Radio Telecommunication Systems	444
Ilchenko M.Ye., Narytnik T.N., Fisun A.I., Belous O.I. MITRIS – Microwave Telecommunication Systems	462

Ильченко М.Ю. Проблеми телекомунікаційного забезпечення інформатизації держави	484
Ильченко М.Е., Захаров А.В. Карнаух В.Я. Пинчук Л.С. Перестраиваемые микрополосковые резонаторы с сегнетоэлектрическими конденсаторами	503
Ильченко М.Е., Нарытник Т.Н. Микроволновые телекоммуникационные технологии и биологическая безопасность	513
Ilchenko M. E., Zakharov A V. A New Approach to Designing Varicap-Tuned Filters	526
Ильченко М.Е., Урывский Л.А. Аспекты системного анализа в прикладной теории информации для телекоммуникаций	542
Ильченко М.Е., Мошинская А.В., Урывский Л.А. Разграничение и слияние уровней эталонной модели взаимодействия для информационно-телекоммуникационных систем.....	556
Ильченко М.Е., Нарытник Т.Н. Направления создания сверхскоростных радиотелекоммуникационных систем с использованием терагерцовых волн ...	572
Ильченко М.Е., Калинин В.И., Нарытник Т.Н., Черепенин В.А. Экологически безопасная линия связи с мощностью СШП излучения 70 нановатт для беспроводных локальных сетей	581
Ильченко М.Е. Избранные формулы	586
Аннотация работы, отмеченной Государственной премией УССР в области науки и техники за 1983 год.....	598
Аннотация работы, отмеченной Государственной премией СССР в области науки и техники за 1989 год.....	602
Анотация роботи, відзначеної Державною премією України в галузі науки і техніки за 2004 рік	606
II. НАРИСИ ПРО ВИДАТНИХ ТВОРЦІВ ІСТОРІЇ НАУКИ І ТЕХНІКИ	613
Ильченко М.Ю., Тимченко С., Копил О. Сергій Корольов.....	615
Ильченко М.Ю., Воронов С.О. Ігор Сікорський.....	625
Ильченко М.Ю. Видатний конструктор авіадвигунів.....	631
Ильченко М.Ю. Він не міг не бути конструктором.....	637
Ильченко М.Ю. Творець зброї перемоги	643
Ильченко М.Ю. Творець першого тепловоза	649
Ильченко М.Ю. Незабутні зустрічі з майстром.....	658
Ильченко М.Ю. Про внесок академіка В.Г. Бар'яхтара у розвиток співпраці науки та освіти	664
Ильченко М.Ю. Платан професора Огієвського.....	669
III. З ДОСВІДУ ОРГАНІЗАЦІЇ НАУКИ, ОСВІТИ ТА ІННОВАЦІЙНОЇ ДІЯЛЬНОСТІ	679
Ильченко М.Ю., Згуровський М.З. Основні проблеми та шляхи державної підтримки інноваційних процесів в Україні.....	681
Ильченко М.Ю. До концепції дослідницьких університетів в Україні	696
Ильченко М.Ю. Рада проректорів із наукової роботи: п'ять років діяльності.....	702
Ильченко М.Ю. Досвід інноваційної діяльності наукового парку “Київська політехніка”	709
Інтерв'ю Ильченко М.Ю. Телекомунікації – кар'єрний фах.....	718
Інтерв'ю Ильченко М.Ю. Люди особливої професії.....	722

Наукове видання
Національна академія наук України
Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут”

ІЛЬЧЕНКО Михайло Юхимович

ВИБРАНЕ

Київ, НВП “Видавництво “Наукова думка”
НАН України, 2011

Комп’ютерна верстка О.М. Нестеренко

Оригінал-макет підготовлено
в Національному технічному університеті України “КПІ”

Здано до складання 02.08.11. Підписано до друку 05.09.11.
Формат 60×84¹/₁₆. Папір офс. № 1. Гарнітура Тайм. Друк офс.
Обл. вид. арк. 47,6. Наклад 300. Зам. № 005.

НВП “Видавництво “Наукова думка” НАН України”
01601, Київ 1, вул. Терещенківська, 3
Свідцтво про внесення до Державного реєстру
серія ДК, № 2440 від 15.03.2006

Видавниче підприємство “ЕДЕЛЬВЕЙС”
03170, Київ, вул. Зодчих, 74.



ІЛЬЧЕНКО **Михайло Юхимович**

Професор, доктор технічних наук, заслужений діяч науки і техніки України, член-кореспондент Національної академії наук України, член ряду міжнародних академій і наукових організацій, Почесний зв'язкивець України, тричі лауреат Державних премій УРСР, СРСР і України в галузі науки і техніки, лауреат премії імені С.О. Лебедева Національної академії наук України і премії НТУУ «КПІ».

Засновник наукової школи з мікрохвильових телекомунікацій. Підготував 6 докторів і 14 кандидатів наук. Ініціатор створення Науково-дослідного інституту телекомунікацій, кафедри засобів телекомунікацій, Навчально-наукового інституту телекомунікаційних систем в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут». Заслужений професор НТУУ «КПІ».

Має понад 500 наукових праць і винаходів, серед яких 26 монографій та навчальних посібників з проблем радіоелектроніки, телекомунікаційних пристроїв, систем і мереж, організації науки, історії техніки.

