

## Метаматериалы и их применение в технике сверхвысоких частот (Обзор)

© И.Б. Вендик, О.Г. Вендик

Санкт-Петербургский электротехнический университет „ЛЭТИ“,  
197376 Санкт-Петербург, Россия  
e-mail: ibvendik@rambler.ru, ogvendik@rambler.ru

(Поступило в Редакцию 28 июня 2012 г.)

Метаматериал — композиционный материал, освоение которого началось на рубеже XX и XXI веков. Искусственная периодическая структура в составе метаматериала модифицирует его диэлектрическую и магнитную проницаемости, что позволяет управлять законами дисперсии, преломления и отражения электромагнитных волн в метаматериале. Теоретические и экспериментальные исследования и технические приложения метаматериалов охватывают широкий диапазон частот от радиоволн до диапазона видимого света. За последние годы в ряде лабораторий достигнуты большие успехи в исследовании и применении метаматериалов в сверхвысокочастотном диапазоне (1–100 GHz). Рассмотрены работы по разработке и освоению метаматериалов в сверхвысокочастотном диапазоне, опубликованные за последние 8–10 лет. Обсуждены искусственные линии передачи в качестве одномерных метаматериалов. Рассмотрены резонаторы, фильтры, фазовращатели, разработанные с применением „метаматериальной идеологии“. Уделено внимание использованию метаматериалов в антенной технике.

### Введение

Метаматериал — композиционный материал, свойства которого обусловлены не столько свойствами составляющих его элементов, сколько искусственно созданной периодической структурой из макроскопических элементов, обладающих произвольными размерами и формой. В очень грубом приближении такие макроскопические элементы можно рассматривать как искусственно внесенные в исходный материал атомы чрезвычайно больших размеров. Искусственная периодическая структура модифицирует диэлектрическую и магнитную проницаемости исходного материала. Разработчик метаматериалов имеет возможность выбора различных свободных параметров (размеры структур, форма, постоянный и переменный период решетки элементов, образующих структуру). Одно из возможных свойств метаматериалов — отрицательный коэффициент преломления, который проявляется при одновременной отрицательности диэлектрической и магнитной проницаемостей материала.

Интерес к материалам с отрицательным коэффициентом преломления начинается с работы советского физика В.Г. Веселаго, которая была опубликована в журнале „Успехи физических наук“ за 1967 г. [1]. В работе было указано на возможность существования материала с отрицательным коэффициентом преломления, который был назван „левосторонним“. Материал с положительным коэффициентом преломления по аналогии следует назвать „правосторонним“. Автор пришел к заключению, что в левостороннем материале почти все известные оптические явления распространения волн существенно изменяются, хотя в то время материалы с отрицательным коэффициентом преломления еще не

были известны. Здесь, однако, следует заметить, что в действительности значительно раньше такие „левосторонние“ среды обсуждались в 1957–1960 гг. в работах В.Е. Пафомова [2], Д.В. Сивухина [3] и Р.А. Силина [4]. Более подробное описание истории вопроса можно найти в обзоре В.М. Аграновича и Ю.Н. Гартштейна [5]. Приведем также ссылки на обзоры, в которых рассматриваются процессы распространения электромагнитных волн в метаматериалах, а также возможности применения метаматериалов в технике [6,7]. Уместно упомянуть двухтомное издание объемом более 1000 страниц [8], в котором собраны обзорные статьи по физике и применению метаматериалов авторов многих международных, в том числе и российских научных центров. Интерес представляют монографии, в которых подробно изложены физические свойства и принципы технических приложений метаматериалов [9–12].

### 1. Метаматериалы, основные свойства

В своей основополагающей работе В.Г. Веселаго показал, что рефракция — отклонение электромагнитной волны при прохождении границы раздела двух сред — изменяется в материалах с отрицательным коэффициентом преломления. В условиях, когда оба материала имеют одинаковый знак коэффициента преломления, волна, пересекая границу раздела, появляется на противоположной стороне линии, проходящей перпендикулярно к этой границе (нормаль к поверхности). Однако, если один материал имеет положительный коэффициент преломления, а другой — отрицательный, волна будет появляться на той же стороне нормали, с которой она подходила к границе раздела.

Также особым свойством метаматериалов является характерная дисперсия волн, распространяющихся в такой среде. Уравнение распространения электромагнитных волн в изотропной среде имеет вид

$$k^2 - (\omega/c)^2 n^2 = 0, \quad (1)$$

где  $k$  — волновое число,  $\omega$  — угловая частота волны,  $c$  — скорость света в вакууме,  $n^2 = \epsilon\mu$  — квадрат показателя преломления,  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость и  $\mu$  — магнитная проницаемость среды. Дисперсия — это зависимость частоты колебаний волны от величины волнового числа, т.е. от длины волны  $\lambda$  волнового процесса ( $k = 2\pi/\lambda$ ). Из (1) получаем

$$\omega = \frac{c}{n} k. \quad (2)$$

Решающим фактором, определяющим дисперсию электромагнитной волны, является коэффициент преломления. Так называемые „левосторонние“ среды имеют отрицательный коэффициент преломления.

Уравнение (1) получено на основе теории Максвелла. Для сред, у которых диэлектрическая  $\epsilon$  и магнитная  $\mu$  проницаемости одновременно положительные, три вектора электромагнитного поля — электрический  $\mathbf{E}$ , магнитный  $\mathbf{H}$  и волновой  $\mathbf{k}$  — образуют так называемую правую систему векторов

$$\begin{aligned} [\mathbf{kE}] &= (\omega/c)\mu\mathbf{H}, \\ [\mathbf{kH}] &= -(\omega/c)\epsilon\mathbf{E}. \end{aligned} \quad (3)$$

Такие среды соответственно называют „правыми“.

Среды, у которых  $\epsilon$  и  $\mu$  одновременно отрицательные, электрический  $\mathbf{E}$ , магнитный  $\mathbf{H}$  и волновой вектор  $\mathbf{k}$  образуют левую систему векторов. Такие среды называют „левосторонними“. В англоязычной литературе описанные материалы называют right- и left-handed materials, или сокращенно RHM (правые) и LHM (левые) материалы соответственно.

Для характеристики распространения волны и ее дисперсии необходимо дать определение фазовой и групповой скоростей волны. В случае плоской гармонической волны фазовая скорость вдоль волнового вектора есть скорость движения поверхности равных фаз и ее можно выразить следующим образом

$$v_{ph} = \frac{\omega}{k}. \quad (4)$$

Подставляя сюда выражение для  $\omega$  из (2), получаем на первый взгляд очевидное соотношение

$$v_{ph} = \frac{c}{n}, \quad (5)$$

из которого следует, что в метаматериале фазовая скорость волны может быть отрицательна. Отрицательность фазовой скорости означает, что при распространении

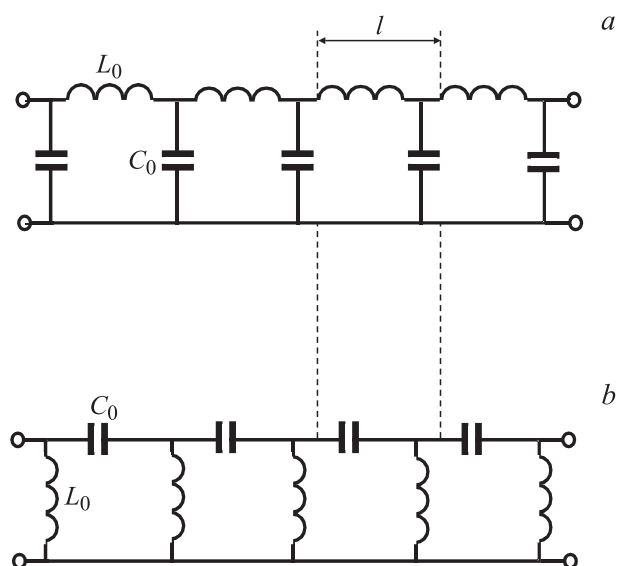
волны набег фаз происходит в направлении от приемника к источнику, в то время как перенос энергии очевидным образом происходит от источника к приемнику.

Групповая скорость — это параметр, характеризующий скорость распространения „группы волн“, т.е. распространения более или менее хорошо локализованной квазимонохроматической волны (волны с достаточно узким спектром). Групповая скорость обычно интерпретируется как скорость перемещения максимума амплитудной огибающей квазимонохроматического волнового пакета. В одномерном случае групповая скорость вычисляется из закона дисперсии

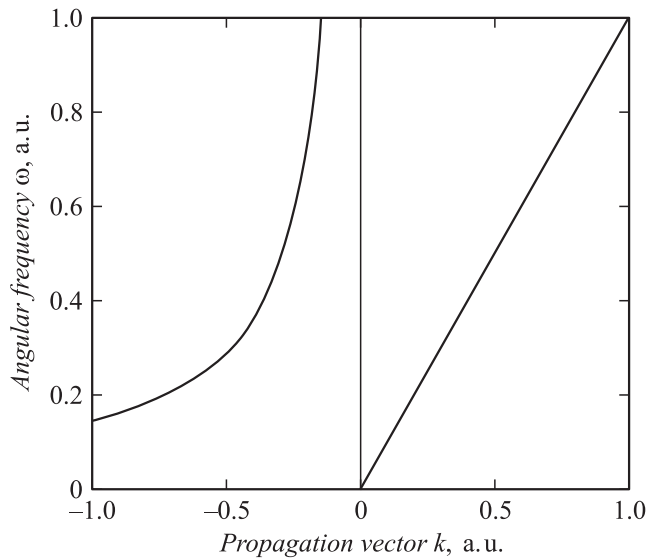
$$v_{gr} = \frac{d\omega}{dk}. \quad (6)$$

Если дисперсионные свойства среды таковы, что волновой пакет распространяется в ней без существенных изменений формы своей огибающей, групповая скорость обычно может быть интерпретирована как скорость переноса „энергии“ волны или скорость, с которой могут быть переданы с помощью волнового пакета сигналы, несущие информацию в соответствии с принципом причинности. Как следует из теории относительности, групповая скорость всегда положительна и по величине меньше или равна скорости света в вакууме. В одномерных средах без дисперсии групповая скорость по величине совпадает с фазовой скоростью.

Для иллюстрации дисперсии волн в правостороннем и левостороннем материалах рассмотрим простой пример. На рис. 1 показаны две искусственные линии передачи, собранные из сосредоточенных конденсаторов и индуктивных элементов. Для двух этих искусственных линий передачи получаем разные законы дисперсии.



**Рис. 1.** Искусственные линии передачи, собранные из сосредоточенных конденсаторов и индуктивных элементов: правосторонняя линия (a), левосторонняя линия (b).



**Рис. 2.** Дисперсионные характеристики — зависимость частоты от волнового вектора. Дисперсионная кривая при  $k > 0$  соответствует правосторонней линии передачи:  $v_{ph} > 0$  и  $v_{gr} > 0$ . Дисперсионная кривая при  $k < 0$  соответствует левосторонней линии передачи:  $v_{ph} < 0$  и  $v_{gr} > 0$ .

Для правосторонней линии имеем

$$\omega = \frac{k}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad (7)$$

где  $L_1 = L_0/l$  — погонная индуктивность проводников линии,  $C_1 = C_0/l$  — погонная емкость между проводниками линии.

Для левосторонней линии имеем

$$\omega = -\frac{1}{k} \sqrt{\left(\frac{1}{L}\right)_1 \left(\frac{1}{C}\right)_1}, \quad (8)$$

где  $\left(\frac{1}{L}\right)_1$  — погонная обратная индуктивность, включенная между проводниками линии передачи,  $\left(\frac{1}{C}\right)_1$  — погонная обратная емкость, включенная последовательно в проводники линии передачи.

Следует отметить, что искусственная левосторонняя линия передачи собрана из сосредоточенных элементов, поскольку естественной линии передачи с такими характеристиками не существует. В этом случае погонная обратная индуктивность определяется следующим образом:

$$\left(\frac{1}{L}\right)_1 = \frac{1}{l} \frac{1}{L_0}, \quad \left(\frac{1}{C}\right)_1 = \frac{1}{l} \frac{1}{C_0}. \quad (9)$$

Здесь  $l$  — длина ячейки искусственной линии передачи,  $L_0$  — индуктивность элемента и  $C_0$  — емкость элемента, включенных в ячейку. На сегодняшний день еще не удалось получить левостороннюю линию передачи, в которой обратная индуктивность и обратная емкость были бы образованы не ячейками сосредоточенных элементов, а физическими факторами, непосредственно распределенными вдоль длины линии передачи.

На рис. 2 показаны дисперсионные зависимости частоты от волнового вектора. Часть рисунка, отвечающая положительным значениям волнового вектора, содержит дисперсионную кривую, которая соответствует правосторонней линии передачи при положительных фазовой и групповой скоростях распространения волн. Часть рисунка, отвечающая отрицательным значениям волнового вектора, содержит дисперсионную кривую, которая соответствует левосторонней линии передачи при отрицательной фазовой и положительной групповой скоростях. В обоих случаях фазовая и групповая скорости определяются формулами (6) и (7).

## 2. Двумерные и трехмерные метаматериальные структуры

Более 30 лет прошло после публикации статьи В.Г. Веселаго, пока левосторонние материалы (ЛСМ) не были изобретены и экспериментально продемонстрированы. Эти ЛСМ не были природными веществами, как предполагал В.Г. Веселаго, а были искусственными структурами, эффективно однородными. Эти структуры были продемонстрированы Д.Р. Смитом с сотрудниками из калифорнийского университета в Сан-Диего [13]. В основу была положена работа Дж.В. Пендри [14–16] из лондонского Империял колледжа. Дж.В. Пендри предложил структуру плазмонного типа, имеющую отрицательную диэлектрическую проницаемость на частотах, соответствующих СВЧ-диапазону. Структура представляла собой сетку тонких металлических проволочек.

Если электрическое поле параллельно осям проволочек, то в проволочках возбуждается ток, создающий эквивалентные электрические дипольные моменты. Усреднение дипольных моментов образует диэлектрическую проницаемость структуры с частотной зависимостью плазмонного типа (рис. 3, а)

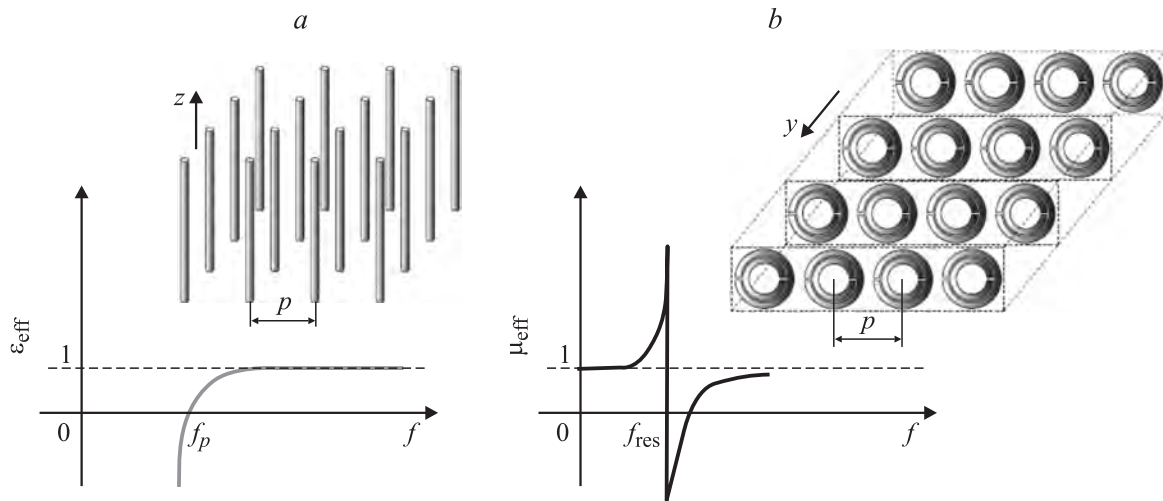
$$\varepsilon_r(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + i\omega\xi}, \quad (10)$$

где  $\omega_{pe}$  — частота электронной плазмы,  $\xi$  — параметр затухания:

$$\omega_{pe} = \sqrt{\frac{2\pi c^2}{p^2 \ln\left(\frac{p}{a}\right)}}, \quad \xi = \frac{2\omega_{pe}^2 \varepsilon_0}{\pi \sigma} \left(\frac{p}{a}\right)^2. \quad (11)$$

Здесь  $p$  — расстояние между проволочками,  $a$  — радиус проводника проволочки,  $c$  — скорость света,  $\sigma$  — удельная электропроводность материала проводника. Проводники расположены на расстоянии  $p \ll \lambda_g$ , где  $\lambda_g$  — длина волны, распространяющейся в структуре, что позволяет считать структуру электродинамически однородной.

Структура кольцевых разомкнутых резонаторов (КРР) обладает резонансом (рис. 3, б), причем на частотах выше резонансной эффективная магнитная проницаемость



**Рис. 3.** Структура (а) — сетка тонких металлических проволок. Если электрическое поле параллельно осям проволок, то в проволоках возбуждаются электрические дипольные моменты. Структура (b) — кольцевые разомкнутые резонаторы. На частотах выше резонансной частоты эффективная магнитная проницаемость такой структуры отрицательна.

такой структуры отрицательна

$$\mu_r(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + i\omega\xi}. \quad (12)$$

Здесь  $\omega_{0m}$  — резонансная частота кольцевого резонатора,  $\xi$  — параметр затухания:

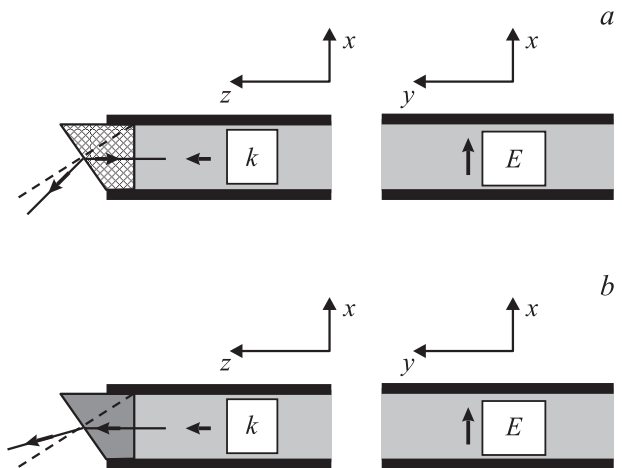
$$\omega_{0m} = c \sqrt{\frac{3p}{\pi \ln(2wa^3/\delta)}}, \quad F = \pi(a/p)^2, \quad \xi = (2pR_1)/a\mu_0. \quad (13)$$

Здесь  $a$  — внутренний радиус меньшего кольца,  $\delta$  — радиальное расстояние между кольцами,  $R_1$  — погонное сопротивление металлического проводника.

Д.Р. Смит с сотрудниками сформировали комбинацию структур Дж.В. Пендри с отрицательной диэлектрической и отрицательной магнитной проницаемостями (рис. 4). Образо-



**Рис. 4.** Комбинация структур с отрицательной диэлектрической и отрицательной магнитной проницаемостями (экспериментальная реализация).



**Рис. 5.** Схема эксперимента, подтвердившего, что закон Снелиуса по-разному проявляется при преломлении волны на границе раздела свободного пространства и метаматериала (а) и нормального материала (b).

ванная структура обладала отрицательным коэффициентом преломления [17]. На рис. 5 показана схема эксперимента, позволившего показать, что закон Снелиуса отвечает отрицательному значению коэффициента преломления исследуемого образца. В эксперименте используется плоская волна, распространяющаяся вдоль оси  $z$  между проводящими поверхностями. На рисунке показан вектор  $\mathbf{E}$ , нормальный к проводящим поверхностям, и волновой вектор  $\mathbf{k}$ , показывающий направление распространения волны. Волна падает на образец, состоящий из метаматериала с отрицательным коэффициентом преломления. Преломление волны на границе метаматериального образца и свободного пространства происходит таким образом, что падающая и

преломленная волны оказываются по одну сторону от нормали к внешней поверхности образца.

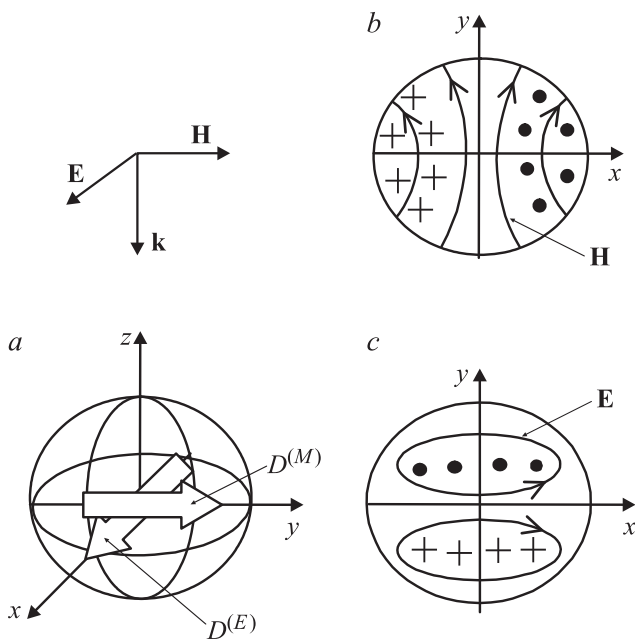
Метаматериальная структура Дж.В. Пендри и Д.Р. Смита анизотропна. Она управляет распространением плоских волн, волновой вектор которых параллелен плоскости, вдоль которой сформирована периодическая структура электрических и магнитных моментов. Позже многие исследователи приложили усилия к получению изотропной структуры, обладающей отрицательным коэффициентом преломления независимо от ориентации волнового вектора волны и осей структуры, определяющих ее симметрию. С этой целью была предложена искусственная структура [18], образованная двумя подрешетками сферических частиц из материала с высокой диэлектрической проницаемостью, которые находятся в матрице с малой проницаемостью. Частицы расположены подобно структуре NaCl, и структура обладает кубической симметрией. Тензоры диэлектрической и магнитной проницаемостей такой структуры изотропны. Частицы разных подрешеток имеют разный диаметр. В них возбуждаются различные моды резонансов Ми [19–22]. Используется частота, на которой одновременно наблюдается резонанс колебательных мод  $H_{111}$  и  $E_{111}$  в частицах разного диаметра соответственно. Резонанс мод  $H_{111}$  и  $E_{111}$  приводит к появлению электрического и магнитного дипольных моментов (рис. 6). Усреднение дипольных моментов по объему ячеек, принадлежащих соответствующим сферическим частицам, формирует вклад в диэлектрическую и магнитную проницаемости среды [19]. Этот вклад на частотах выше резонансных становится отрицательным, и поэтому среда приобретает одновременно отрица-

тельные диэлектрическую и магнитную проницаемости и, как следствие, отрицательный коэффициент преломления. Заметим, что предложенная структура состоит только из диэлектрических компонентов. Сферические частицы с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r > 200$  изготавливаются из сегнетоэлектрических материалов. При диаметре сферических частиц  $50\text{--}500\text{ }\mu\text{m}$  их резонансные частоты лежат в пределах  $5\text{--}50\text{ GHz}$ .

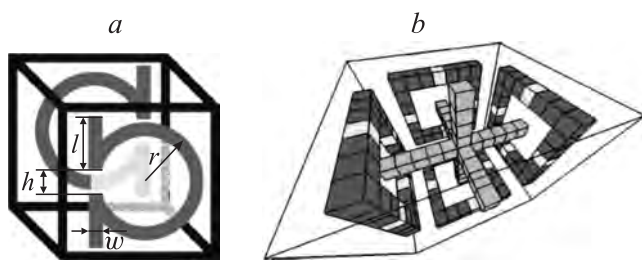
Численный расчет на основе полноволнового анализа показал, что среда, содержащая две подрешетки диэлектрических сфер, в которых возбуждаются резонансные моды  $H_{111}$  и  $E_{111}$ , действительно обладает отрицательным коэффициентом преломления [20]. Было также показано, что если подрешетки диэлектрических резонансных частиц обладают кубической симметрией, то тензоры усредненной диэлектрической и магнитной проницаемостей среды изотропны [19–22]. Наряду с изучением свойств метаматериала на двух подрешетках невзаимодействующих диэлектрических резонаторов также было выполнено моделирование линеек и решеток связанных диэлектрических резонаторов [23–25]. Связь между резонаторами позволяет усилить вклад электрического дипольного момента частиц в формирование усредненной диэлектрической проницаемости структуры. Наряду с включениями сферической формы были предложены и проанализированы диэлектрические включения кубической формы [26,27].

Изотропные метаматериалы на резонансных диэлектрических включениях различной формы предложены и исследованы в различных зарубежных научных группах. Начиная с работы [28], в которой предлагалась гипотетическая регулярная структура, состоящая из сферических резонаторов, выполненных из магнитоэлектрика с диэлектрической и магнитной проницаемостями, одинаковыми по порядку величины, были предложены многочисленные варианты чисто диэлектрических структур, состоящих из резонаторов различной формы. Так, в [29] выполнен электродинамический анализ среды, построенной в виде решетки сферических диэлектрических частиц одного и того же диаметра, но сделанных из материалов с различной диэлектрической проницаемостью. Там же проанализирована система одинаковых по размерам дисков, выполненных из материалов с различной диэлектрической проницаемостью. Рассмотренные дисковые структуры представляли собой трехмерные структуры на основе элементов с двумя отрицательными электродинамическими параметрами ( $\epsilon$  и  $\mu$ ). Решетки сферических и дисковых резонаторов одинакового размера из материала с разной диэлектрической проницаемостью проявляют свойства метаматериалов с отрицательными значениями магнитной и диэлектрической проницаемостей вблизи резонанса Ми одного и того же типа (магнитного) при соответствующем выборе соотношения между диэлектрическими проницаемостями материала резонаторов.

Решетка цилиндрических резонаторов, расположенных между параллельными проводящими плоскостями



**Рис. 6.** Электрический  $D^{(E)}$  и магнитный  $D^{(M)}$  дипольные моменты (a). Колебательные моды  $H_{111}$  (b) и  $E_{111}$  (c) в сферических частицах.



**Рис. 7.** Элементарные ячейки в форме куба с нанесенными на грани  $\Omega$ -частицами (а) и симметризованными структурами КРР в комбинации с пронизывающими проводниками (б).

ми, была исследована теоретически и экспериментально [30,31]. В этих структурах свойство среды с двумя отрицательными параметрами обеспечивалось резонансом в цилиндрах. Магнитный диполь, возникающий в цилиндре, обеспечивает  $\mu$ -отрицательные свойства среды, причем особую роль играет учет связи между двумя соседними цилиндрическими резонаторами [31]. Среда с  $\varepsilon$ -отрицательными свойствами формируется для электромагнитной волны в волноводе на частоте ниже критической [30]. Используется волновод с  $TE_n$ -типом поля, образованный параллельными проводящими плоскостями, причем вектор  $E$  перпендикулярен проводящим плоскостям.

Изотропные метаматериалы, основанные на использовании резонансных диэлектрических включений, исследовались также экспериментально [32–34]. Резонансные  $\varepsilon$ -отрицательные свойства были экспериментально зарегистрированы на трехмерной решетке диэлектрических кубиков [32] и на двумерной плоской решетке из диэлектрических кубиков [33]. Трехмерная среда с двумя отрицательными параметрами была осуществлена при регулярном расположении сферических диэлектрических частиц в ячейках решетки из металлических проводников, обладающей кубической симметрией [34]. Проволочная решетка обеспечивала окружение, созданное затухающими модами с отрицательной эффективной диэлектрической проницаемостью, что сочеталось с отрицательной эффективной магнитной проницаемостью магнитных диполей, возникающих в резонансных диэлектрических частицах.

Все эти результаты поддерживают плодотворную идею осуществления изотропного метаматериала на основе диэлектрических резонансных включений. Дальнейшее усовершенствование трехмерной среды с двумя отрицательными параметрами основано на корректировке симметрии отдельной ячейки структуры из двух сферических частиц, что позволяет увеличить вклад электрического резонансного диполя в эффективную диэлектрическую проницаемость. Так, в частности, использование объемно-центрированной кубической структуры увеличивает плотность заполнения при неизменном расстоянии между ближайшими частицами [26].

Наряду с изотропными метаматериалами на симметричных диэлектрических резонансных включениях предложено использовать нерезонансные частицы в форме куба с нанесенными на грани симметризованными структурами КРР или  $\Omega$ -частицами [35–37]. Примеры выполнения таких изотропных метаматериалов на решетке кубических частиц с плоскими металлическими частицами на гранях приведены на рис. 7.

Приведенные в этом разделе примеры показывают многообразие конструктивных решений, позволяющих осуществить метаматериал с отрицательной магнитной и диэлектрической проницаемостями.

### 3. Искусственные линии передачи — одномерные метаматериалы

Введем следующие определения для описания искусственных линий передачи, обладающих свойствами метаматериалов:

линия передачи с положительной фазовой и групповой скоростями — линия передачи с положительной дисперсией (ЛППД);

линия передачи с отрицательной фазовой скоростью и положительной групповой скоростью — линия передачи с отрицательной дисперсией (ЛПОД).

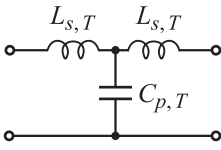
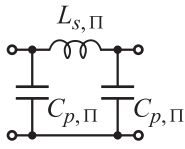
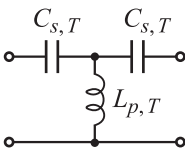
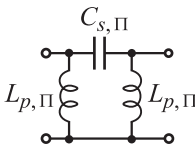
Использование ЛППД и ЛПОД позволяет осуществить разработку СВЧ-устройств с расширенными функциональными возможностями или принципиально новыми свойствами для применения их в современных системах телекоммуникаций. Особенности СВЧ-устройств на основе линий передачи с положительной и отрицательной дисперсией описаны в монографиях [11,12], в обзоре [8] и, в частности, в журнальных публикациях [38,39].

#### 3.1. Эквивалентное представление отрезка линии передачи в виде реактивной $T$ - или $\Pi$ -схемы на элементах с сосредоточенными параметрами

Линию передачи можно представить как последовательное соединение элементарных ячеек. Для разработки СВЧ-устройств с использованием искусственных ЛППД и ЛПОД необходимы приемы синтеза, которые позволили бы находить параметры элементарной ячейки по заданным значениям характеристического импеданса и электрической длины отрезка линии. Процедура синтеза основана на рассмотрении эквивалентного представления отрезка линии передачи в виде реактивной  $T$ - или  $\Pi$ -схемы на элементах с сосредоточенными параметрами [40,41]. В таблице представлены эквивалентные параметры отрезка линии передачи в виде  $T$ - или  $\Pi$ -схемы, образованной реактивными элементами.

На рис. 8 представлена конструкция одной ячейки  $T$ -схемы, составленной из сосредоточенных планарных конденсаторов и сосредоточенной индуктивной цепочки.

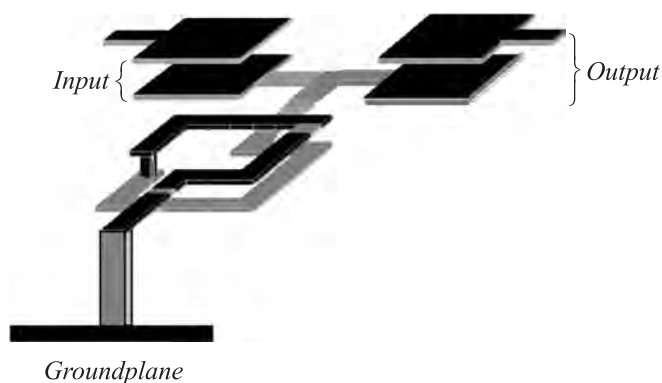
Эквивалентные параметры отрезка линии передачи в виде реактивной Т- или П-схемы

| Электрическая длина<br>линии (тип линии)    | Вид<br>схемы | Элементные<br>схемы                                                                | Реактивные параметры<br>Т- или П-схемы                                                                                                         |
|---------------------------------------------|--------------|------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $0^\circ < \theta \leq 90^\circ$<br>(ЛППД)  | Т-схема      |   | $L_{s,T} = \frac{Z_0}{\omega_0} \operatorname{tg} \left  \frac{\theta}{2} \right $ $C_{p,T} = \frac{1}{\omega_0 Z_0} \sin  \theta $            |
|                                             | П-схема      |   | $L_{s,П} = \frac{Z_0}{\omega_0} \sin  \theta $ $C_{p,П} = \frac{1}{\omega_0 Z_0} \operatorname{tg} \left  \frac{\theta}{2} \right $            |
| $-90^\circ \leq \theta < 0^\circ$<br>(ЛПОД) | Т-схема      |   | $C_{s,T} = \frac{1}{\omega_0 Z_0} \operatorname{ctg} \left  \frac{\theta}{2} \right $ $L_{p,T} = \frac{Z_0}{\omega_0} \frac{1}{\sin  \theta }$ |
|                                             | П-схема      |  | $C_{s,П} = \frac{1}{\omega_0 Z_0 \sin  \theta }$ $L_{p,П} = \frac{Z_0}{\omega_0} \operatorname{ctg} \left  \frac{\theta}{2} \right $           |

Подобным образом могут быть сформированы конструкции всех ячеек, приведенных в таблице.

Теоретически можно определить элементы эквивалентной схемы с отрицательными значениями параметров индуктивных и емкостных элементов. Естественно, что физически осуществить реактивные элементы с отрицательным значением их параметров можно в исключительных случаях вблизи резонансной частоты или путем синтеза активных, так называемых нефостерных

цепей. Однако в некоторых случаях синтеза устройств на комбинации ЛППД и ЛПОД можно использовать отрицательные значения индуктивности или емкости, если такая отрицательная емкость или индуктивность соединены параллельно или последовательно с реальным элементом, имеющим положительную емкость или индуктивность. При этом суммарные реактивные элементы имеют положительные параметры. Если электрическая длина отрезка линии передачи превышает  $\pi/2$ , его можно реализовать в виде каскадного соединения элементарных ячеек (см. таблицу).

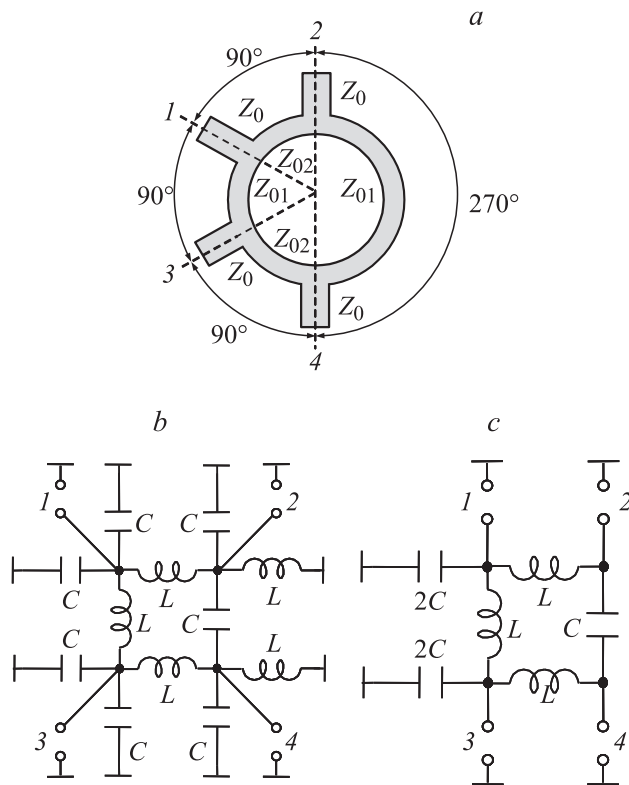


**Рис. 8.** Конструкция одной ячейки Т-схемы, составленной из сосредоточенных плоскопараллельных конденсаторов и сосредоточенной двухвитковой индуктивности.

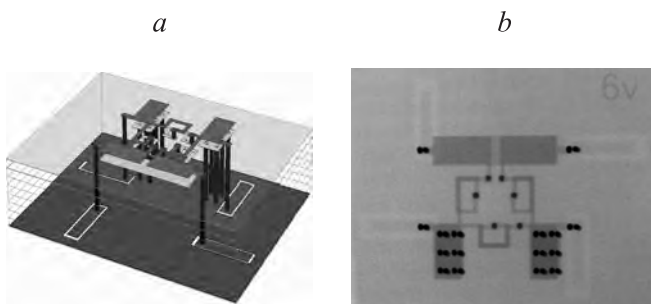
### 3.2. Миниатюризация гибридного кольца с использованием ЛППД и ЛПОД

На рис. 9,а показано устройство гибридного кольца, выполненного на основе микрополосковых линий на диэлектрической подложке. Гибридное кольцо представляет собой синфазно-противофазный направленный ответвитель. Матрица рассеяния 3 дБ гибридного кольца имеет следующий вид:

$$S = \frac{-i}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (14)$$



**Рис. 9.** Варианты реализации синфазно-противофазного направленного ответвителя (гибридного кольца): гибридное кольцо на основе микрополосковых линий на диэлектрической подложке (а); гибридное кольцо, выполненное из трех секций ЛППД и одной секции ЛПОД (b); упрощенная схема гибридного кольца (с).



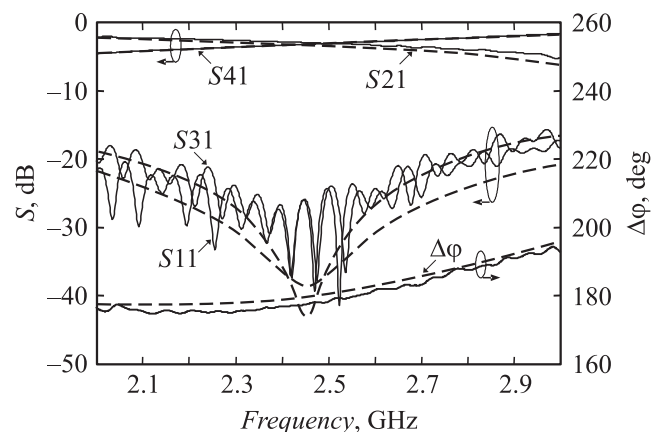
**Рис. 10.** Структура многослойной ИС гибридного кольца (рис. 9, с) в копланарном исполнении (а). Рентгенограмма внутренних слоев ИС (b).

Расстояние между соседними входами в гибридное кольцо задает фазовый сдвиг волны, пробегающей по гибриднему кольцу, равный либо  $-90^\circ$ , либо  $-270^\circ$ . Геометрически это расстояние между соседними входами вдоль гибридного кольца составляет соответственно  $\lambda/4$  или  $3\lambda/4$ , так что полная длина кольца равна  $1.5\lambda$  ( $\lambda$  — длина волны в линии). Заменяем отрезки длинных линий, имеющих соответственно длину  $\lambda/4$  или  $3\lambda/4$ , на секции, образованные индуктивными и емкостными

элементами. При этом секции, имеющие длину  $\lambda/4$ , заменяем секцией ЛППД с электрической длиной  $90^\circ$ , а секцию, имеющую длину  $3\lambda/4$ , заменяем секцией ЛПОД с отрицательной электрической длиной  $-90^\circ$ . Заметим, что фазовый сдвиг в линии длиной  $270^\circ$  и фазовый сдвиг в линии длиной  $-90^\circ$  эквивалентны. На рис. 9, b показаны три секции, образованные ЛППД, и одна секция, образованная ЛПОД. Учтем, что  $-i\omega C = 1/(i\omega L)$  на центральной частоте. Последнее равенство означает, что проводимости параллельно соединенных реактивных элементов в точках подключения входов 2 и 4 равны нулю. В результате получаем упрощенную схему „гибридного кольца“, показанную на рис. 9, с.

Возможность реализации данной эквивалентной схемы в виде интегральной схемы (ИС) на сосредоточенных элементах исследовалась на структурах, выполненных по традиционной толсто пленочной многослойной технологии [42–45], а также с применением многослойной керамической технологии [46–49]. В последнем случае используется технология керамики с низкой температурой обжига (LTCC — low-temperature cofired ceramics). Устройства разрабатываются в микрополосковом или в копланарном исполнении.

На рис. 10, а показана топология многослойной ИС гибридного кольца в копланарном исполнении [49,50]. Устройство реализовано в 8 слоях LTCC *DuPont Green Tape 951* толщиной  $95\mu\text{m}$  с применением плоскопараллельных конденсаторов и двухвитковых стековых индуктивностей. Для нанесения проводниковых слоев использовалась проводящая паста *DuPont 6145* на основе серебра, обеспечивающая на постоянном токе сопротивление  $R_{dc} = 6\text{m}\Omega/\square$ . Толщина металлизации после обжига составляет  $9\text{--}11\mu\text{m}$ . Многослойная ИС имеет габаритные размеры  $7.5 \times 7.5 \times 0.76\text{mm}$ . Линейные размеры устройства не превышают  $1/8$  длины волны в линии на центральной частоте, а его площадь по крайней мере в 8 раз меньше площади, занимаемой гибридным кольцом на элементах с распределенными параметрами



**Рис. 11.** Результаты электродинамического моделирования (штриховые линии) и экспериментального исследования (сплошные линии) характеристик малогабаритного гибридного кольца.

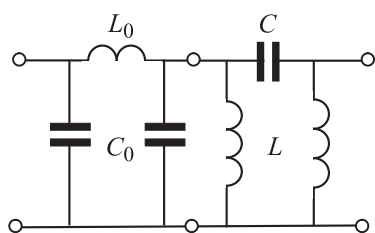
(рис. 9, *a*), выполненным на такой же подложке. На рис. 10, *b* представлена рентгенограмма внутренних слоев ИС. Экспериментальные характеристики и результаты электродинамического моделирования приведены на рис. 11. В полосе частот 2.2–2.7 GHz (20%) неравномерность деления мощности не превышает  $\pm 1$  dB, коэффициент отражения по входу и развязка не хуже  $-20$  dB, вносимые потери не более 0.2 dB. Разность фаз между выходными сигналами в противофазном режиме лежит в пределах  $179$ – $187^\circ$ .

Размеры направленного ответвителя (НО) могут быть дополнительно уменьшены за счет не использованных возможностей технологии. Поскольку основную площадь подложки занимают электроды конденсаторов, их уменьшение должно заметным образом сказаться на габаритах устройства. Эффективным способом уменьшения площади конденсаторов является применение диэлектрических паст с высоким значением относительной диэлектрической проницаемости [47]. С использованием того же подхода с заменой распределенных отрезков линий на отрезки ППОД и ЛПОД и применением КНТО-технологии могут быть реализованы миниатюрные НО типа „шлейфный мост“ и шестиполосный делитель-сумматор Уилкинсона [51,52].

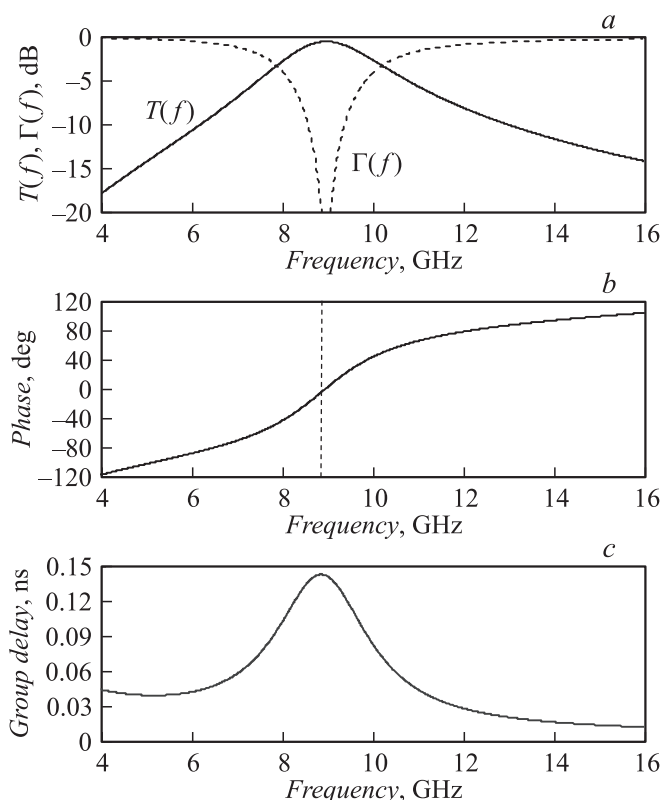
### 3.3. Резонатор, образованный ячейками ЛППД и ЛПОД

В общем случае резонатор — это колебательная система, в которой происходит накопление энергии колебаний за счет совпадения собственной частоты колебаний резонатора с частотой вынуждающей силы. При этом амплитуда колебаний в резонаторе становится максимально возможной: ограничение амплитуды обусловлено потерями в резонаторе. Частота, при которой амплитуда колебаний максимальна, носит название резонансной частоты. Резонатор, образованный отрезком передающей линии или образованный соединением большого числа элементарных ячеек на сосредоточенных реактивных элементах, характеризуется дискретным спектром резонансных частот.

На рис. 12 показана схема резонатора, образованного ячейкой с ПД, каскадно соединенной с ячейкой с ОД. Волна, проходящая ячейку с ПД, приобретает отставание по фазе, а волна, проходящая ячейку с ОД, приобретает опережение по фазе. В результате



**Рис. 12.** Схема резонатора, образованного ячейками с положительной и отрицательной дисперсиями.



**Рис. 13.** Параметры резонатора с резонансом нулевого порядка: коэффициенты передачи  $T(f)$  и отражения  $\Gamma(f)$  (*a*), набег фазы (*b*), групповая задержка (*c*).

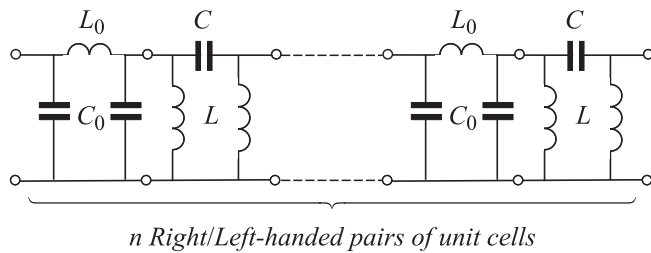
волна, прошедшая обе ячейки с одинаковой по модулю электрической длиной, сохраняет неизменную фазу. Такой резонанс с нулевым набегом фазы носит название резонанса нулевого порядка.

На рис. 13 показан результат схемотехнического расчета параметров резонатора с резонансом нулевого порядка. В расчете приняты:  $L = L_0 = 7$  нГн,  $C = C_0 = 0.45$  пФ; соответственно резонансные частоты обеих ячеек  $f = f_0 = 8.967$  GHz. На рис. 13, *a* показана зависимость коэффициента передачи и коэффициента отражения резонатора от частоты. На резонансной частоте коэффициент передачи максимален. Соответственно на этой же частоте минимален коэффициент отражения. На рис. 13, *b* показан фазовый набег волны, прошедшей обе ячейки. На резонансной частоте он равен нулю, что позволяет говорить о том, что в этом случае наблюдается резонанс нулевого порядка.

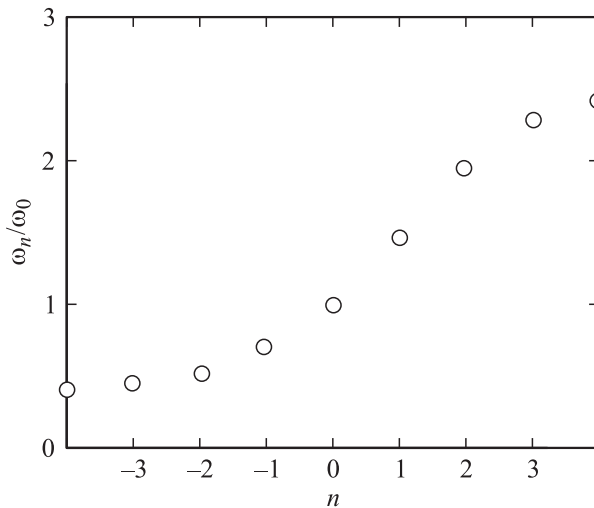
Представляет интерес групповая задержка волнового пакета, проходящего через резонатор:

$$\tau_{gr} = \frac{d\varphi}{d\omega}. \quad (15)$$

На рис. 13, *c* показана зависимость групповой задержки от частоты. На частоте резонанса групповая задержка максимальна. Это связано с тем, что на частоте резонанса происходит максимальное накопление энергии в



**Рис. 14.**  $n$  каскадно включенных пар ячеек ЛППД–ЛПОД.



**Рис. 15.** Нормированные резонансные частоты  $n$  каскадно включенных пар ячеек ЛППД–ЛПОД.

резонаторе. Накопление энергии безусловно связано с затратой времени.

Рассмотрим каскадно включенные пары ячеек ЛППД–ЛПОД (рис. 14). Система ЛППД–ЛПОД-ячеек обладает дискретным спектром резонансных частот, соответствующих максимуму коэффициента передачи. Резонансные частоты могут быть найдены путем решения дисперсионных соотношений, полученных на основе теории Блоха–Флоке [11,53]. Для пары ЛППД–ЛПОД ячеек можно определить две резонансные частоты, соответствующие последовательному ( $\omega_{01}$ ) и параллельному резонансам ( $\omega_{02}$ ):

$$\omega_{01} = 1/\sqrt{L_0 C}, \quad \omega_{02} = 1/\sqrt{L C_0}. \quad (16)$$

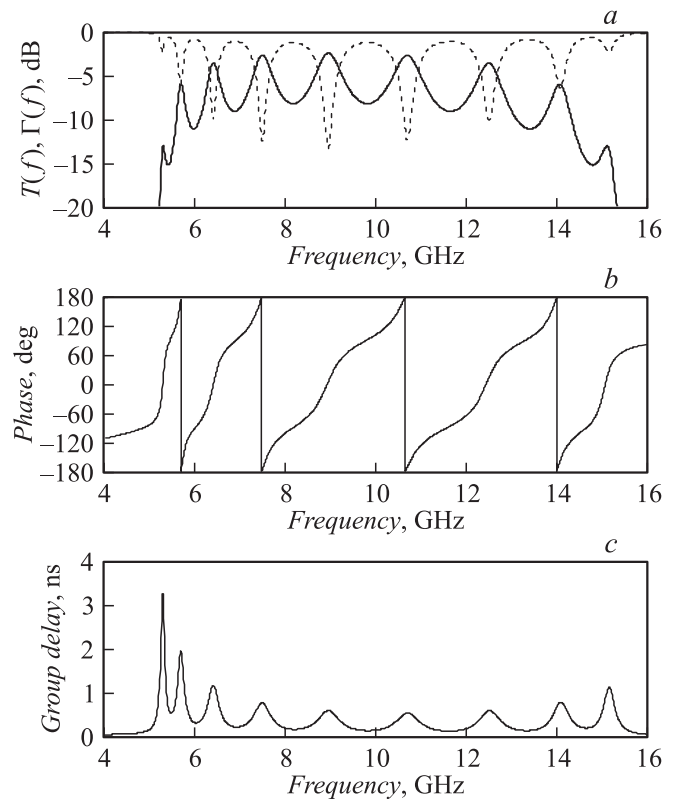
Простейший случай  $\omega_{01} = \omega_{02} = \omega_0$ . Для одной ячейки  $\omega_0$  и является ее резонансной частотой. Для  $N + 1$  каскадно включенных пар ячеек теория Блоха–Флоке дает следующее дисперсионное уравнение:

$$2 - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_0^2}{\omega_n^2} + \frac{\omega_n^2}{\omega_0^2} \right) = \cos \left( \frac{n\pi}{N} \right), \quad (17)$$

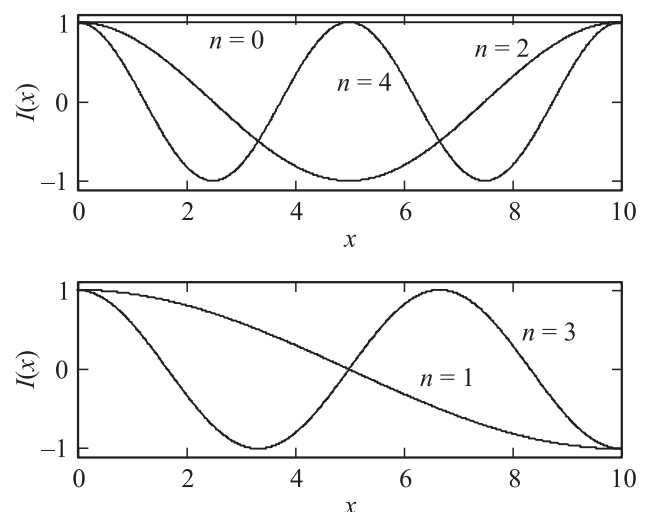
где  $n$ -номер резонанса.

Рассмотрим в качестве примера пять пар ЛППД–ЛПОД-ячеек, тогда  $N = 4$ , номер резонанса лежит в

пределах  $-4 < n < 4$ , включая  $n = 0$ , т.е. имеем 9 резонансов. На рис. 15 показан результат решения уравнения (17): нормированные резонансные частоты в зависимости от номера резонанса. Это решение получено для случая, когда резонатор, образованный пятью парами ЛППД–ЛПОД-ячеек, нагружен на бесконечно малое внешнее сопротивление. В этом случае при конечной



**Рис. 16.** Параметры резонатора в виде  $n$  каскадно включенных пар ячеек ЛППД–ЛПОД: коэффициенты передачи и отражения (а), набег фазы (б), групповая задержка (с).



**Рис. 17.** Резонансное распределение тока на отрезке длиной линии: при четном и нечетном числе полуволн.

добротности элементов ячеек коэффициент передачи стремится к нулю. В реальном случае ненулевая внешняя нагрузка приводит к ненулевому коэффициенту передачи. На рис. 16, *a* показана зависимость коэффициента передачи и коэффициента отражения резонатора от частоты, рассчитанная для выбранной структуры из пяти пар ячеек. На частотах выше нулевой резонансной частоты имеем  $f_n > f_0$  при  $n = 1-4$  на частотах ниже нулевой резонансной частоты имеем  $f_n < f_0$  при  $n = -1-4$ . Общее число резонансов  $2N - 1$ , где  $N$  — число пар ЛППД–ЛПОД-ячеек. Полученные резонансы принято называть „резонансами  $n$ -го порядка“ для  $n > 0$  и „резонансами минус  $n$ -го порядка“ для  $n < 0$ . Заметим, что при четных резонансах фазовый набег волны, прошедшей через резонатор, равен 0 или  $\pm 360^\circ$ . Соответственно для нечетных резонансов фазовый набег равен  $\pm 180$  или  $\pm 540^\circ$ . Фазовые набег показаны на рис. 16, *b*. На рис. 16, *c* приведена частотная зависимость групповой задержки сигнала в резонаторе. Фазовые набег, показанные на рис. 16, *b*, наблюдаются и при прохождении волны через резонатор, образованный отрезком обычной передающей линии. На рис. 17 приведено резонансное распределение тока на отрезке длинной линии, когда вдоль него укладывается 1, 3 или 0, 2, 4 полуволн тока. В первом случае фазовый набег волны, прошедшей через резонатор, равен  $180$  или  $540^\circ$ , а во втором —  $0$ ,  $360$  или  $720^\circ$ .

### 3.4. Двухчастотный резонатор и двухполосный фильтр на основе ЛППД–ЛПОД-ячеек

Обсудим процедуру синтеза и проблему практической реализации и испытания СВЧ-приборов на основе ЛППД–ЛПОД-ячеек. Представляют интерес, в частности, многочастотные резонаторы с произвольно заданными резонансными частотами. На рис. 18, *a* показана схема резонатора, образованного в центре отрезком линии передачи с отрицательной дисперсией и двумя отрезками линий передачи с положительной дисперсией. Такой резонатор может быть реализован в виде каскадного соединения элементарных ячеек ЛПОД и ЛППД (рис. 18, *b*): ячейка ЛПОД в центре выполнена в виде Т-схемы, а отрезок ЛППД заменен последовательным соединением короткого отрезка естественной проводящей линии и ячейки с положительной дисперсией в виде П-схемы. Электрическая длина Т-ячейки с отрицательной дисперсией  $2\theta_L < 0$ , электрическая длина каждого из отрезков естественной проводящей линии  $\theta'_R > 0$  и П-ячейки с положительной дисперсией  $\theta_R > 0$ . Волновое сопротивление ячейки с отрицательной дисперсией  $Z_L$  и волновое сопротивление отрезка естественной проводящей линии и ячейки с положительной дисперсией  $Z_R$ . Электрическая длина каждого из отрезков линии является функцией частоты:

$$\theta_L(\omega) = \theta_{0L} \frac{\omega_0}{\omega}, \quad \theta_R(\omega) = \theta_{0R} \frac{\omega}{\omega_0}. \quad (18)$$

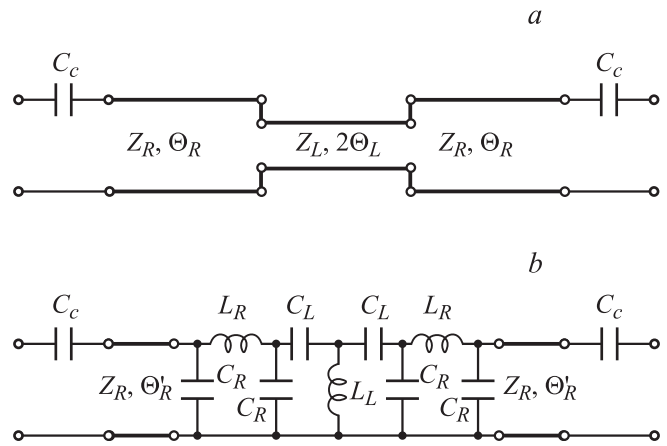


Рис. 18. Схема резонатора, образованного отрезками линии передачи (*a*) и каскадного включения элементарных ячеек с разным законом дисперсии (*b*).

Здесь  $\theta_{0L}$  и  $\theta_{0R}$  — электрическая длина ячеек ЛПОД и ЛППД на частоте  $\omega_0$ . Электрическая длина ячейки с отрицательной дисперсией уменьшается с ростом частоты, а электрическая длина линии (ячейки) с положительной дисперсией увеличивается с ростом частоты, причем для перехода к следующему резонансу высшего порядка эффективная длина всей резонансной цепи увеличивается на половину длины волны.

Найдем условие резонанса для двух мод, соответствующих первому ( $n = 1$ ) и второму ( $n = 2$ ) резонансам в резонаторе рис. 18, *b*. Предполагая, что емкость связи резонатора с внешними передающими линиями мала, будем рассматривать резонатор как цепь, разомкнутую с обеих сторон. Для симметричной структуры в этом случае для  $n = 1$  в центре находится плоскость короткого замыкания. В точках соединения линий с разным волновым сопротивлением импеданс со стороны линии с отрицательной дисперсией для  $n = 1$  и  $\omega = \omega_0$

$$Z_1 - iZ_L \operatorname{tg}(\theta_{0L}) \quad (19)$$

и импеданс со стороны линии с положительной дисперсией

$$Z_2 = -iZ_R \operatorname{ctg}(\theta_{0R}). \quad (20)$$

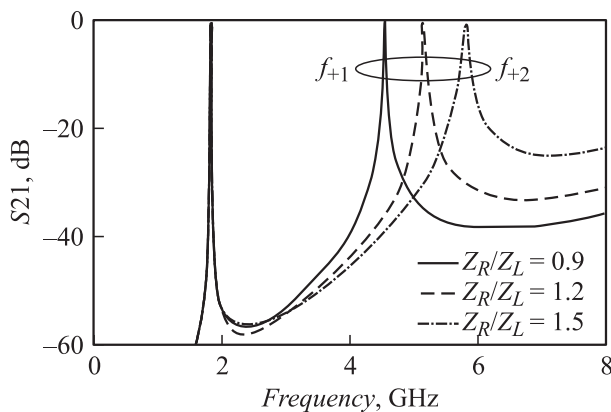
Резонанс соответствует условию  $Z_1 = Z_2$ . В результате имеем следующее дисперсионное уравнение для резонансной частоты основной моды резонатора ( $n = 1$ ):

$$Z_L \operatorname{tg}(\theta_{0L}) = -Z_R \operatorname{ctg}(\theta_{0R}). \quad (21)$$

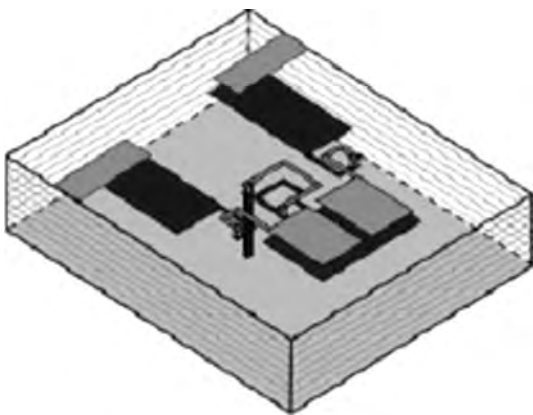
С учетом дисперсионных соотношений (18) для второго резонанса с номером  $n = 2$  и частотой  $\omega_1$  получим дисперсионное уравнение для второго резонанса

$$Z_L \operatorname{ctg}\left(\theta_{0L} \frac{\omega_0}{\omega_1}\right) = Z_R \operatorname{ctg}\left(\theta_{0R} \frac{\omega_1}{\omega_0}\right). \quad (22)$$

На рис. 19 показан результат расчета коэффициента передачи резонатора в зависимости от частоты при



**Рис. 19.** Частотная зависимость коэффициента передачи резонатора, показанного на рис. 18, при разных отношениях волновых сопротивлений  $Z_R/Z_L$ .



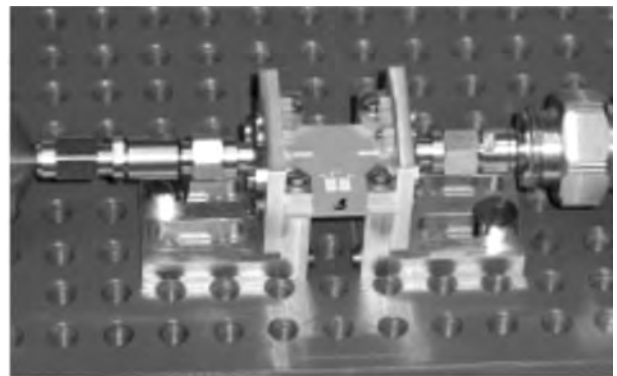
**Рис. 20.** Конструкция резонатора, представленного эквивалентной схемой рис. 18.

разных отношениях волновых сопротивлений  $Z_R/Z_L$ . Замечательной особенностью такого резонатора является то, что частоты первого и второго резонансов не кратны даже при  $Z_R = Z_L$ . Это объясняется разным характером зависимости от частоты электрической длины ячеек с положительной и отрицательной дисперсией.

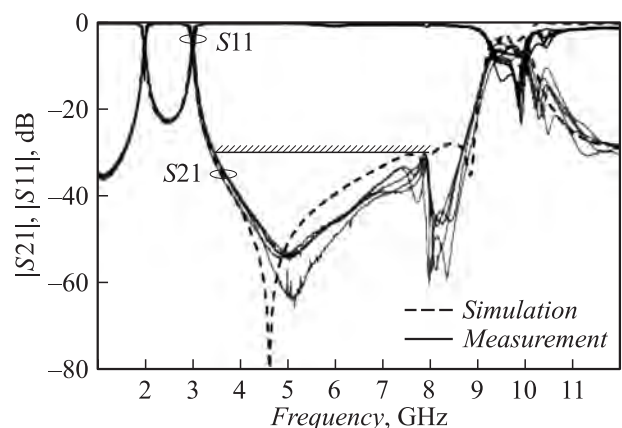
На рис. 20 показана конструкция резонатора, представленного эквивалентной схемой рис. 18, *b*, составленного из индуктивных и емкостных элементов, полученных с помощью многослойной керамической технологии LTCC [51,54]. При этом использованы материалы *Dupont Green Tape 951* LTCC. Вся конструкция образована восемью слоями материала толщиной  $95\ \mu\text{m}$  с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 7.8$ . Размер всей интегральной схемы  $22 \times 20 \times 0.76\ \text{mm}$ . Учтем, что первая резонансная частота  $f_0 = 2\ \text{GHz}$  (длина волны  $\lambda = 150\ \text{mm}$ ) соответствует резонансу с номером  $n = 1$ . Линейный размер резонатора близок к  $\lambda/8$ . Ближайший резонанс с номером  $n = 2$  соответствует частоте  $3\ \text{GHz}$ . Параметры элементов экспериментального образца резонатора: емкость связи  $C_c = 0.3\ \text{pF}$ , электри-

ческая длина естественной линии передачи  $\theta'_R = 24^\circ$ , параметры элементов ЛППД–ЛПОД-ячеек  $C_R = 1.2\ \text{pF}$ ,  $L_R = 3.9\ \text{nH}$ ,  $C_L = 4.0\ \text{pF}$ ,  $L_L = 9.8\ \text{nH}$ . На рис. 21 показана фотография резонатора на испытательном стенде. На рис. 22 приведен результат расчета и измерений параметров матрицы рассеяния изготовленного резонатора [54,55]. Характерной особенностью резонатора является сильное смещение частот паразитных резонансов. Из графиков рис. 22 видно, что паразитные полосы пропускания отнесены на частоты  $9\text{--}10\ \text{GHz}$ . Это объясняется различным характером частотной дисперсии ячеек с положительной и отрицательной дисперсией.

На базе двух резонаторов синтезирован фильтр второго порядка, имеющий две рабочих полосы на некратных частотах. На рис. 23, *a* показана конструкция двухполосного фильтра, выполненного на двух резонаторах рис. 20. Фильтр выполнен по LTCC-технологии, при этом использованы материалы *Dupont Green Tape 951* LTCC. Вся конструкция образована восемью слоями материала толщиной  $95\ \mu\text{m}$ . Размер интегральной схемы фильтра  $24 \times 14 \times 0.76\ \text{mm}$ . На рис. 23, *b* показана фотография фильтра на испытательном стенде. Две полосы пропускания фильтра образованы за счет использования двухчастотных резонаторов. На рис. 24 показаны резуль-



**Рис. 21.** Фотография резонатора (рис. 20) на испытательном стенде.



**Рис. 22.** Результаты расчета и измерения параметров матрицы рассеяния резонатора (рис. 20).

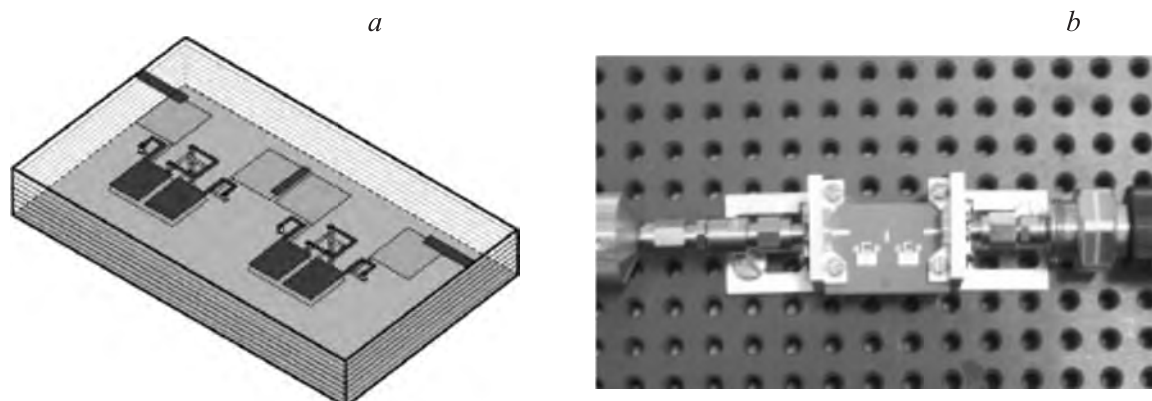


Рис. 23. Конструкция двухполосного фильтра, выполненного на двух резонаторах рис. 20.

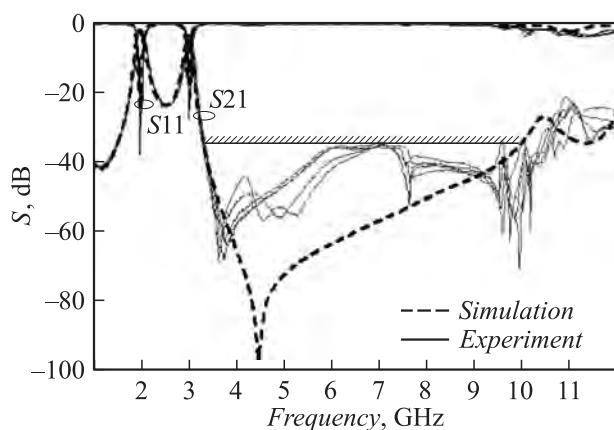


Рис. 24. Результаты расчета и измерений параметров двухчастотного фильтра второго порядка.

таты расчета и измерений параметров двухчастотного фильтра второго порядка [54–57]. Вносимые потери на частоте 2 GHz составляют 2 dB и на частоте 3 GHz — 4 dB. Графики демонстрируют подавление паразитных полос пропускания вплоть до частот 12 GHz.

### 3.5. Фазовращатель на основе ЛППД–ЛПОД

Фазовращатель (ФВ) — элемент СВЧ-тракта, предназначенный для обеспечения сдвига фазы отраженной или проходящей волны. Сдвиг фазы происходит за счет внешнего управляющего воздействия (напряжения, тока или магнитного поля). ФВ находят широкое применение в фазированных антенных решетках.

Рассмотрим СВЧ-фазовращатель с фазовым сдвигом 180° на переключаемых отрезках ЛППД и ЛПОД, в котором для переключения используются ключи на  $p-i-n$ -диодах [58,59]. ФВ выполнен по схеме рис. 25. Отрезок ЛПОД реализован в виде двух каскадно-соединенных  $T$ -образных ячеек, в качестве ЛППД используется отрезок копланарной линии передачи с распределенными параметрами. Линии образованы двумя

слоями металлизации толщиной  $15\mu\text{m}$ , разделенных слоем диэлектрика с  $\epsilon_r = 10.2$  и толщиной  $60\mu\text{m}$ .

Волновое сопротивление обеих линий выбрано равным  $50\Omega$ . Для приложения управляющего напряжения к  $p-i-n$ -диодам использовались цепи подачи смещения на элементах с сосредоточенными параметрами (см. рис. 25).

Устройство было изготовлено по многослойной толстопленочной технологии на подложке из поликора толщиной 1 mm в качестве несущего основания. Использовались навесные  $p-i-n$ -диоды и навесные элементы цепей подачи смещения. Габаритные размеры интегральной схемы ФВ составляют  $21 \times 14 \times 1.1\text{ mm}$ . Устройство ФВ на переключаемых отрезках ЛППД и ЛПОД и фотография изготовленного ФВ показаны на рис. 26. В составе ЛПОД используются плоско-параллельные конденсаторы, электроды которых располагаются друг над другом в двух проводящих слоях. Отрезки линий, реализующие индуктивности ЛПОД, размещены в нижнем слое металлизации и соединены при помощи переходных металлизированных отверстий с заземленным экраном копланарной структуры, который расположен в верхнем слое. Отрезок копланарного волновода, играющий роль ЛППД, также располагается в верхнем слое металлизации.

Экспериментальные фазо-частотные характеристики представлены на рис. 27. Рабочая полоса частот экс-

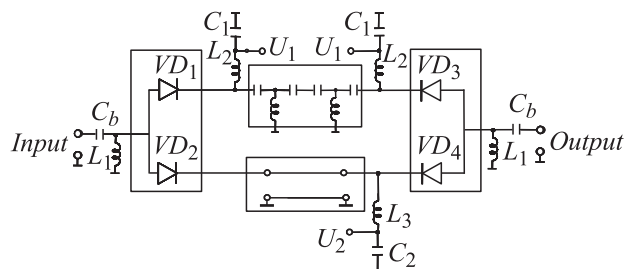


Рис. 25. Схема фазовращателя с переключаемыми каналами. Один канал образован линией с отрицательной дисперсией, другой — линией с положительной дисперсией.

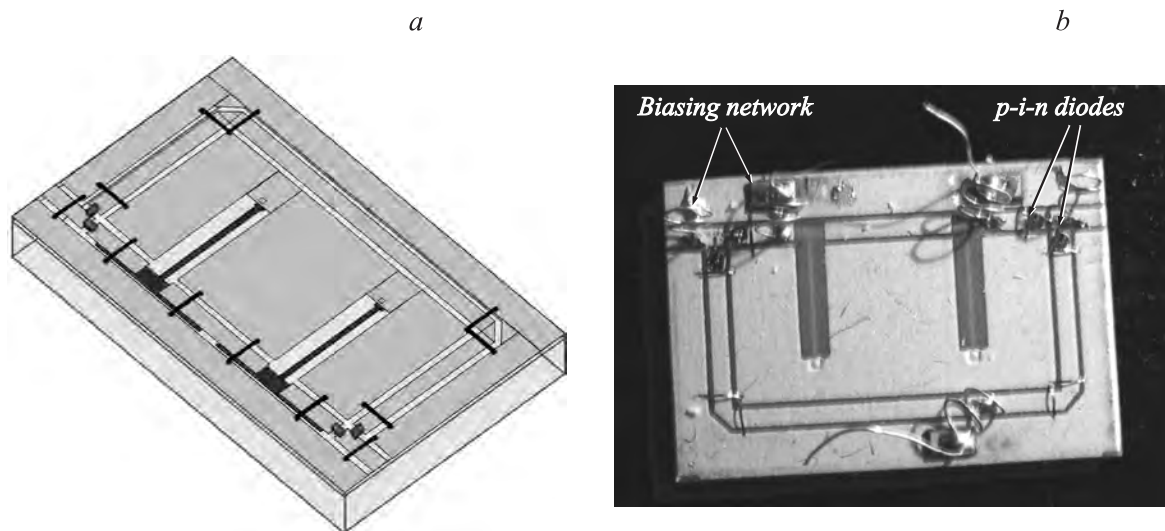


Рис. 26. Конструкция ФВ на переключаемых отрезках ЛППД и ЛПОД и фотография изготовленного ФВ.

периментального образца ФВ ограничена значениями 2.0–3.6 GHz. В этой полосе частот измеренное значение фазового сдвига составило  $180 \pm 7^\circ$ , коэффициент отражения — 14 dB, вносимые потери не превышают 0.75 dB.

В дискретных проходных ФВ обычно требуется получить несколько различных фазовых состояний. Это достигается применением каскадной схемы включения одноступенчатых ФВ, каждый из которых обеспечивает определенный фазовый сдвиг. Минимальный скачок фазы  $\Delta\varphi$  называют дискретом фазового сдвига. Для получения  $p$  различных фазовых состояний, отстоящих друг от друга на дискрет фазового сдвига и обеспечивающих изменение фазы в пределах от 0 до  $360^\circ$ , необходимо соединить каскадно  $m$  одноступенчатых ФВ, называемых разрядами проходного ФВ. Число разрядов связано с

числом фазовых состояний соотношением

$$p = 2^m. \quad (23)$$

Фазовый сдвиг, обеспечиваемый  $i$ -м разрядом, составляет

$$\Delta\varphi_i = 2\pi/2^i, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (24)$$

На рис. 28, *a* показана конструкция интегральной схемы трехразрядного ФВ на  $p-i-n$ -диодах для диапазона частот 2–4 GHz [60]. В качестве старшего разряда, реализующего фазовый сдвиг  $180 \pm 7^\circ$ , применен описанный выше одноступенчатый ФВ. Разряды с фазовым сдвигом  $90 \pm 4^\circ$  и  $45 \pm 2^\circ$  построены по тому же принципу, но используют отрезки ЛПОД на основе одной  $T$ -образной элементарной ячейки. В качестве ЛППД во всех разрядах используются отрезки копланарного волновода. Три разряда ФВ объединены в составе одной гибридной интегральной схемы, которая выполнена по той же технологии, что и одноступенчатый  $180^\circ$ -ный ФВ, и имеет размер  $45 \times 18 \times 1.1$  mm.

Характеристики трехразрядного ФВ для всех восьми состояний, полученные при помощи электродинамического моделирования с учетом параметров  $p-i-n$ -диодов в открытом и закрытом состояниях и элементов цепей подачи смещения, представлены на рис. 28, *b* и *c*. В рабочей полосе частот разработанный ФВ обеспечивает для любого состояния коэффициент отражения по входу не хуже –15 dB и ошибку фазового сдвига в пределах  $\pm 8^\circ$ . Вносимые потери не превышают 1 dB.

Приведенные примеры показывают, что на переключении отрезков ЛППД и ЛПОД можно создавать широкополосные дискретные ФВ с малой ошибкой фазового сдвига. Рабочая полоса частот, определяемая по минимуму ошибки фазового сдвига, максимальна при равенстве электрических длин отрезков ЛППД и ЛПОД по абсолютной величине на центральной частоте.

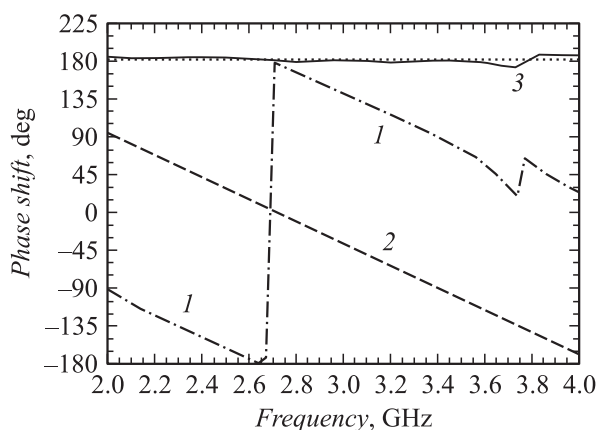


Рис. 27. Экспериментальные характеристики фазового набегания в отрезке ЛППД (1) и в отрезке ЛПОД (2). Разность фаз, возникающая при переключении каналов (3).

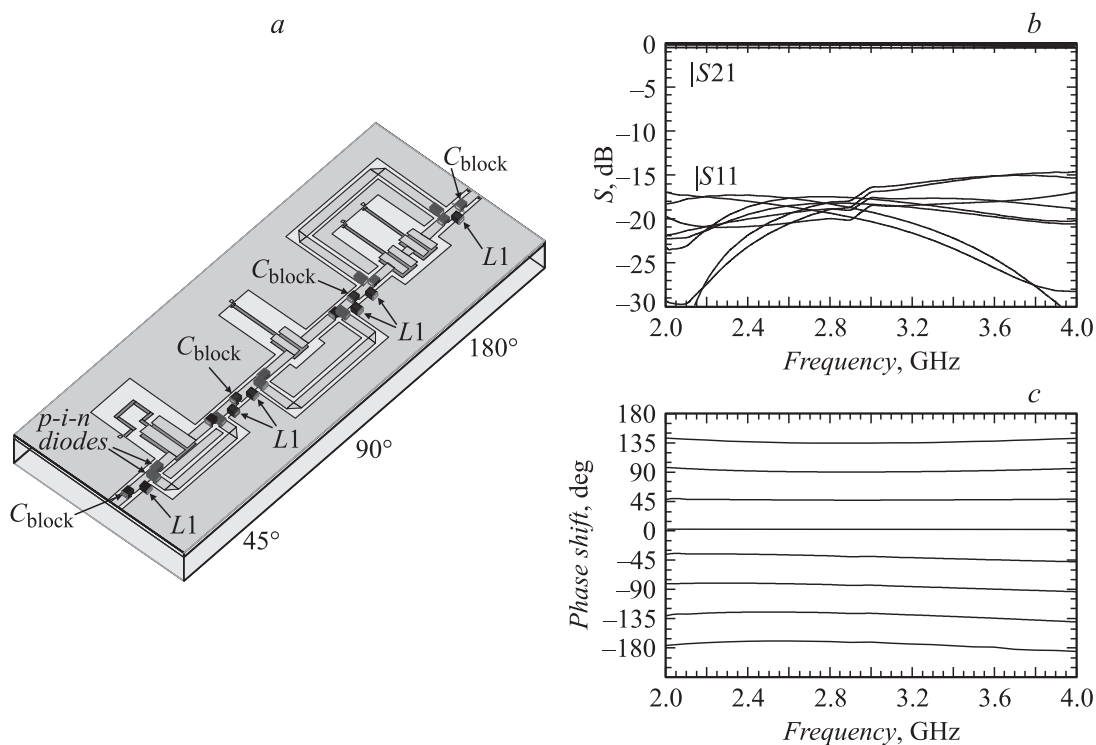


Рис. 28. Устройство и характеристики трехразрядного ФВ с переключаемыми каналами на отрезках ЛППД и ЛПОД.

Синтез, конструирование и практическая реализация ФВ на переключаемых отрезках ЛППД и ЛПОД легко выполняются с применением многослойной технологии. ФВ такого типа расширяют круг применения метаматериалов.

#### 4. Линии передачи, нагруженные на кольцевые разомкнутые резонаторы

Рассмотрим влияние на свойства линии передачи включения кольцевых разомкнутых резонаторов (КРР) или комплементарных кольцевых разомкнутых резонаторов (ККРР). КРР выполняется из проводящих полосок на поверхности диэлектрической подложки (рис. 29, *a*). ККРР выполняется в виде щелевых линий в металли-

ческом слое на поверхности диэлектрической подложки (рис. 29, *b*). Геометрическая форма ККРР повторяет геометрическую форму КРР. Наряду с конструированием линий передачи, обладающих свойствами метаматериала, наиболее интересным применением КРР и ККРР благодаря их резонансной природе является их использование при конструировании фильтров. Кроме того, КРР и ККРР могут быть использованы при конструировании инверторов импеданса, направленных ответвителей, делителей мощности. В разрез КРР можно включить полупроводниковый варикап, емкость которого изменяется за счет приложенного управляющего напряжения. Это позволяет получить перестраиваемые по частоте фильтры.

##### 4.1. Линии передачи, нагруженные на КРР или ККРР, обладающие свойствами метаматериала

Оригинальной линией передачи, обладающей свойствами метаматериала, является линия, периодически нагруженная на КРР или ККРР. На рис. 30, *a* показана система КРР, связанных с копланарной линией [8,12]. Резонаторы возбуждаются магнитным полем, возникающим в зазорах копланарной линии. На частоте, лежащей несколько выше основной резонансной частоты КРР, он проявляет свойства элемента с отрицательной магнитной проницаемостью, которая вносит в линию отрицательную погонную индуктивность. Копланарная линия, обладающая волновым сопротивлением  $Z_0$ , формируется

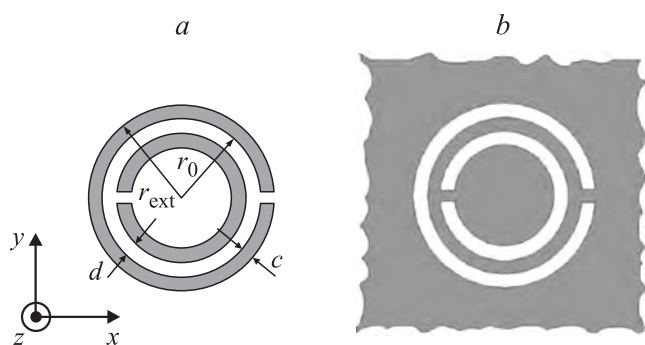
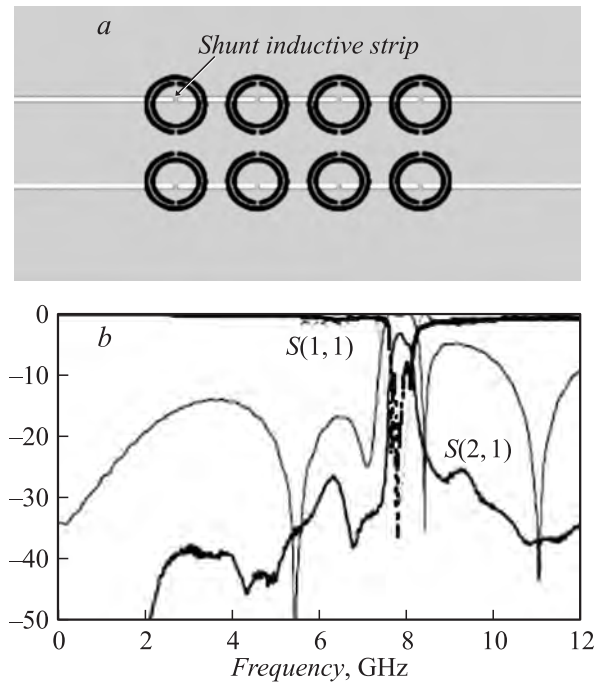


Рис. 29. Кольцевой разомкнутый резонатор (*a*). Комплементарный кольцевой разомкнутый резонатор (*b*).

на диэлектрической подложке (Arlon 250) с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 2.43$  и толщиной 0.49 mm. Ширина центрального проводника линии  $w = 1.2$  mm. Внешний диаметр резонатора 5 mm. Расстояние между центрами соседних резонаторов 3 mm. КРР выполнены с помощью планарной технологии на обратной не металлизированной стороне копланарной линии. На рис. 30, *b* показаны рассчитанные и измеренные параметры матрицы рассеяния копланарной линии, нагруженной четырьмя парами КРР. В полосе частот, отвечающей эффективной отрицательной магнитной проницаемости линии, наблюдается глубокое затухание волны, распространяющейся в линии.

Для реализации линии передачи с отрицательной дисперсией необходимо обеспечить отрицательную магнитную и отрицательную диэлектрическую проницаемости. Для этого в линии передачи, нагруженной на КРР, необходимо использовать дополнительные элементы, реализующие отрицательную диэлектрическую проницаемость в частности, путем параллельного включения в линию передачи индуктивных элементов. В случае копланарной линии передачи это осуществляется путем соединения узкими проводящими полосками центрального проводника линии с ее „берегами“. Такая конструкция показана на рис. 31, *a*. В полосе частот, в которой одновременно существуют эффективные отрицательная электрическая и отрицательная магнитная проницаемости, в линии возникает волна с отрицательной фазовой скоростью. На рис. 31, *b* показаны рассчитанные и измеренные параметры матрицы рассеяния копланарной

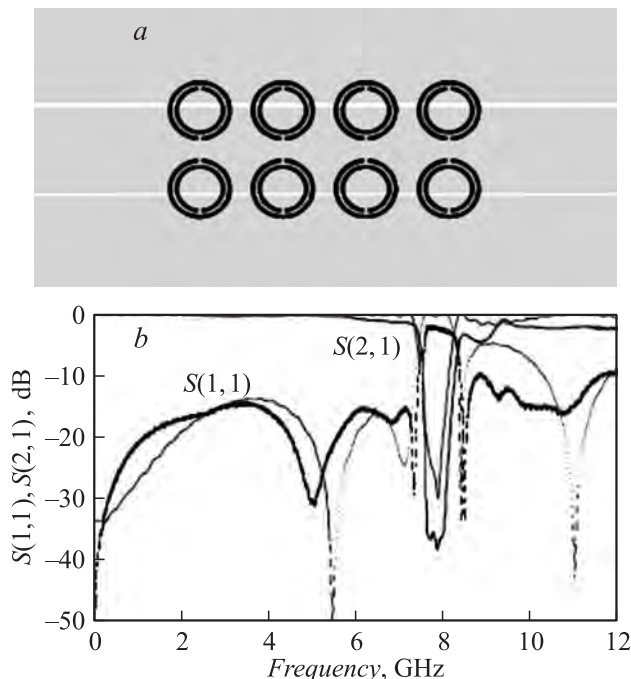


**Рис. 31.** Копланарная линия, нагруженная на КРР и параллельно включенными индуктивными элементами — узкими проводящими полосками в зазорах (*a*). Рассчитанные (серые линии) и измеренные (черные линии) параметры матрицы рассеяния копланарной линии с отрицательной дисперсией (*b*).

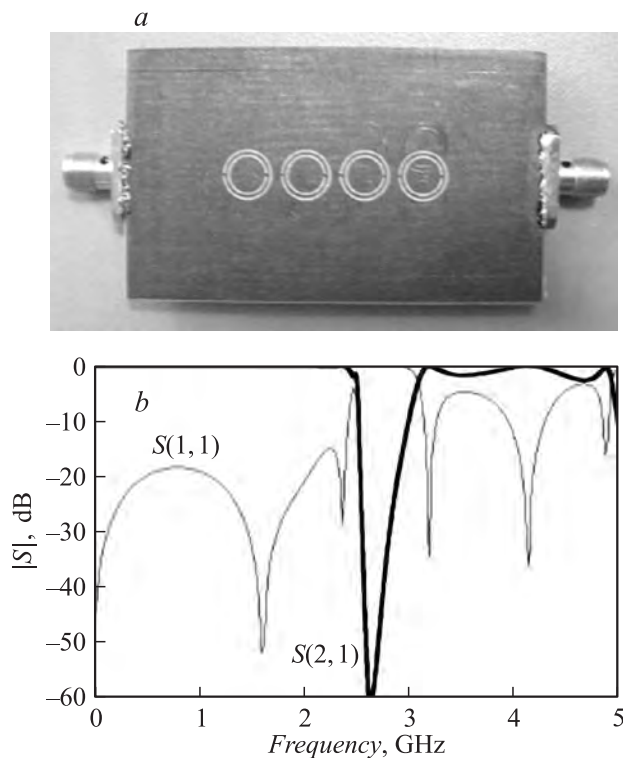
линии, нагруженной четырьмя парами КРР и четырьмя парами индуктивных перемычек. В полосе частот, отвечающих метаматериальному состоянию линии, затухание волны, распространяющейся в линии, становится предельно малым, что соответствует распространению обратной волны.

#### 4.2. Полосно-заграждающие фильтры

Компактные полосно-заграждающие фильтры также выполняются на линиях передачи, нагруженных на КРР или ККРР. На рис. 32 показана фотография полосно-заграждающего фильтра на микрополосковой линии, связанной с системой ККРР, выполненных на обратной металлизированной стороне подложки и расположенных под полоском линии. В условиях резонанса энергия проходящей волны отбирается в ККРР, при этом в основной микрополосковой линии возникает затухание, формирующее полосу заграждения в пределах резонансной характеристики ККРР (рис. 32, *b*). Поскольку ККРР имеет относительно большую добротность, полоса заграждения оказывается узкой, и получение широкой полосы заграждения требует определенных усилий. Например, соседние ККРР могут иметь слегка разные размеры, что позволит раздвинуть их резонансные частоты и получить требуемую полосу заграждения [8,12]. Конструирование такого фильтра заграждения позволит получить требуемые границы полосы заграждения при сохранении



**Рис. 30.** Копланарная линия передачи, связанная с системой КРР (*a*). Рассчитанные (пунктир) и измеренные (сплошные линии) параметры матрицы рассеяния копланарной линии, нагруженной четырьмя парами КРР (*u*).



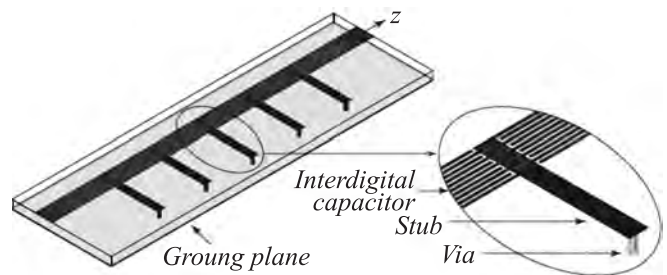
**Рис. 32.** Фотография полосо-заграждающего фильтра на микрополосковой линии, связанной с системой ККРР (а) и его частотная характеристика (b). На фотографии показана металлизированная сторона (экран) микрополосковой линии, в которой выполнены ККРР.

малых потерь за пределами полосы заграждения. Очевидно, что увеличение радиуса  $r$  приведет к уменьшению резонансной частоты ККРР или КРР. Использование таких компактных запирающих фильтров удобно для подавления нежелательных полос пропускания за пределами основной полосы пропускания сложных полосо-пропускающих фильтров.

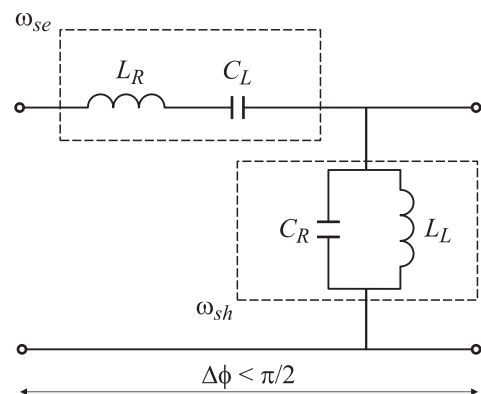
## 5. Композитные линии передачи, обладающие свойствами метаматериалов

Концепция композитных линий передачи, обладающих свойствами метаматериалов, была предложена в 2003 г. Т. Ито и К. Кало [12,61].

На рис. 33 показана конструкция линии передачи, содержащей последовательно включенные конденсаторы и параллельно включенные короткозамкнутые отрезки линий. Эквивалентная схема одной ячейки линии передачи приведена на рис. 34. Наряду с конденсатором  $C_L$  в последовательную цепь входит индуктивный отрезок линии передачи, который характеризуется индуктивностью  $L_R$ . Названные реактивные элементы образуют последовательный резонансный контур, имеющий резонансную частоту  $\omega_{se}$ . Короткозамкнутый отрезок



**Рис. 33.** Конструкция линии передачи, содержащей последовательно включенные конденсаторы и параллельно включенные короткозамкнутые отрезки линий.



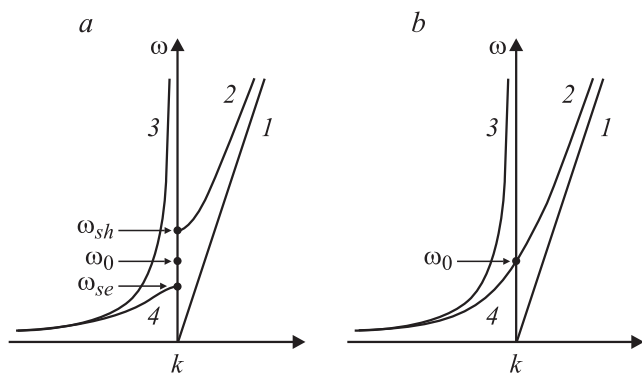
**Рис. 34.** Эквивалентная схема ячейки линии передачи (рис. 33).

линии может быть представлен параллельным контуром, образованным конденсатором  $C_R$  и индуктивностью  $L_L$ . Контур имеет резонансную частоту  $\omega_{sh}$ . На низких частотах свойства линии передачи определяются в основном параметрами реактивных элементов  $L_L, C_L$ , которые обеспечивают отрицательную фазовую скорость волны в линии, т.е. определяют свойства линии как ЛПОД. На высоких частотах свойства линии передачи определяются в основном параметрами реактивных элементов  $L_R, C_R$ , которые обеспечивают положительную фазовую скорость волны в линии, что соответствует свойствам ЛППД. Принятые обозначения связаны с тем, что в англоязычной литературе ЛППД определяется как Right Handed Transmission Line, отсюда буква R в индексе. Соответственно ЛПОД определяется как Left Handed Transmission Line, отсюда буква L в индексе.

### 5.1. Дисперсионные свойства ячейки композитной линии передачи

Дисперсионная кривая ячейки (рис. 34) приведена на рис. 35 (линии 2 и 4). Кривые 1 и 3 соответствуют идеальным структурам ЛППД и ЛПОД.

На высоких частотах модуль импеданса  $C_L$  стремится к нулю, а модуль импеданса  $L_L$  стремится к бесконечности, соответственно ячейка содержит только последова-



**Рис. 35.** Дисперсионная характеристика для отрезка комплементарной линии передачи в небалансном (а) и балансном (b) режимах.

тельную индуктивность  $L_R$  и параллельную емкость  $C_R$ . Такая ячейка представляет собой фильтр нижних частот, который характеризуется верхней частотой отсечки  $\omega_{sh}$ . Эта частота отсечки характерна для ЛППД. Соответственно на низких частотах ячейка имеет свойства фильтра верхних частот, который характеризуется нижней частотой отсечки  $\omega_{se}$ . Эта частота отсечки характерна для ЛПОД. В общем случае резонансные частоты  $\omega_{sh}$  и  $\omega_{se}$  различны, поэтому между областями с положительной и отрицательной дисперсиями существует запрещенная зона (рис. 35, а). Однако если эти резонансные частоты равны, то запрещенная зона исчезает (рис. 35, b), при этом говорят, что ячейка „сбалансирована“. В этом случае на частоте  $\omega_0$  в линии распространяется волна, длина которой стремится к бесконечности.

Несмотря на „фильтровую природу“ композитной структуры, ее никогда не используют на краю зоны Бриллюэна, когда в силу дискретности ячеек и самой линии передачи ее нельзя рассматривать как эффективно однородную среду. Естественно, что реальные дисперсионные кривые для областей ЛППД и ЛПОД отличаются от дисперсионных кривых, соответствующих идеальным структурам линий передачи с положительной ( $L_L \rightarrow \infty$  и  $C_L \rightarrow \infty$ ) и отрицательной дисперсией ( $L_R \rightarrow 0$  и  $C_R \rightarrow 0$ ) (ЛППД и ЛПОД).

## 5.2. Направленный ответвитель на основе композитных линий передачи

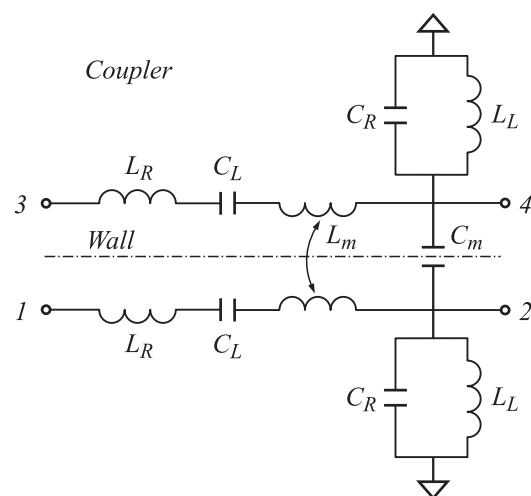
На рис. 36 приведена фотография НО, образованного ячейками композитной линии передачи, сформированной последовательно включенными конденсаторами и параллельно включенными короткозамкнутыми отрезками линий передачи [62]. Центральная рабочая частота НО 3 GHz. В качестве подложки использован высококачественный диэлектрик Rogers RT/duroid 5880,  $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\tan \delta = 0.0009$ . Толщина подложки  $h = 1.5$  mm. Ширина микрополосковых линий  $w_c = 4.8$  mm, расстояние между соседними микрополосковыми линиями 0.3 mm. Размер ячейки  $d = 12.2$  mm.

Эквивалентная схема одной ячейки показана на рис. 37. Наряду с элементами, образующими ячейку, в эквивалентной схеме содержатся элементы связи между двумя параллельными линиями передачи. Это конденсатор  $C_m$ , отражающий электрическую связь между линиями, и взаимная индуктивность  $L_m$ , отражающая магнитную связь между линиями.

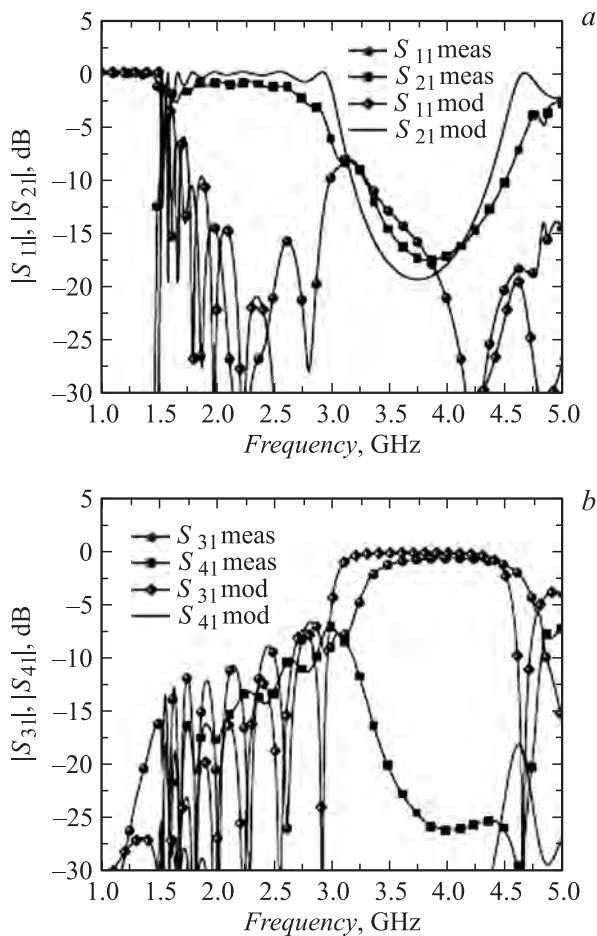
На рис. 38 приведены расчетные и экспериментальные параметры матрицы рассеяния НО [62]. Заслуживает внимание частотная зависимость элементов матрицы рассеяния  $S_{21}$  и  $S_{31}$ , которые характеризуют переход энергии волны из входного канала № 1 в канал № 2 или в канал № 3. В частотном диапазоне 1.75–2.75 GHz почти вся энергия из канала № 1 переходит в канал № 2, а в частотном диапазоне 3.5–4.5 GHz почти вся энергия из канала № 1 переходит в канал № 3, этот режим работы ответвителя иллюстрируется обозначениями, приведенными на рис. 36. Такая частотная зависимость матрицы рассеяния является проявлением метаматериальных свойств композитных линий передач, использованных в рассматриваемом приборе. Обратимся к рис. 35. Заметим, что  $\omega_{se} \cong 2.75$  GHz и  $\omega_{sh} \cong 3.5$  GHz. В интервале между  $\omega_{se}$  и  $\omega_{sh}$  лежит запрещенная зона, в этой области частот передача энергии не происходит. В низкочастотной области  $\omega < \omega_{se}$  в линиях передачи распространяются волны с отрицательной фазовой скоростью (ЛПОД), в высокочастотной области  $\omega > \omega_{sh}$  в линиях передачи распространяются волны с положи-



**Рис. 36.** Фотография конструкции направленного ответвителя, образованного девятью ячейками композитной линии передачи.



**Рис. 37.** Эквивалентная схема одной ячейки связанных композитных линий передачи.



**Рис. 38.** Расчетные и экспериментальные параметры матрицы рассеяния направленного ответвителя на связанных композитных линиях передачи: параметры рассеяния  $S_{11}$  и  $S_{21}$  (a), параметры рассеяния  $S_{31}$  и  $S_{41}$  (b).

тельной фазовой скоростью (ЛППД). Условия перехода энергии волны из одной линии в другую для ЛППД и ЛПОД оказываются различными.

НО, в котором энергия волны с малыми потерями переходит преимущественно в один из каналов, принято называть „0-dB направленным ответвителем“. В рассмотренном случае НО играет роль дуплексера или блока частотной развязки. Существуют примеры, когда 0-dB направленный ответвитель используется для обеспечения развязки по постоянному току в схемах СВЧ-транзисторных усилителей [63].

## 6. Метаматериалы в антенной технике

Компоненты электромагнитных цепей, обладающие свойствами метаматериалов, находят применение в технике антенн в диапазоне достаточно высоких частот: 0.1–100 GHz. Обзорные статьи [64–66] посвящены использованию метаматериалов в технике антенн. Основные направления применения метаматериалов в технике антенн:

- излучатели, расположенные над высокоимпедансной поверхностью,
- антенны с излучающей поверхностной волной,
- уменьшение взаимного влияния элементов антенных решеток, в том числе в МИМО-устройствах,<sup>1</sup>
- увеличение коэффициента усиления рупорной антенны.

### 6.1. Высокоимпедансная поверхность

Рассмотрим свойства границы раздела между свободным пространством и искусственным материалом. Целью является разработка материала, который по отношению к электромагнитной волне СВЧ-диапазона имеет поверхностный импеданс, величина которого существенно превосходит волновое сопротивление свободного пространства  $Z_0 = 120 \Omega$ . Поверхность, имеющую такой большой поверхностный импеданс, принято называть „магнитной стенкой“. Известно, что хорошо проводящий металл имеет поверхностный импеданс по отношению к электромагнитной волне СВЧ-диапазона, измеряемый сотыми долями Ома. Хорошо проводящий металл принято называть „электрической стенкой“. Обозначим поверхностный импеданс электрической стенки через  $Z_{\text{sur}}^{\text{electr}}$  и поверхностный импеданс магнитной стенки через  $Z_{\text{sur}}^{\text{magn}}$ . Высказанные выше соображения приводят к следующему неравенству:

$$Z_{\text{sur}}^{\text{electr}} \ll Z_0 \ll Z_{\text{sur}}^{\text{magn}}. \quad (26)$$

В природе не существует материала, который бы обладал свойствами магнитной стенки. В какой-то мере этими свойствами обладают ферромагнитные материалы с большой величиной магнитной проницаемости. Магнитную стенку можно осуществить с помощью искусственных приемов. На рис. 39, a, b показана схема конструкции, образованной металлическими элементами в форме „грибочков“ [67]. Конструктивные размеры каждого грибочка много меньше длины электромагнитной волны, падающей из свободного пространства на структуру, образованную грибочками. На рис. 39, c показана эквивалентная схема цепи, образованной двумя соседними грибочками. Ножка грибочка образует сосредоточенную индуктивность, а зазор между шляпками формирует сосредоточенную емкость. Такая эквивалентная схема повторяет эквивалентную схему ячейки линии передачи с отрицательной дисперсией (рис. 8). Каждая ячейка магнитной стенки представляет собой резонансный контур с достаточно высокой добротностью  $Q > 100$ . Резонансная частота контура определяется геометрическими размерами ячейки и может лежать в пределах 0.1–100 GHz. Эксперимент с магнитной стенкой дает следующие количественные оценки для частоты 16 GHz:  $L = 2 \text{ nH}$ ,

<sup>1</sup> (англ. Multiple Input Multiple Output) — технология передачи данных с помощью N-антенн и их приема M-антеннами. Передающие и приемные антенны разнесены настолько, чтобы достичь слабой корреляции соседними антеннами.

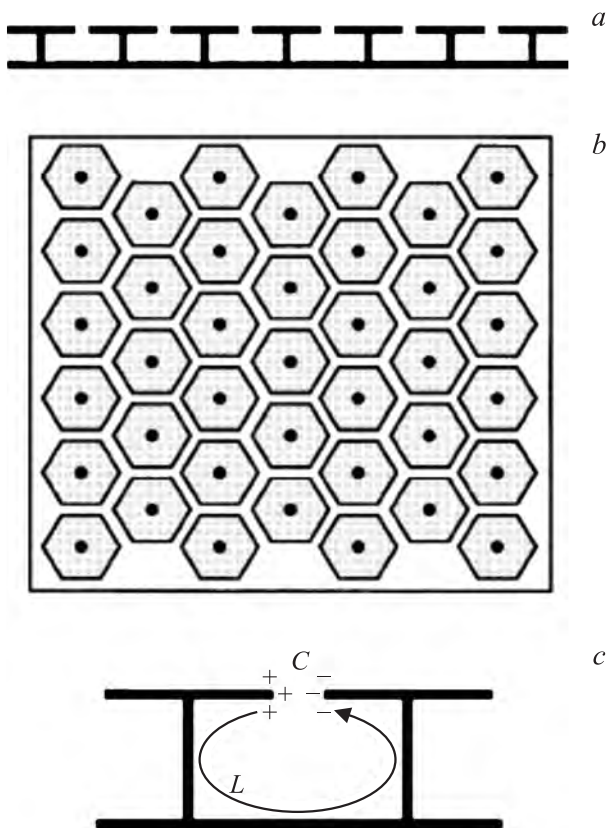


Рис. 39. Конструктивное решение высокоимпеданной поверхности.

$C = 0.05 \text{ pF}$  [67]. На резонансной частоте  $f_0 = 16 \text{ GHz}$  при добротности  $Q = 100$  поверхностное сопротивление  $Z_{\text{sur}}^{\text{magn}} \cong 20\,000 \Omega$ , и оно сохраняется достаточно большим в пределах рабочей полосы частот  $\Delta f \cong 0.2 \text{ GHz}$ . Сразу подчеркнем, что искусственная магнитная стенка сохраняет свои „магнитные“ свойства в достаточно узкой полосе частот, что определяется ее резонансной природой.

Рассмотрим кратко влияние высокоимпеданной поверхности (магнитной стенки) и поверхности совершенного проводника (хорошо проводящего металла) на особенности СВЧ-излучателей, расположенных над такими поверхностями. На рис. 40 показана схема излучателя, расположенного параллельно высокоимпеданной поверхности (a) и параллельно поверхности совершенного проводника (хорошо проводящего металла) (b). В обоих случаях влияние поверхности равносильно возникновению тока, текущего в проводнике, зеркально отраженном в поверхности. Этот ток эквивалентен наличию второго излучателя. В случае магнитной стенки ток в отраженном проводнике синфазен току в основном излучателе; в случае стенки из хорошо проводящего металла ток в отраженном проводнике противофазен току в основном излучателе. В первом случае наличие отражения усиливает излучение основного излучателя, причем расстояние этого излучателя от стенки может

быть достаточно малым. Параметры  $h_0$  и  $h_1$  (рис. 40) измеряются в сотых долях длины волны. Во втором случае излучение двух противофазных токов (в основном излучателе и его отражении) при малом расстоянии между проводниками будет взаимно уничтожаться. Излучение проводника над металлической поверхностью будет активным, если расстояние между основным излучателем и плоскостью его отражения близко к четверти длины волны в свободном пространстве ( $h_2 = 0.25\lambda_0$ ). Конструктивное решение системы активных и пассивных излучателей на высокоимпеданной поверхности многократно проверено и находит практическое применение в разработке миниатюрных антенн (см. ссылки в [64,65]). Отметим еще одну особенность излучателя, расположенного на высокоимпеданной поверхности. В этом случае поверхностный ток не затекает на обратную сторону носителя, и в системе не возникает излучения в обратную сторону от основного излучения антенны. В случае расположения основного излучателя над хорошо проводящим металлом происходит затекание поверхностного тока на обратную сторону носителя, что сопровождается излучением в обратную сторону от основного излучения антенны. На рис. 41 показаны

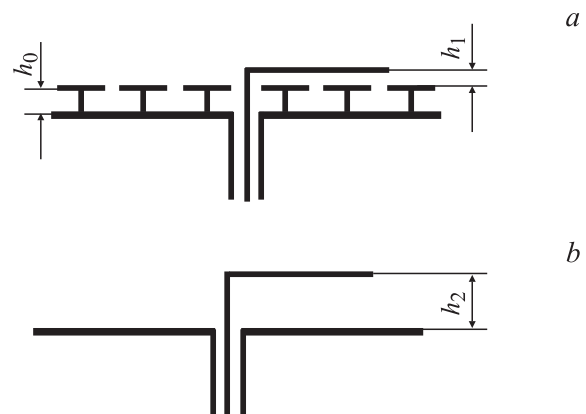


Рис. 40. Горизонтальный вибратор над высокоимпеданной поверхностью (a) и над металлической поверхностью с высокой проводимостью (b).

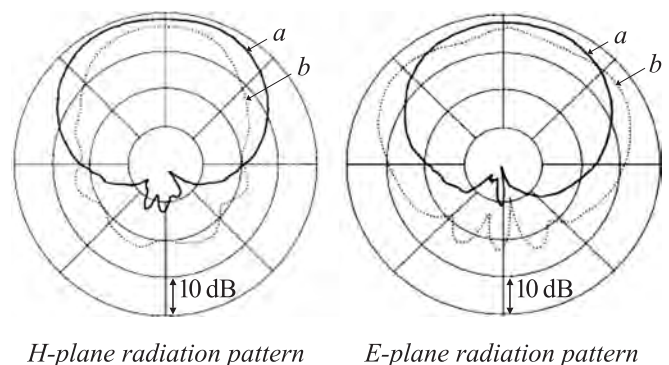
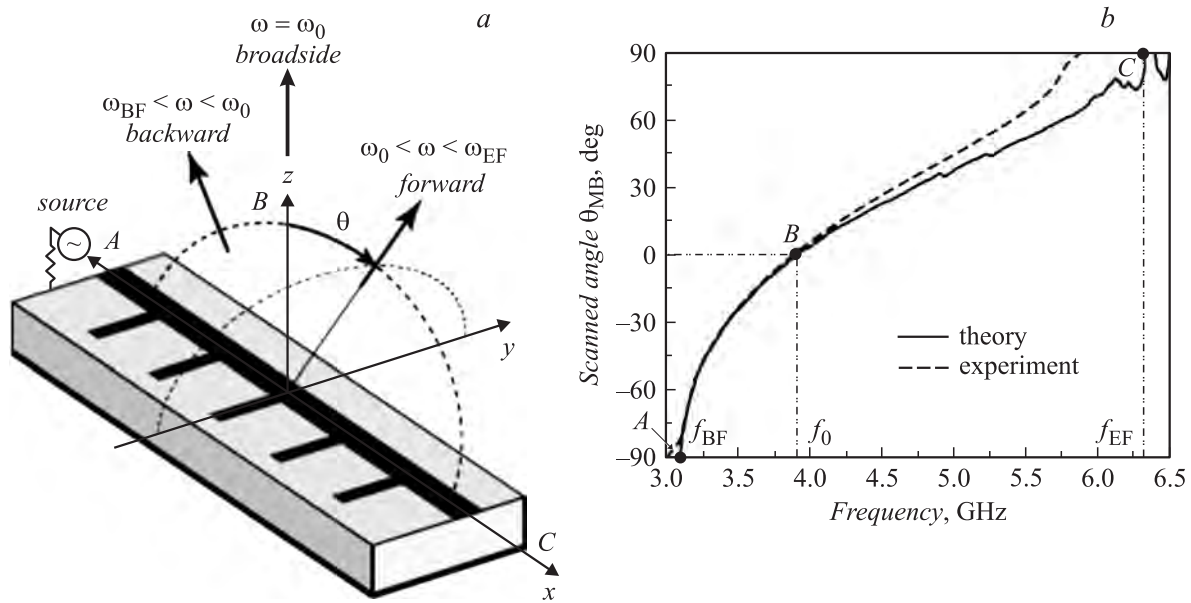


Рис. 41. Диаграммы направленности в E- и H-плоскостях горизонтального вибратора над высокоимпеданной поверхностью (a) и над металлической поверхностью (b).



**Рис. 42.** Антенна с излучающей поверхностной волной на композитной линии передачи (а). Зависимость угла, под которым происходит излучение, от частоты, т.е. дисперсии волны в линии передачи (б).

диаграммы направленности одиночного излучателя, расположенного над высокоимпедансной поверхностью и над идеальным проводником. Из приведенных графиков видно, что в первом случае обратное излучение существенно меньше.

## 6.2. Антенны с излучающей поверхностной волной

Метаматериальные структуры применительно к антеннам бегущей волны подробно описаны в [8,11]. На рис. 42, а представлена антенна с излучающей поверхностной волной на композитной линии передачи. Направление излучения зависит от частоты (рис. 42, б) и может управляться ее изменением. При этом на частоте  $f_0$  (точка В на рисунке) волна излучается перпендикулярно плоскости антенны, на частотах  $f > f_0$  волна излучается в направлении распространения волны вдоль композитной линии, на частотах  $f < f_0$  — в обратном направлении. Управление направлением излучения возможно также с использованием электрически управляемых материалов или компонентов в составе антенны.

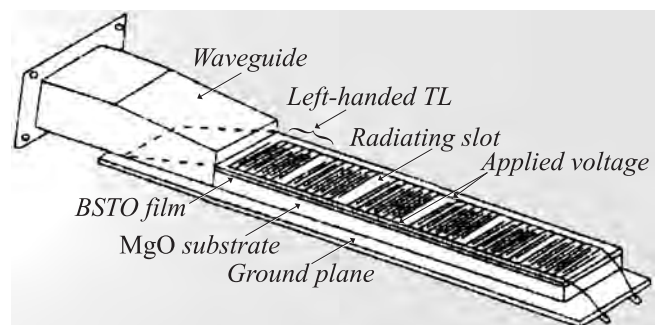
Рассмотрим антенну с излучающей поверхностной волной с электрически управляемой диаграммой направленности [68]. На рис. 43 представлена схема конструкции антенны с поверхностной волной (leaky wave antenna). Антенна представляет собой решетку щелевых излучателей, между которыми включены отрезки линий передачи с отрицательной дисперсией. Электрическая схема антенны показана на рис. 44. Конструктивно отрезки ЛПОД образованы в виде встречно-штыревых конденсаторов и формируются емкостью между „пальцами“

конденсатора и индуктивностью проводников, образующих встречно-штыревой конденсатор. Волна в ЛПОД распространяется таким образом, что волновой вектор волны перпендикулярен пальцам встречно-штыревого конденсатора.

Диаграмма направленности определяется суммой волн, излученных отдельными щелевыми излучателями:

$$F(\theta, \Phi) = \sum_{n=1}^N G_0 \exp(-\alpha n) \exp(-ikdn \sin \theta + i\Phi n). \quad (27)$$

Здесь использованы следующие обозначения:  $G_0$  — коэффициент усиления отдельного щелевого излучателя,  $\alpha$  — параметр затухания волны в ЛПОД,  $k$  — волновое число свободного пространства,  $d$  — расстояние между щелевыми излучателями,  $N$  — число щелевых излучателей,  $\Phi$  — фазовый сдвиг волны, прошедший ЛПОД,  $\theta$  — угол, вдоль которого вычисляется излучение решетки излучателей, измеренный от нормали к решетке.



**Рис. 43.** Конструкции антенны с поверхностной волной.

Особенностью рассматриваемой конструкции антенны с поверхностной волной является наличие сегнетоэлектрической пленки  $(\text{Ba,Sr})\text{TiO}_3$ , на которой сформированы отрезки ЛПОД. Диэлектрическая проницаемость использованного материала существенно изменяется под действием постоянного смещающего напряжения. Конструкция антенны с поверхностной волной, в которой используется материал с управляемой диэлектрической проницаемостью, была предложена в 1982 г. [68] и более подробно описана в 1994 г. [69]. Толщина сегнетоэлектрической пленки  $3.5\text{ }\mu\text{m}$ , зазор между пальцами конденсатора  $50\text{ }\mu\text{m}$ . При приложении управляющего напряжения в пределах  $0\text{--}700\text{ V}$  диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектрической пленки изменяется в пределах  $1500\text{--}700$ . Это позволяет существенным образом изменять фазовую скорость волны в ЛПОД и изменять набег фазы волны на каждом управляющем элементе в пределах от нуля до  $-180^\circ$ . При изменении набег фазы между соседними щелевыми излучателями изменяется направление главного луча сформированной диаграммы направленности. На рис. 45 приведена фотография макета антенны, предназначенной для рабочей частоты  $37.5\text{ GHz}$ , что соответствует длине волны в свободном пространстве  $\lambda_0 = 8\text{ mm}$ . Расстояние между щелевыми излучателями  $d = \lambda_0/2$ . На рис. 46 показан вид диаграммы направленности антенны при различной величине управляющего напряжения на элементах ЛПОД.

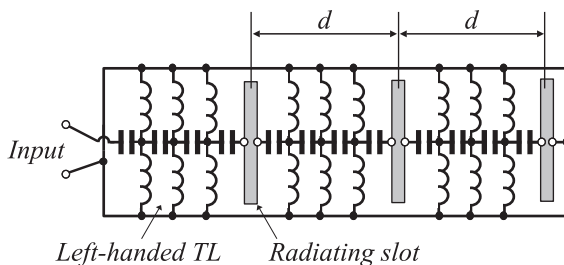


Рис. 44. Электрическая схема антенны (рис. 43).



Рис. 45. Фотография антенны (рис. 43).

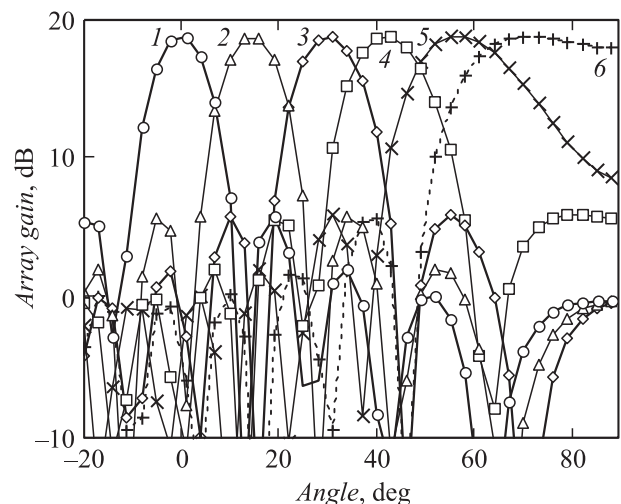


Рис. 46. Диаграммы направленности антенны с поверхностной волной при изменении набег фазы между соседними щелевыми излучателями.

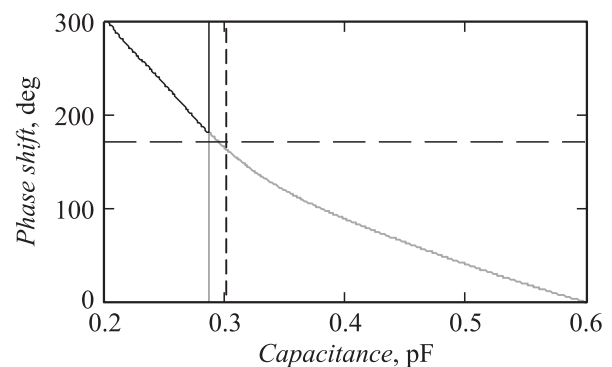


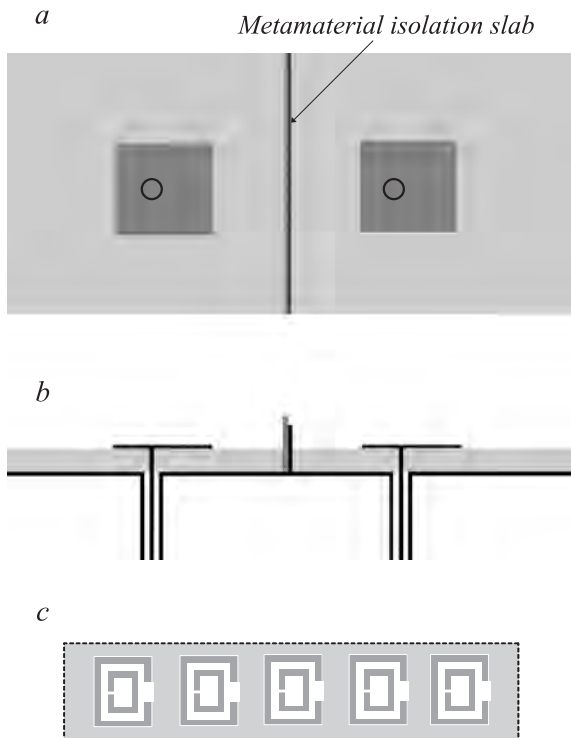
Рис. 47. Величина фазового сдвига в одном фазовращателе в функции от величины емкости между соседними элементами ЛПОД.

В верхней части рис. 46 показаны номера лучей, сформированных решеткой при различных величинах фазового сдвига  $\Phi$ :  $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $120^\circ$ ,  $150^\circ$ ,  $170^\circ$ . При расчетах принято:  $\alpha = 0.01$ ,  $N = 8$ . Величина фазового сдвига зависит от величины емкости между соседними элементами ЛПОД. Под воздействием управляющего напряжения от  $0$  до  $700\text{ V}$  емкость изменяется от  $0.6$  до  $0.3\text{ pF}$ . Зависимость фазового сдвига от величины емкости показана на рис. 47.

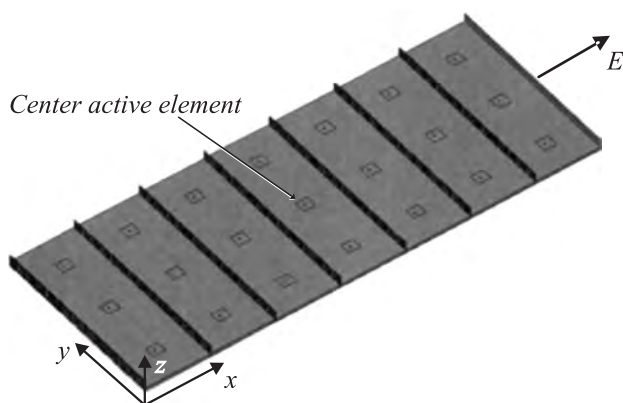
### 6.3. Уменьшение взаимного влияния элементов антенных решеток

Известно, что свойства фазированных антенных решеток зависят от взаимной связи между соседними излучателями в решетке [70]. В разд. 5 были рассмотрены линии передачи, нагруженные на КРР. Свойства КРР могут быть использованы для усиления развязки (изоляции) соседних излучателей в фазированной антенной

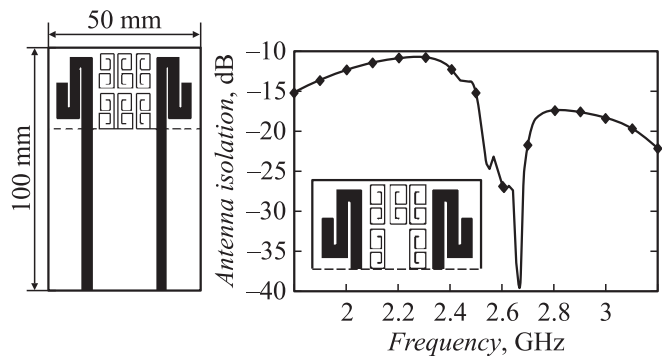
решетке (ФАР). На рис. 48 показаны два простейших печатных излучателя, которые возбуждаются с помощью коаксиальных линий. На частоте 5 GHz ( $\lambda_0 = 6$  cm) расстояние между центрами излучателей 4 cm. Между излучателями расположена искусственная стенка, содержащая систему КРР (рис. 48, *c*) и имеющая высокий импеданс по отношению к электромагнитным волнам, существующим вокруг печатных излучателей. Переходное затухание волны между излучателями без



**Рис. 48.** Простейшие печатные излучатели, возбуждаемые с помощью коаксиальных линий. Между излучателями расположен экран, образованный стенкой с высоким поверхностным импедансом.



**Рис. 49.** Фазированная антенная решетка, в которой ряды излучателей экранированы стенкой с высоким поверхностным импедансом.



**Рис. 50.** Схема и характеристики двух антенн, работающих в системе ММО. Антенны экранированы друг от друга с помощью метаматериальных структур.

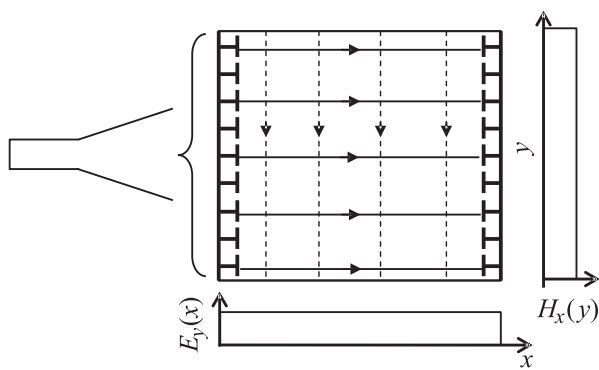
стенки с КРР составляет 15 dB, при наличии стенки оно возрастает до 30 dB [66].

На рис. 49 показана конструкция простой решетки излучателей, содержащей  $7 \times 3$  элементов. Между рядами, содержащими по три синфазных излучателя, расположены стенки с КРР. Основной луч антенны имеет ширину примерно  $14^\circ$ . При управлении распределением фаз токов в излучателях луч антенны отклоняется в  $E$ -плоскости в пределах  $\pm 30^\circ$ . Без стенки с КРР антенна „слепнет“ под углами отклонения луча  $\pm 19^\circ$ . Под этими углами отклонения луча вдоль решетки излучателей возникает поверхностная волна. Поверхностная волна нарушает согласование излучателей с питающими линиями, и коэффициент усиления антенны уменьшается на 15 dB. При наличии стенки с КРР такое резкое падение усиления антенны не наблюдается.

Увеличение развязки между близко расположенными антеннами весьма важно в системах ММО, в которых одна антенна работает в режиме приема, а другая в режиме передачи. На рис. 50 показаны конфигурация и характеристики двух антенн, работающих в системе ММО. Между двумя антеннами расположены метаматериальные структуры. Как видно из графика на рис. 50, *b*, в точке резонанса метаматериальных структур развязка между антеннами достигает 40 dB.

#### 6.4. Рупорная антенна с магнитной стенкой на внутренних поверхностях

Электромагнитная волна в обычной рупорной антенне подчиняется граничным условиям на металлических стенках. При этом основная мода волны имеет вид  $TE_{01}$ : вдоль одной координаты напряженности электрического и магнитного полей не зависят от координат, а вдоль другой координаты напряженности электрического и магнитного полей изменяются по синусоидальному закону. При этом эффективность использования площади раскрытия рупора составляет 50%. На рис. 51 показано распределение поля в поперечном сечении рупора, если две стенки рупора выполнены в виде высокоимпеданс-



**Рис. 51.** Распределение поля в поперечном сечении рупора, две стенки которого выполнены в виде высокоимпедансных поверхностей.

ных поверхностей. Магнитные силовые линии заканчиваются на высокоимпедансной поверхности, которая играет роль магнитной стенки. Основная мода волны в таком рупоре имеет вид  $TE_{00}$ : напряженности электрического и магнитного полей не зависят от координат вдоль обеих осей координат, эффективность использования площади раскрытия рупора составляет 100%.

## Заключение

Настоящий обзор написан на основании материалов исследований в ряде европейских университетов и промышленных организаций, принимавших участие в работе над проектом, организованным Европейской комиссией в пределах Рамочной Программы FP6. Проект действовал в 2004–2008 гг. и имел название „Метаморфоза“ — Metamorphose (MetaMaterials ORganized for radio, millimeter wave, and PHOtonic Superlattice Engineering). В число участников проекта входили 23 организации ведущих стран Европы, в том числе и Санкт-Петербургский электротехнический университет „ЛЭТИ“. Проект получил финансирование от Европейской комиссии в объеме 4,4 млн. евро. Из числа активно действовавших участников проекта „Метаморфоза“ в 2007 г. Европейской комиссией был учрежден Виртуальный институт как некоммерческая международная организация, имеющая целью проведение научных исследований, изучение и освоение искусственных электромагнитных материалов и метаматериалов: „Metamorphose VI AISBL“ — Virtual Institute for Artificial Electromagnetic Materials and Metamaterials.<sup>2</sup> Президент Виртуального института — профессор Хельсинкского технического университета С. Третьяков. В состав Виртуального института также входит ЛЭТИ. Работа над проектом и участие в деятельности Виртуального института позволила авторам настоящего обзора

<sup>2</sup> The Association has an operational office in Finland at METAMORPHOSE VI Dept. of Radio Science and Engineering, Aalto University, School of Electrical Engineering, PO Box 13000, FI-00076 Aalto, Finland.

собрать обширный материал по физике метаматериалов и их использованию в технике СВЧ.

Наряду с сотрудничеством с европейскими коллегами авторам обзора довелось часто общаться в рамках международных конференций и семинаров с коллегами из университетов США и Канады: в частности Т. Ито и К. Калó (Tatsuo Itoh, University of California, Los Angeles, Christophe Caloz, École Polytechnique of Montréal).

17–22 сентября 2012 г. в Санкт-Петербурге проводился 6-й Международный конгресс по метаматериалам в СВЧ-технике и оптике: „Metamaterials 2012“. Конгресс организован Виртуальным институтом в сотрудничестве с Санкт-Петербургским электротехническим университетом „ЛЭТИ“ и Санкт-Петербургским национальным исследовательским университетом информационных технологий, механики и оптики (ИТМО).

Интерес к метаматериалам (особенно в технике СВЧ) быстро растет. Исследования и разработки в этой области в настоящее время привлекают к себе специалистов из университетов и промышленных фирм.

Авторы приносят искреннюю благодарность своим коллегам П. Капитановой, М. Одиту и Д. Холодняку за активное непосредственное участие в исследованиях метаматериалов и обобщение литературных сведений по этому направлению.

## Список литературы

- [1] Веселаго В.Г. // УФН. 1967. Т. 92. Вып. 3. С. 517–526.
- [2] Пафомов В.Е. // ЖЭТФ. 1956. Т. 30. С. 761; Т. 33. С. 1074; 1959. Т. 36. С. 1853–1858.
- [3] Сивухин Д.В. // Опт. и спектр. 1957. Т. 3. Вып. 3. С. 308.
- [4] Силин Р.А. // Вопросы радиоэлектроники. Сер. 1. 1959. Вып. 4. С. 3–33; Радиотехника и электроника. 1960. Т. 5. Вып. 4. С. 688–691.
- [5] Агранович В.М., Гартиштейн Ю.Н. // УФН. 2006. Т. 176. Вып. 10. С. 1052–1068.
- [6] Блюх К.Ю., Блюх Ю.П. // УФН. 2004. Т. 174. Вып. 4. С. 440–447.
- [7] Гуляев Ю.В., Лагарьков А.Н., Никитов С.А. // Вестн. РАН. 2008. Т. 78. Вып. 5. С. 438–449.
- [8] Metamaterials Handbook: Vol. I. Phenomena and Theory of Metamaterials. 926 p. Vol. II. Applications of Metamaterials. 724 p. / Ed. by F. Capolino CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009.
- [9] Negative-refraction metamaterials: Fundamental Principles and Applications / Ed. by G.V. Eleftheriades, K.G. Balmain. IEEE Press, A John Wiley & Sons, Inc., 2005. 418 p.
- [10] Metamaterials: Physics and Engineering Explorations / Ed. by N. Engheta, R.W. Ziolkowski. IEEE Press, A John Wiley & Sons, Inc., 2006. 414 p.
- [11] Caloz Ch., Itoh T. Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications (the engineering approach). A John Wiley & Sons, Inc., 2006. 352 p.

- [12] Marques R., Martin F., Sorolla M. *Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications*. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. Wiley-Blackwell, an imprint of John Wiley & Sons Ltd., 2008. 315 p.
- [13] Smith D.R., Padilla W.J., Vier D.C., Nemat-Nasser S.C., Schultz S. // *Phys. Rev. Lett.* 2000. Vol. 84. N 18. P. 4184–4187.
- [14] Pendry J.B., Holden A.J., Stewart W.J., Youngs I. // *Phys. Rev. Lett.* 1996. Vol. 76. N 25. P. 4773–4776.
- [15] Pendry J.B., Holden A.J., Robbins D.J., Stewart W.J. // *J. Phys. Cond. Matter.* 1998. Vol. 10. P. 4785–4809.
- [16] Pendry J.B., Holden A.J., Robbins D.J., Stewart W.J. // *IEEE Trans. Microw. Theory. Tech.* 1999. Vol. 47. N 11. P. 1075–1084.
- [17] Shelby R.A., Smith D.R., Schultz S. // *Science*. 2001. Vol. 292, P. 77–79.
- [18] Vendik O.G., Gashinova M.S. // *Proc. of the 34<sup>th</sup> European Microwave Conf. Amsterdam*, 2004. P. 1209–1212.
- [19] Вендик И.Б., Вендик О.Г., Гашинова М.С. // *Письма в ЖТФ*. 2006. Т. 32. Вып. 10. С. 30–37.
- [20] Vendik I.B., Vendik O.G., Kolmakov I.A., Odit M.A. // *Optoelectron. Rev.* 2006. Vol. 14, N 3. P. 179–186.
- [21] Vendik I., Vendik O., Odit M. // *Microw. Opt. Techn. Lett.* 2006. Vol. 48. N 12. P. 2553–2556.
- [22] Вендик И.Б., Вендик О.Г., Одит М.А. // *ФТТ*. 2009. Т. 51. Вып. 8. С. 1499–1503.
- [23] Vendik I.B., Vendik O.G., Odit M.A. *Theory and Phenomena of Metamaterials, Metamaterial Handbook* / Ed. by F. Cappelino. CRC Press, Taylor & Francis Group., 2009. P. 21–1–21–32.
- [24] Одит М.А., Вендик И.Б., Вендик О.Г. // *Изв. СПбГЭТУ „ЛЭТИ“*. 2008. Вып. 7. С. 3–12.
- [25] Vendik I.B., Odit M.A., Kozlov D.S. // *Metamaterials*. 2009. Vol. 3. N 3–4. P. 140–147.
- [26] Vendik I., Odit M., Kozlov D. // *Radioengineering. Proc. of Czech and Slovak Techn. Universities and URSI Committee*. 2009. Vol. 18. N 2. P. 111–116.
- [27] Vendik I., Odit M., Kozlov D. *Selected Topics in Photonic Crystals and Metamaterials* / Ed. by A. Andreone, A. Cusano, A. Cutolo, V. Galdi. World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2011. Chapter 6. P. 195–214.
- [28] Holloway C., Kuester E. // *IEEE Trans. Antenn. Propag.* 2003. Vol. 51. P. 2596–2603.
- [29] Ahmadi A., Mosallaei H. // *Phys. Rev. B*. 2008. Vol. 77. P. 045 104.
- [30] Ueda T., Lail A., Itoh T. // *Proc. EuMC36*. 2005. P. 435–438.
- [31] Semouchkina E.A., Semouchkin G.B., Lanagan M., Randall C.A. // *IEEE Trans. Microw. Theory.* 2005. Vol. 53. P. 1477–1487.
- [32] Zhao Q., Kang L., Du B., Zhao H., Xie Q., Huang X., Li B., Zhou J., Li L. // *Phys. Rev. Lett.* 2008. Vol. 101. P. 027 402–6.
- [33] Shibuya K., Takano K., Matsumoto N., Izumi K., Miyazaki H., Jimba Y., Hangyo M. // *Proc. of the Metamaterial*. 2008. Pamplona, Spain, 2008. P. 777–779.
- [34] Cai X., Zhu R., Hu G. // *Metamaterials*. 2008. Vol. 2. P. 220–226.
- [35] Baena J.D., Jelinek L., Marques R., Zehentner J. // *Appl. Phys. Lett.* 2006. Vol. 88. P. 134 108–10.
- [36] Simovski C.R., He S. // *Phys. Lett. A*. 2003. Vol. 311. P. 254–263.
- [37] Koschny Th., Zhang L., Soukoulis C.M. // *Phys. Rev. B*. 2005. Vol. 71. P. 121 103–6 (R).
- [38] Vendik I., Kholodnyak D., Kolmakova I., Serebryakova E., Kapitanova P. // *Microw. Opt. Techn. Lett.* 2006. Vol. 48. N 12. P. 2632–2638.
- [39] Vendik I., Kholodnyak D., Serebryakova E., Kapitanova P. // *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* 2009. Vol. 46. N 3. P. 45–48.
- [40] Карнов В.М., Малышев В.А., Перевожников И.В. *Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами*. М.: Радио и связь, 1984. 104 с.
- [41] Гунта К., Гардж П., Чадха Р. *Машинное проектирование СВЧ-устройств* / Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. 432 с.
- [42] Капитанова П.В., Симин А.В., Холодняк Д.В. // *Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника*. 2005. Вып. 1. С. 75–81.
- [43] Kapitanova P.V., Simine A.V., Kholodnyak D.V., Vendik I.B. // *J. Eur. Ceram. Soc.* 2007. N 27. P. 2941–2944.
- [44] Kapitanova P., Simine A., Kholodnyak D., Vendik I. // *Proc. of the 35<sup>th</sup> European Microwave Conf.* 2005. P. 389–392.
- [45] Vendik I.B., Kholodnyak D.V., Kolmakova I.V., Serebryakova E.V., Kapitanova P.V., Martin F., Bonache J., Garcia J., Gil I., Gil M. // *Proc. of the 36<sup>th</sup> European Microwave Conf. Manchester, UK*, 2006. P. 955–958.
- [46] Vendik I.B., Kholodnyak D.V., Kolmakova I.V., Serebryakova E.V., Kapitanova P.V. // *Microw. Opt. Techn. Lett.* 2006. Vol. 48. N 12. P. 2632–2638.
- [47] Perrone R., Müller J., Kapitanova P., Kholodnyak D., Vendik I., Humbla S., Hein M. // *Proc. of the 17<sup>th</sup> European Microelectronics and Packaging Conf. Rimini, Italy*, 2009. NEMPC156.
- [48] Kholodnyak D., Kapitanova P., Vendik I. // *Proc. of the 1<sup>st</sup> Int. Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics. Rome, Italy*, 2007. P. 91–94.
- [49] Piatnitsa V., Kholodnyak D., Kapitanova P., Fischuk I., Tick T., Jantti J., Jantunen H., Vendik I. // *Proc. of the 37<sup>th</sup> European Microwave Conf. Munich, Germany*, 2007. P. 636–639.
- [50] Kholodnyak D., Kapitanova P., Vendik I., Humbla S., Perrone R., Müller J., Hein M.A. // *Proc. of the 38<sup>th</sup> European Microwave Conf. Amsterdam, The Netherlands*, 2008. P. 341–344.
- [51] Vendik I., Kholodnyak D., Serebryakova E., Kapitanova P. // *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* 2009. Vol. 46. N 3. P. 32 610–2.
- [52] Turalchuk P., Munina I., Kapitanova P., Kholodnyak D., Stöpel D., Humbla S., Müller J., Hein M.A., Vendik I. // *Proc. of the 40<sup>th</sup> European Microwave Conf. Paris, France*, 2010. P. 1162–1165.
- [53] Бриллюэн Л., Пароди М. *Распространение волн в периодических структурах* / Пер. с франц. М.: ИЛ, 1959. 457 с.
- [54] Vendik I., Kholodnyak D., Kapitanova P. et al. // *Proc. of the 38<sup>th</sup> European Microwave Conf. Amsterdam, The Netherlands*, 2008. P. 273–276.
- [55] Vendik I., Kholodnyak D., Kapitanova P., Zemlyakov K. // *Proc. of the 3<sup>rd</sup> Int. Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics. London, UK*, 2009. P. 591–593.
- [56] Kapitanova P., Kholodnyak D., Humbla S., Perrone R., Müller J., Hein M.A., Vendik I. // *Microw. Opt. Techn. Lett.* 2009. Vol. 51. N 3. P. 629–633.
- [57] Kapitanova P., Kholodnyak D., Humbla S., Perrone R., Müller J., Hein M.A., Vendik I. // *Int. J. Microw. Wireless Techn.* 2009. Vol. 1. N 4. P. 323–329.

- [58] *Vendik I.B., Vendik O.G., Kholodnyak D.V., Serebryakova E.V., Kapitanova P.V.* // Proc. of the Eur. Microw. Assoc. 2006. Vol. 2. N 2. P. 30–37.
- [59] *Kholodnyak D.V., Serebryakova E.V., Vendik I.B., Vendik O.G.* // IEEE Microw. Wireless Comp. Lett. 2006. Vol. 16. N 5. P. 258–260.
- [60] *Serebryakova E., Kholodnyak D., Vendik I.* // Proc. of the 51<sup>th</sup> Internationales Wissenschaftliches Kolloquium. Ilmenau, Germany, 2006. P. 261–262.
- [61] *Lai A., Caloz C., Itoh T.* // IEEE Microw. Magazine. 2004. Vol. 5. N 3. P. 34–50.
- [62] *Caloz C., Sanada A., Itoh T.* // IEEE Trans. Microw. Theory. 2004. Vol. 52. N 3. P. 980–992.
- [63] *Mongia R., Bahl I., Bhartia P.* RF and Microwave Coupled-Line Circuits. Artech House, 1999. 440 p.
- [64] *Слюсар В.* // Электроника НТБ. 2009. № 7. С. 70–79.
- [65] *Слюсар В.* // Первая миля. 2010. № 3–4. С. 44–61.
- [66] *Tang M.C., Xiao S., Wang B., Guan J., Deng T.* // IEEE Anten. and Propag. Magazine. 2011. Vol. 53. N 6. P. 31–42.
- [67] *Sievepipier D., Zhang L., Broas R., Alexopolous N.G., Yablonovitch E.* // IEEE Trans. Microw. Theory. 1999. Vol. 47. N 11. P. 2059–2074.
- [68] *Вендик О.Г., Мироненко И.Г., Рыжкова Л.В.* // Радиотехника и электроника. 1982. Т. 27. Вып. 8. С. 1653–1655.
- [69] *Vendik O.G., Mironenko I.G., Ter-Martirosyan L.T.* // MICROWAVE & RF. 1994. Vol. 33. N 7. P. 67–70.
- [70] *Вендик О.Г., Парнес М.Д.* Антенны с электрическим сканированием (Введение в теорию) / Под ред. Л.Д. Бахраха. М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002. 232 с.