

А. И. Астайкин

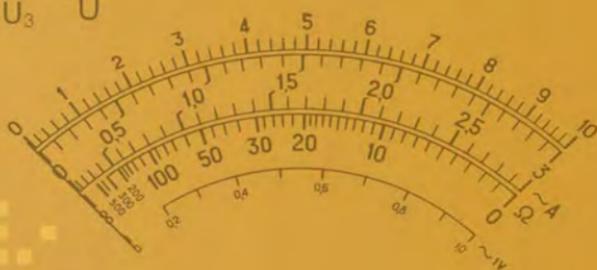
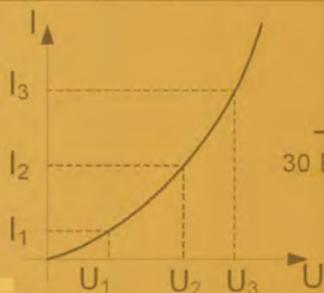
А. П. Помазков

Ю. П. Щербак

$$\begin{array}{l}
 T_1 = 20^{\circ}\text{C}; \rightarrow \\
 T_2 = 40^{\circ}\text{C}; \rightarrow \\
 T_3 = 60^{\circ}\text{C}; \rightarrow
 \end{array}
 \left\{
 \begin{array}{l}
 R_{T1} = R_{20} \\
 R_{T2} = R_{20}[1 + \alpha(T_2 - 20) + \beta(T_2 - 20)^2] \\
 R_{T3} = R_{20}[1 + \alpha(T_3 - 40) + \beta(T_3 - 40)^2]
 \end{array}
 \right.$$

# Метрология и радиоизмерения

U	U <sub>1</sub>	U <sub>2</sub>	.....
I	I <sub>1</sub>	I <sub>2</sub>	.....



**ФГУП**

**«Российский федеральный ядерный центр – ВНИИЭФ»**

*А. И. Астайкин, А. П. Помазков, Ю. П. Щербак*

## **МЕТРОЛОГИЯ И РАДИОИЗМЕРЕНИЯ**

Учебное пособие

Под редакцией доктора технических наук, профессора,  
заслуженного деятеля науки РФ А. И. Астайкина

Саров  
2010

ББК 32.842я73

А–91

УДК 621.37

**Астайкин А. И., Помазков А. П., Щербак Ю. П.** Метрология и радиоизмерения. Учебное пособие. Саров: ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», 2010, 405 с.

ISBN 978-5-9515-0137-0

Целью учебного пособия является обучение читателя основам метрологии, методам и средствам радиоизмерений применительно к задачам разработки, производства и эксплуатации радиоаппаратуры. Рассмотрены общие принципы измерений, причины возникновения погрешностей и методы обработки результатов измерений. Описаны методы и устройства формирования измерительных сигналов, особенности исследований во временной и частотной областях, измерений характеристик случайных сигналов. Рассмотрены методы и средства измерений технических характеристик СВЧ-трактов, четырехполосников, резонаторов, антенн, параметров диэлектриков на СВЧ.

Учебное пособие отвечает требованиям образовательного стандарта по направлению подготовки «Радиотехника» и ориентировано на читателя, имеющего базовые знания в области электротехники и микроволновых устройств.

#### **Рецензенты:**

доктор физико-математических наук В. А. Терехин, главный научный сотрудник РФЯЦ-ВНИИЭФ; доктор физико-математических наук, профессор, декан радиофизического факультета ННГУ им. Н. И. Лобачевского А. В. Якимов

ISBN 978-5-9515-0137-0

© ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», 2010

## Содержание

Список обозначений и сокращений . . . . .	9
<b>1. Предмет и задачи метрологии . . . . .</b>	<b>12</b>
1.1. Предмет метрология . . . . .	12
1.2. Роль измерений в развитии науки и промышленности . . . . .	12
1.3. Физические величины . . . . .	21
1.4. Системы физических величин и их единиц . . . . .	26
1.5. Воспроизведение единиц физических величин и передача их размеров . . . . .	29
1.6. Измерение и его основные операции . . . . .	32
<b>2. Основные понятия теории погрешностей . . . . .</b>	<b>40</b>
2.1. Классификация погрешностей . . . . .	43
2.2. Систематические погрешности . . . . .	49
2.3. Случайные погрешности . . . . .	54
2.3.1. Общие понятия . . . . .	54
2.3.2. Основные законы распределения . . . . .	57
2.3.3. Точечные оценки параметров законов распределения . . . . .	59
2.3.4. Доверительный интервал (доверительные оценки) . . . . .	61
<b>3. Обработка результатов измерений . . . . .</b>	<b>64</b>
3.1. Однократные измерения . . . . .	64
3.2. Многократные равноточные измерения . . . . .	65
3.3. Косвенные измерения . . . . .	68
3.4. Некоторые правила выполнения измерений и представления результатов . . . . .	71
<b>4. Методы и средства формирования измерительных     сигналов . . . . .</b>	<b>73</b>
4.1. Измерительные сигналы . . . . .	73
4.1.1. Классификация измерительных сигналов . . . . .	73
4.1.2. Математические модели и параметры измерительных сигналов . . . . .	74

4.2. Измерительные генераторы . . . . .	77
4.3. Измерительные генераторы гармонических колебаний . . . . .	80
4.3.1. Низкочастотные генераторы . . . . .	80
4.3.2. Высокочастотные измерительные генераторы . .	85
4.3.3. Цифровые низкочастотные генераторы . . . . .	89
4.3.4. Генераторы качающейся частоты . . . . .	95
4.3.5. Синтезаторы частоты . . . . .	97
4.4. Генераторы несинусоидальных сигналов . . . . .	101
4.4.1. Измерительные импульсные генераторы . . . . .	102
4.4.2. Генераторы сигналов специальной формы . . . .	105
4.4.3. Генераторы случайных сигналов . . . . .	107
4.4.4. Генераторы псевдослучайных сигналов. . . . .	112
4.5. Генераторы, управляемые микропроцессорами . . . . .	115
<b>5. Исследование колебаний во временной области . . . . .</b>	<b>119</b>
5.1. Электронный осциллограф . . . . .	119
5.1.1. Назначение, принцип действия, классификация . . . . .	119
5.1.2. Универсальный осциллограф (УО) . . . . .	122
5.1.3. Основные характеристики каналов УО . . . . .	127
5.1.4. Искажения осциллограмм . . . . .	133
5.2. Двухканальные и двухлучевые осциллографы . . . . .	134
5.3. Скоростные осциллографы . . . . .	135
5.4. Стробоскопические осциллографы . . . . .	136
5.5. Запоминающие осциллографы . . . . .	141
5.5.1. Аналоговые запоминающие осциллографы . . .	142
5.5.2. Цифровые запоминающие осциллографы . . . .	143
5.5.3. Вычислительные осциллографы . . . . .	145
5.6. Уменьшение погрешности осциллографов методом калиброванных шкал . . . . .	148
<b>6. Исследование колебаний в частотной области . . . . .</b>	<b>150</b>
6.1. Общие сведения о представлении сигналов в частотной области . . . . .	150
6.2. Аналоговые фильтровые анализаторы спектра . . . . .	154
6.2.1. Метод фильтрации . . . . .	155
6.2.2. Гетеродинные анализаторы спектра	

последовательного анализа . . . . .	158
6.3. Дисперсионно-временные методы анализа спектров .	168
6.4. Цифровые анализаторы спектра . . . . .	172
6.5. Измерение коэффициента гармоник . . . . .	175
<b>7. Методы измерения временных параметров сигналов . . . .</b>	<b>180</b>
7.1. Измерение интервалов времени и периода повторения . . . . .	182
7.1.1. Измерение интервалов времени цифровым методом дискретного счета . . . . .	183
7.1.2. Измерение периода периодического сигнала . .	187
7.2. Измерение частоты . . . . .	191
7.2.1. Измерение частоты методом дискретного счета . . . . .	191
7.2.2. Аналоговые методы измерения частоты . . . . .	195
7.2.3. Микропроцессорные числовые частотомеры . .	201
7.3. Измерение разности фаз . . . . .	209
7.3.1. Фазовые соотношения при преобразовании частоты . . . . .	210
7.3.2. Измерение разности фаз методом преобразования фазы в напряжение или ток . . . .	213
7.3.3. Цифровые фазометры . . . . .	215
7.3.4. Компенсационный метод измерения разности фаз . . . . .	211
<b>8. Измерение характеристик стационарных случайных процессов . . . . .</b>	<b>228</b>
8.1. Общие сведения о случайных процессах . . . . .	228
8.2. Основные вероятностные характеристики ССП . . . . .	230
8.3. Особенности измерений вероятностных характеристик . . . . .	238
8.4. Оценки вероятностных характеристик . . . . .	238
8.5. Измерение среднего значения СП . . . . .	240
8.6. Измерение средней мощности СП . . . . .	243
8.7. Измерение дисперсии СП . . . . .	244
8.8. Измерение корреляционных функций . . . . .	244
8.9. Анализ спектров случайных сигналов . . . . .	247
8.10. Измерение законов распределения . . . . .	250

8.11. Измерение плотности вероятности . . . . .	255
<b>9. Измерение характеристик СВЧ-трактов и четырехполюсников . . . . .</b>	<b>259</b>
9.1. Основные характеристики трактов и четырехполюсников . . . . .	259
9.1.1. СВЧ-тракты как направляющие системы . . . . .	259
9.1.2. Линии передачи в режиме стоячих и смешанных волн . . . . .	261
9.1.3. Матрица рассеяния четырехполюсников . . . . .	270
9.1.4. Перечень основных характеристик линий передачи . . . . .	278
9.2. Измерения на измерительной линии . . . . .	283
9.2.1. Устройство линии и ее калибровка . . . . .	283
9.2.2. Измерение КСВ, модуля и фазы коэффициента отражения . . . . .	285
9.2.3. Измерение затухания в линиях передачи . . . . .	290
9.2.4. Измерение КСВ нагрузки через длинный фидер . . . . .	291
9.2.5. Измерение коэффициента замедления замедляющих систем . . . . .	293
9.2.6. Измерение волнового сопротивления . . . . .	295
9.3. Измерения на автоматических измерителях . . . . .	298
9.3.1. Принцип работы автоматических измерителей . . . . .	298
9.3.2. Измерение коэффициента передачи и СВЧ-потерь в тракте . . . . .	300
9.3.3. Измерение параметров замедляющих структур в режиме рассогласованного тракта . . . . .	301
9.4. Измерение абсолютных значений напряженности электрического поля . . . . .	304
9.5. Измерения параметров четырехполюсников и СВЧ-трактов во временной области . . . . .	309
9.5.1. Время-импульсные измерения . . . . .	309
9.5.2. Принципы импульсного зондирования . . . . .	310
9.5.3. Рефлектограммы некоторых неоднородностей в СВЧ-трактах . . . . .	312

9.5.4. Измерение импульсных характеристик четырехполюсников .....	314
<b>10. Измерение параметров резонаторов .....</b>	<b>317</b>
10.1. Виды полых резонаторов и их параметры .....	317
10.1.1. Типы резонаторов .....	317
10.1.2. Виды колебаний полых резонаторов .....	320
10.2. Измерение параметров полых резонаторов .....	328
10.2.1. Измерение с помощью измерительной линии .....	329
10.2.2. Осциллографические измерения .....	331
10.3. Измерение резонансной длины волны и частоты ...	333
10.4. Измерение добротности объемного резонатора ...	338
10.4.1. Определение добротности .....	338
10.4.2. Включение резонатора в измерительный тракт .....	339
10.4.3. Методы измерения добротности резонатора ..	341
<b>11. Измерение параметров антенн .....</b>	<b>348</b>
11.1. Основные параметры антенн .....	348
11.1.1. Классификация и состав параметров .....	348
11.1.2. Первичные параметры .....	351
11.1.3. Вторичные параметры .....	357
11.1.4. Параметры приемных антенн .....	361
11.2. Измерение входных параметров антенн .....	365
11.3. Измерение диаграмм направленности .....	366
11.3.1. Методы измерения ДН .....	366
11.3.2. Обработка ДН и расчет КНД .....	371
11.4. Измерение коэффициента усиления антенн .....	373
11.4.1. Метод измерения КУ двух одинаковых антенн .....	373
11.4.2. Измерение КУ методом замещения .....	375
11.5. Поляризационные измерения .....	376
<b>12. Измерение параметров диэлектриков на СВЧ .....</b>	<b>379</b>
12.1. Параметры диэлектриков .....	379
12.2. Методы измерения электродинамических параметров диэлектриков .....	381

---

12.2.1. Метод поверхностных волн . . . . .	381
12.2.2. Метод запаздывающих импульсов (частотно-временной метод) . . . . .	394
12.3. Волноводные методы измерения . . . . .	400
12.3.1. Теоретические предпосылки . . . . .	400
12.3.2. Экспериментальные методы . . . . .	402
Список литературы . . . . .	404

## 10.4. Измерение добротности объемного резонатора

### 10.4.1. Определение добротности

По определению добротность  $Q_0$  любой колебательной системы, в том числе и объемного резонатора, равна

$$Q_0 = 2\pi \frac{\text{Общая запасенная энергия}}{\text{Энергия потерь за 1 период}} = 2 \left( \frac{\lambda_0}{\delta} \right) \frac{\iiint H^2 dV}{\lambda_0 \iint H^2 dS},$$

где  $Q_0$  – собственная добротность ненагруженного резонатора;  $H$  – напряженность магнитного поля;  $dV$  – элемент объема резонатора;  $dS$  – элемент внутренней поверхности резонатора;  $\lambda_0$  – длина волны в свободном пространстве;  $\delta$  – глубина скин-слоя стенки резонатора.

Добротность  $Q_0$  является отношением двух интегралов, причем интеграл в числителе пропорционален объему резонатора, а интеграл в знаменателе пропорционален площади внутренней поверхности. Интуитивно чувствуется, что наибольшее возможное  $Q_0$  будет в том резонаторе, в котором не имеют места большие концентрации тока на внутренней поверхности. В этом случае отношение интегралов по существу равно отношению объема резонатора к площади его внутренней поверхности. Резонаторы сложной формы, например коаксиальные резонаторы, имеют низкую величину отношения объема к площади поверхности и относительно низкие добротности; резонаторы простой формы, например отрезки однородных волноводов, имеют большие отношения объема к площади поверхности и более высокие добротности; наивысшую добротность должны иметь сферические резонаторы. Этот качественный вывод справедлив только в том случае, если размеры резонатора велики по сравнению с длиной волны  $\lambda_0$ . С этой точки зрения кажется необходимым увеличить размеры резонаторов.

С увеличением размеров резонатора растет число видов колебаний и резонатор становится непригодным для выделения одного, наперед заданного колебания. Таким образом, размеры резонатора ограничены сверху условием возникновения высших видов колебаний. При этом надо помнить, что на практике:

- имеется возможность сделать входное и выходное устройства связи такими, чтобы ненужные виды колебаний не возбуждались;
- в стенках резонатора можно предусмотреть цепи, устраняющие ненужные виды колебаний и не воздействующие на колебания используемого вида;
- в полость резонатора можно вводить какие-то объекты (например, проводники), которые вызывают большие затухания колебаний высших порядков, не отражаясь на колебаниях основного вида.

#### 10.4.2. Включение резонатора в измерительный тракт

Измерение параметров резонатора производится в измерительном тракте, который содержит объемный обследуемый резонатор  $P$ , входную линию от генератора СВЧ, связанную с резонатором петлей связи, диафрагмой или штырем, выходную линию, связанную с резонатором аналогично, детекторную головку  $D$  в выходной линии и регистрирующий прибор (осциллограф  $Osc$ , вольтметр или микроамперметр). Типичная упрощенная схема измерительного тракта приведена на рис. 10.18.



Рис. 10.18. Схема включения резонатора в измерительный тракт

Связь между входной линией и резонатором и детектором и резонатором устанавливается минимальной, чтобы не уменьшать его добротность  $Q$ .

Эквивалентная схема резонатора  $P$  с двумя элементами связи с входной и выходной линиями приведена на рис. 10.19. Эквивалентная схема резонатора для одного вида колебаний приведена на рис. 10.20. Связь между резонатором и передающими линиями (входной и выходной) обычно характеризуется с помощью дополнительных определений величины добротности  $Q$ . Добротность

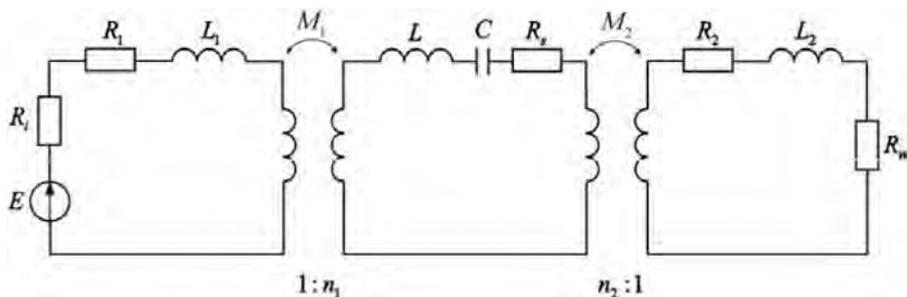


Рис. 10.19. Схема резонатора с двумя элементами связи

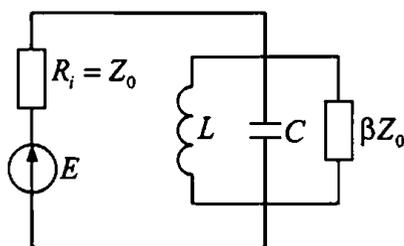


Рис. 10.20. Эквивалентная схема нагруженного резонатора

всей системы с входными и выходными линиями и всеми источниками потерь энергии называют добротностью при нагрузке  $Q_{н}$ , причем соотношение между собственной добротностью резонатора  $Q_0$  (ненагруженного) и  $Q_{н}$  равно

$$Q_0 = (1 + \beta)Q_{н},$$

где  $\beta$  – параметр связи, смысл которого поясняется ниже.

Кроме того, вводится внешняя добротность  $Q_{вн}$ , равная

$$Q_{вн} = Q_0 / \beta.$$

Связь между тремя добротностями определяется формулой

$$\frac{1}{Q_{н}} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{вн}},$$

где  $Q_0$  – определяется только потерями в самом резонаторе ( $R_s$  на рис. 10.19),  $Q_{вн}$  зависит только от внешней нагрузки.

Приведенные соотношения можно получить следующим образом. Пусть активное сопротивление контура рис. 10.20 при резонансе равно  $\beta Z_0$ , где  $Z_0$  – волновое сопротивление передающей линии. Слева передающая линия нагружена на внутреннее сопротивление источника  $R_i = Z_0$ . Из теории колебательных контуров известно, что эквивалентное сопротивление  $R$ , при резонансе параллельного контура равно

$$R_s = \rho Q_0 = \omega_0 L Q_0 = \beta Z_0.$$

Тогда в отсутствие внешней нагрузки добротность контура  $Q_0$  равна

$$Q_0 = \beta Z_0 / \omega_0 L.$$

При наличии сопротивления  $R_i$  сопротивление параллельного контура  $R$  будет равно

$$R = \frac{R_i R_s}{R_i + R_s} = \frac{Z_0 \beta Z_0}{Z_0 + \beta Z_0} = \frac{1}{\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{\beta Z_0}}.$$

Тогда нагруженная добротность  $Q_n$  равна

$$Q_n = \frac{R}{\rho} = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{1}{\omega_0 L \left( \frac{1}{Z_0} + \frac{1}{\beta Z_0} \right)} = \frac{1}{\frac{\omega_0 L}{Z_0} + \frac{\omega_0 L}{\beta Z_0}}.$$

Отсюда

$$\frac{1}{Q_n} = \frac{\omega_0 L}{\beta Z_0} + \frac{\omega_0 L}{Z_0} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{\text{вн}}},$$

где  $Q_{\text{вн}} = Z_0 / \omega_0 L = Z_0 \beta / \beta \omega_0 L = Q_0 / \beta$ .

### 10.4.3. Методы измерения добротности резонатора

Значения  $Q_0$  объемного резонатора могут быть экспериментально определены различными методами, например:

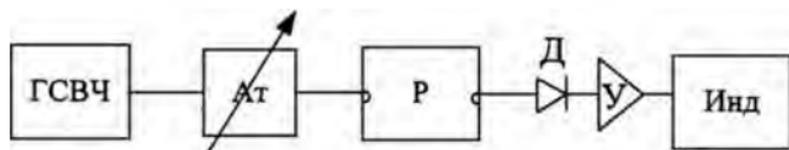
- 1) методом передачи;
- 2) методом измерения полного сопротивления;

3) методом измерения скорости затухания переходного процесса (метод измерения декремента затухания);

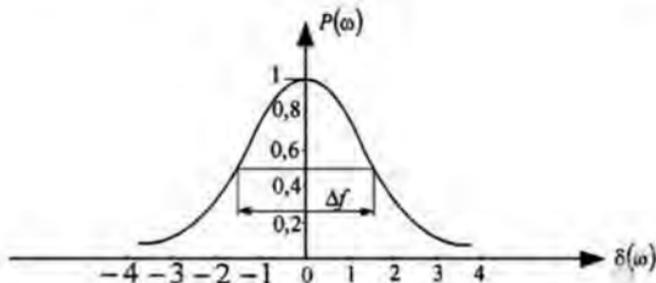
4) динамическим методом.

*Метод передачи (резонансный метод).* Метод передачи является простейшим способом измерения  $Q_0$ . Схема измерения приведена на рис. 10.21,а. Генератор СВЧ, развязанный от реакции нагрузки с помощью аттенюатора  $A_T$ , соединен с резонатором  $P$  слабой связью (петля связи, диафрагма). Выходная линия, содержащая детектор  $D$ , усилитель  $У$  и индикатор Инд, также соединена с резонатором слабой связью. Резонатор работает в проходном режиме. Определяется зависимость выходной мощности от частоты  $P(\omega)$ . Типичная кривая  $P(\omega)$  приведена на рис. 10.21,б. Она представляет собой обычную резонансную кривую параллельного контура. Добротность  $Q_0$  вычисляется по известной формуле  $Q_0 = f_0 / \Delta f$ , где  $f_0$  – резонансная частота;  $\Delta f$  – полоса пропускания, измеренная по уровню половинной мощности.

При снятии резонансной кривой рис. 10.21,б перестраивается либо частота генератора СВЧ, либо резонатор  $P$ .



а



б

Рис. 10.21. Измерительная схема и частотная характеристика резонатора

Соотношение между шириной полосы резонансной кривой (рис. 10.21, б), коэффициентами связи  $\beta$  на входе и выходе, величинами  $Q_0$  и  $Q_{\text{н}}$  может быть получено следующим образом. Предположим, что в схеме рис. 10.19  $R_i$  и  $R_{\text{н}}$  равны соответственно волновым сопротивлениям подключенных к ним линий. Потерями в линиях связи  $R_1$  и  $R_2$  можно пренебречь (или внести их в  $R_i$  и  $R_{\text{н}}$ ). Собственными индуктивностями  $L_1$  и  $L_2$  линий связи также можно пренебречь. С учетом этих допущений схему рис. 10.19 можно свести к схеме рис. 10.22, где сопротивления первого и третьего контуров

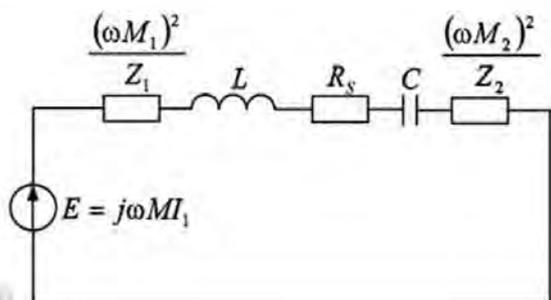


Рис. 10.22. Эквивалентная схема сложного контура

пересчитаны в средний контур. Добротность  $Q_{\text{н}}$  схемы рис. 10.22 равна

$$Q_{\text{н}} = \frac{\omega_0 L}{R_s + n_1^2 Z_{01} + n_2^2 Z_{02}}$$

или

$$Q_{\text{н}} = \frac{\omega_0 L}{R_s + (\omega_0 M_1)^2 / Z_{01} + (\omega_0 M_2)^2 / Z_{02}},$$

где  $Z_{01}$  и  $Z_{02}$  – волновые сопротивления входной и выходной линий передачи. Коэффициенты связи на входе  $\beta_1$  и на выходе  $\beta_2$  определяются как

$$\beta_1 = n_1^2 \frac{Z_{01}}{R_s} = \frac{(\omega_0 M_1)^2}{R_s Z_{01}}; \quad \beta_2 = n_2^2 \frac{Z_{02}}{R_s} = \frac{(\omega_0 M_2)^2}{R_s Z_{02}}.$$

Используя эти выражения, соотношение между  $Q_0$  и  $Q_{н}$  можно выразить формулой

$$Q_0 = Q_{н}(1 + \beta_1 + \beta_2).$$

Представим потери энергии при передаче через резонатор как отношение

$$T(\omega) = P(\omega) / P_0,$$

где  $P(\omega)$  – мощность, отдаваемая резонатором в нагрузку;  $P_0$  – максимальная мощность, которую генератор может отдавать в согласованную нагрузку.

Вычисляя  $P(\omega)$  и  $P_0$  для рис. 10.22, получим

$$T(\omega) = \frac{4\beta_1\beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2 + 4Q_{н}^2\delta^2},$$

где  $\delta$  – относительная расстройка,  $\delta = (\omega - \omega_0) / \omega_0$ .

При резонансе  $\delta(\omega) = 0$  получаем

$$T(\omega) = \frac{4\beta_1\beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2}.$$

Теперь получаем

$$T(\omega) = \frac{T(\omega_0)}{1 + 4Q_{н}^2\delta^2(\omega)}.$$

Точки передачи половинной мощности на кривой рис. 10.21, б получаются при

$$\text{при } 2Q_{н} = \pm 1, \text{ или при } 2\delta = \pm 1 / Q_{н}, \text{ или при } 2\delta = \pm \frac{1 + \beta_1 + \beta_2}{Q_0}.$$

Величину  $\Delta f$  назовем шириной полосы пропускания по половинной мощности

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2\delta.$$

Следовательно,

$$Q_0 = \frac{f_0}{\Delta f}(1 + \beta_1 + \beta_2).$$

Таким образом, измерение кривой передачи мощности позволяет определить  $Q_{11}$ . Если при этом известны  $\beta_1$  и  $\beta_2$ , то удается определить  $Q_0$ .

Способ позволяет определить  $Q_0$  при слабой связи резонатора с входной и выходной линиями ( $\beta_1 \rightarrow 0$ ,  $\beta_2 \rightarrow 0$ ). Это обычно достигается уменьшением связи между детектором и резонатором до тех пор, пока не будет обнаружено, что дальнейшее ослабление связи не влияет на форму резонансной кривой. Аналогично малая связь устанавливается между резонатором и генератором СВЧ.

*Метод измерения декремента затухания.* Метод измерения декремента затухания применяется, в частности, при измерении высокой добротности  $Q_0$ . Метод основывается на использовании явления затухания собственных колебаний в резонаторе. Типичная схема измерений декремента затухания приведена на рис. 10.23. На рис. 10.23 ГСВЧ – генератор СВЧ; Р – исследуемый резонатор; См – смеситель; Гет – гетеродин; ШПУ – широкополосный усилитель; Д – детектор; Осц – осциллограф; ГИ – генератор модулирующих импульсов; ГР – генератор развертки.

Работа измерительной схемы происходит следующим образом.

Генератор развертки запускает генератор модулирующих импульсов ГИ и осциллографа Осц. Генератор импульсов ГИ запускает (модулирует импульсным сигналом) генератор ГСВЧ.

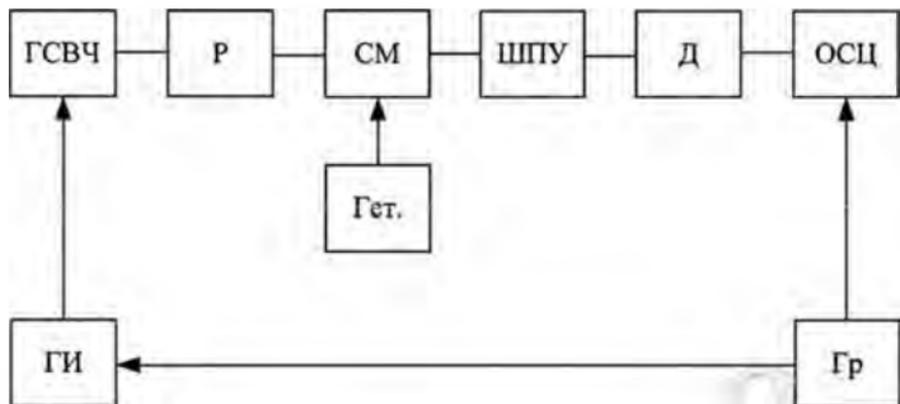


Рис. 10.23. Блок-схема измерений декремента затухания

ГСВЧ возбуждает резонатор Р высокочастотным импульсом длительностью  $\tau$ , достаточной для того, чтобы в резонаторе установился стационарный процесс. С резонатора Р высокочастотный сигнал поступает на смеситель См, смешивается с сигналом гетеродина Гет. Смешанный широкополосный низкочастотный сигнал поступает на широкополосный усилитель ШПУ, далее – на детектор Д и осциллограф Осц.

Типичный высокочастотный процесс заряда и разряда резонатора Р показан на рис. 10.24. По кривой разряда (экспоненциальный спад) определяется постоянная времени разряда, а по ней – и величина  $Q$ . Для расчета величин  $Q$  вернемся к схеме рис. 10.22.

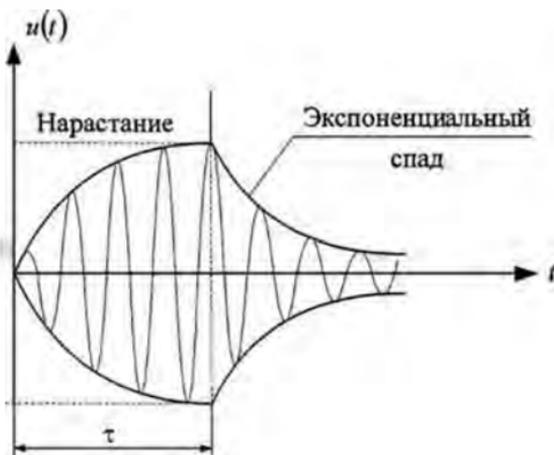


Рис. 10.24. Эпюра СВЧ-напряжений в проходном режиме работы резонатора

Сопротивление потерь  $R$  в резонаторе с учетом входной и выходной линий измерительной схемы можно определить как

$$R = R_s + (\omega_0 M_1)^2 / Z_{01} + (\omega_0 M_2)^2 / Z_{02} = R_s (1 + \beta_1 + \beta_2).$$

Добротность  $Q_n$  равна

$$Q_n = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\omega_0 L}{R_s (1 + \beta_1 + \beta_2)} = \frac{Q_0}{1 + \beta_1 + \beta_2}.$$

Для дальнейшего расчета положим, что в момент  $t = \tau$  окончания действия радиоимпульса ток равен  $i(t) = i_0$ , тогда спадающий ток определяется выражением

$$i(t) = i_0 e^{-\frac{R}{2L}t}.$$

Выражая  $R$  через  $Q_n$ , получим

$$i(t) = i_0 \exp\left[-(\omega_0/2Q_n)t\right].$$

Измерим ток  $i(t)$  в два разных момента времени  $t_1$  и  $t_2$ , причем

$t_2 > t_1$  и  $t_1 > \tau$ . Получим

$$i(t_1) = i_0 e^{-\frac{\omega_0}{2Q_n}t_1}; \quad i(t_2) = i_0 e^{-\frac{\omega_0}{2Q_n}t_2}; \quad \frac{i(t_1)}{i(t_2)} = e^{-\frac{\omega_0}{2Q_n}(t_1-t_2)};$$

$$Q_n = \frac{\pi f_0 (t_2 - t_1)}{\ln(i(t_1)/i(t_2))} = \frac{\pi f_0 \Delta t}{\ln(i_1/i_2)}.$$

Выбирая отрезок времени  $\Delta t$  таким, чтобы  $i_1/i_2 = e$ , получим

$$Q_n = \pi f_0 \Delta t,$$

где произведение  $f_0 \Delta t$  представляет собой число высокочастотных колебаний за время  $\Delta t$ . Величины  $f_0$  и  $\Delta t$  легко определяются экспериментально:  $\Delta t = t_2 - t_1$  по рис. 10.24,  $f_0$  измеряется по любому методу измерения резонансной частоты.

Возведя оба выражения в квадрат и вычтя из первого второе, получим

$$\begin{aligned} \varepsilon_r &= n^2 - \chi^2; \\ \sigma &= \frac{n\chi}{30\lambda_0}. \end{aligned}$$

Полученные формулы являются рабочими для определения параметров диэлектрика  $\varepsilon_r$  и  $\sigma$ . Анализ этих формул показывает, что если бы были каким-то образом определены (например, измерены) величины  $n$  и  $\chi$ , то по формулам можно легко определить параметры диэлектрика  $\varepsilon_r$  и  $\sigma$ . Используем для определения  $n$  и  $\chi$  измеренные нами постоянную затухания  $\alpha_0$  и время задержки  $\Delta t$ .

Определение  $\chi$ . Так как  $\alpha = 2\pi\chi/\lambda_0$ , то  $\chi = \alpha\lambda_0/2\pi$ . Откуда

$$\chi = \frac{\alpha_0\lambda_0}{17,4\pi l},$$

где  $l$  – длина ЛП с исследуемым диэлектриком в РК.

Определение  $\varepsilon_r$  и  $\sigma$ . По определению  $v_{гр} = d\omega/d\beta$ .

$$\begin{aligned} v_{гр} &= \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{1}{d\beta/d\omega} = \frac{c}{\frac{d}{d\omega} \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\omega\varepsilon_r + \sqrt{\omega\varepsilon_r^2 + \left(\frac{\omega^2\sigma}{\varepsilon_0}\right)^2}} \right)} = \\ &= \frac{c}{\frac{1}{2} \sqrt{\left(\varepsilon_r^2 + (60\lambda_0\sigma)^2\right)}} = \frac{c}{n}. \end{aligned}$$

Таким образом

$$n = c/v_{гр}.$$

Подставляя  $n$  в формулу для времени задержки, после преобразования получим

$$n = \frac{c\Delta t}{l} + 1,$$

где  $c\Delta t$  – измеренное время задержки;  $l$  – длина исследуемого диэлектрика;  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с.

Подставляя  $\alpha$  и  $n$  в формулы для  $\varepsilon_r$  и  $\sigma$ , получим

$$\varepsilon_r = \left( \frac{c\Delta t}{l} + 1 \right)^2 - \left( \frac{\alpha\lambda_0}{17,4\pi l} \right)^2;$$

$$\sigma = \frac{\alpha}{521\pi l} \left( \frac{c\Delta t}{l} + 1 \right).$$

## 12.3. Волноводные методы измерения

### 12.3.1. Теоретические предпосылки

Волноводные методы измерения параметров диэлектриков широко применяются в сантиметровом диапазоне волн.

Сущность волноводных методов состоит в том, что отрезок волновода заполняется исследуемым веществом. Измеряются фазовая скорость  $v_\phi$  и длина волны  $\lambda_B$  в волноводе, по этим данным определяются относительная диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon_r$  и  $\operatorname{tg}\delta$  исследуемого образца (ИО). С помощью этих методов можно определять также параметры различных жидкостей, газов и плазмы.

Для теоретического обоснования волноводных методов рассмотрим, как связаны параметры ЭМВ, распространяющейся вдоль волновода, с параметрами заполняющего волновод вещества. Из теории волноводов известно, что постоянная распространения в волноводе любого типа волны определяется

$$\gamma^2 = k_0^2 \varepsilon_r - g^2,$$

где  $k_0$  – волновое число в свободном пространстве,  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ ;  $\lambda_0$  – длина волны в свободном пространстве;  $g$  – поперечное волновое число,  $g = 2\pi/\lambda_{\text{кр}}$ ;  $\lambda_{\text{кр}}$  – критическая длина волны;  $\gamma = \beta - j\alpha$ ;  $\beta$  – фазовая постоянная распространения (продольное волновое число),  $\beta = 2\pi/\lambda_B$ ;  $\lambda_B$  – длина волны в волноводе;  $\alpha$  – постоянная затухания в волноводе.

Диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon_r$ , вообще говоря, комплексная, т. е.  $\varepsilon_r = \varepsilon_r - j\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta$ , поэтому и постоянная затухания комплексная. Вследствие этого

$$\beta^2 - j2\alpha\beta - \alpha^2 = k_0^2 \varepsilon_r - jk_0^2 \varepsilon_r \operatorname{tg}\delta - g^2.$$

Разделив действительную и мнимую части, получим два действительных уравнения

$$\beta^2 - \alpha^2 = k_0^2 \varepsilon_r - g^2;$$

$$2\alpha\beta = k_0^2 \varepsilon_r \operatorname{tg}\delta.$$

Учитывая, что для незаполненного волновода  $\operatorname{tg}\delta = 0$  и  $\gamma^2 - \beta^2 = \gamma^2 - \beta^2 = (2\pi/\lambda_{\text{в.о}}) = k_0^2 - g^2$ , получаем

$$\beta^2 - \alpha^2 = \left[ (1 - \varepsilon_r) \left( \frac{\lambda_{\text{в.о}}}{\lambda_0} \right)^2 - 1 \right] \left( \frac{2\pi}{\lambda_{\text{в.о}}} \right)^2;$$

$$\varepsilon_r = 1 - \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{в.о}}} \right)^2 + \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{в}}} \right)^2 - \left( \frac{\lambda_0}{2\pi} \right)^2 \alpha,$$

где  $\lambda_0$  – длина волны в свободном пространстве;  $\lambda_{\text{в.о}}$  – длина волны в незаполненном волноводе;  $\lambda_{\text{в}}$  – длина волны в волноводе с исследуемым материалом. Если волновод заполнен диэлектриком с малыми потерями, то  $\operatorname{tg}\delta \ll 1$  и  $\alpha \ll \beta$ , последним слагаемым можно пренебречь, и получаем

$$\varepsilon_r \simeq 1 - \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{в.о}}} \right)^2 + \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{в}}} \right)^2.$$

Зная  $\varepsilon_r$  и  $\alpha$ , легко найдем  $\operatorname{tg}\delta$  и удельную электропроводность (проводимость)  $\sigma$

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{2\alpha\beta}{\sigma\varepsilon_r};$$

$$\sigma = \omega\varepsilon_0\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta.$$

Таким образом, для измерения параметров диэлектриков достаточно экспериментально найти длину волны  $\lambda_{\text{в}}$  (или фазовую скорость  $v_{\text{ф}}$ ) и постоянную затухания  $\alpha$  ЭМВ в волноводе, заполненном диэлектриком.

### 12.3.2. Экспериментальные методы

*Способ полного заполнения волновода диэлектриком.* В волноводе прорезают продольную неизлучающую щель, превращая тем самым волноводную линию передачи в измерительную линию. Измерительную волноводную линию, полностью заполненную диэлектриком, подключают к генератору СВЧ; второй конец волноводной ИЛ закорачивают. Измеряют с помощью зонда непосредственно длину волны  $\lambda_{\text{в}}$  (по расстоянию между соседними узлами поля), а постоянную затухания определяют по измеренному КСВ. Далее по формулам определяют  $\epsilon_r$  и  $\sigma$ .

*Способ частичного заполнения волновода диэлектриком.* К сожалению, этот простой способ не всегда удается реализовать. Более удобным для практического применения оказывается способ заполнения отрезка короткозамкнутого волновода диэлектриком и последующего измерения входного сопротивления такого отрезка.

Как известно, входное сопротивление  $Z_{\text{вх}}$  короткозамкнутого отрезка любой линии с потерями равно

$$Z_{\text{вх}} = Z_{\text{оэ}} \operatorname{th} \gamma l,$$

где  $Z_{\text{оэ}}$  – волновое сопротивление отрезка волновода, заполненного диэлектриком;  $\gamma = \alpha + j\beta$  – постоянная распространения ЭМВ в отрезке волновода;  $l$  – длина отрезка.

Учитывая, что волновое сопротивление волновода (заполненного или не заполненного диэлектриком) обратно пропорционально фазовой постоянной волны в волноводе, для нормированного входного сопротивления  $z_{\text{вх}}^1$  можно записать

$$z_{\text{вх}}^1 = \frac{Z_{\text{вх}}}{Z_0} = \frac{Z_{\text{оэ}}}{Z_0} \operatorname{th} \gamma l_0 = \frac{\beta_0}{\beta} \operatorname{th} \gamma l,$$

где  $Z_0$  – волновое сопротивление незаполненного волновода;  $\beta_0$  и  $\beta$  – фазовые постоянные распространения в незаполненном и заполненном волноводе.

Подставляя сюда  $\gamma = \alpha + j\beta$ , получим

$$z_{\text{вх}}^1 = \frac{\beta_0}{\beta} \operatorname{th} (\alpha + j\beta) l_0 = \frac{\beta_0}{\beta} \frac{\operatorname{th} \alpha l + j \operatorname{tg} \beta l}{1 + j \operatorname{th} \alpha l \operatorname{tg} \beta l}.$$

Это трансцендентное уравнение для определения  $\alpha$  и  $\beta$ . Обычно имеют дело с диэлектриками с малыми потерями, так что практически можно положить  $th\alpha l = \alpha l$ , тогда можно записать

$$\begin{aligned} z_{\text{BX}}^1 &\approx \frac{\beta_0}{\beta} \frac{\alpha l + j \operatorname{tg} \beta l}{1 + j \alpha l \operatorname{tg} \beta l} = \frac{\beta_0}{\beta} \frac{(\alpha l + j \operatorname{tg} \beta l)(1 - j \alpha l \operatorname{tg} \beta l)}{1 + (\alpha l)^2 \operatorname{tg}^2 \beta l} = \\ &= \frac{\beta_0}{\beta} \frac{\alpha l + \alpha l \operatorname{tg}^2 \beta l + j \operatorname{tg} \beta l - j (\alpha l)^2 \operatorname{tg} \beta l}{1 + (\alpha l)^2 \operatorname{tg}^2 \beta l} = \\ &= \frac{\beta_0}{\beta} \frac{\alpha l / \cos^2 \beta l + j \operatorname{tg} \beta l - j (\alpha l)^2 \operatorname{tg} \beta l}{1 + \operatorname{tg}^2 \beta l (\alpha l)^2}. \end{aligned}$$

В последнем выражении ввиду малости  $\alpha l$  ( $\alpha l \ll 1$ ), пренебрегая всеми членами со степенями  $(\alpha l)^2$ , получаем

$$z_{\text{BX}}^1 \simeq \frac{\beta_0}{\beta} \left( \frac{\alpha l}{\cos^2 \beta l} + j \operatorname{tg} \beta l \right).$$

Отсюда имеем

$$\operatorname{Im} z_{\text{BX}}^1 = \frac{\beta_0}{\beta} \operatorname{tg} \beta l = x_{\text{BX}}^1 = \frac{x_{\text{BX}}}{Z_0}.$$

Измеряется величина  $x_{\text{BX}}^1$ . Теперь получаем

$$\frac{x_{\text{BX}}^1}{\beta_0} = \frac{\operatorname{tg} \beta l}{\beta}.$$

Это трансцендентное уравнение, в котором известны  $x_{\text{BX}}^1$  и  $\beta_0 = 2\pi/\lambda_0$ . Следовательно, можно найти  $\beta$ , так как известно  $l$ . По найденной  $\beta$  найдем длину волны в волноводе с заполненным диэлектриком, так как  $\beta = 2\pi/\lambda_{\text{B}}$ , а затем и  $\varepsilon_r$ , так как  $\lambda_{\text{B}} = \lambda_{\text{B.0}}/\sqrt{\varepsilon_r}$ , т. е.

$$\begin{aligned} \varepsilon_r &\approx \left( \frac{\lambda_{\text{B.0}}}{\lambda_{\text{B}}} \right)^2; \\ \alpha &= \frac{\beta}{\beta_0} \frac{R_{\text{BX}}^1 \cos^2 \beta l}{l}. \end{aligned}$$

## Список литературы

1. Дворяшин Б. В. Основы метрологии и радиоизмерений. М.: Радио и связь, 1993.
2. Сергеев А. Г., Крохин В. В. Метрология. М.: Логос, 2001.
3. Зограф И. А., Новицкий П. Ф. Оценка погрешностей результатов измерений. Л.: Энергоатомиздат, 1991.
4. Кугуш В. Д. Электрорадиоизмерения. М.: Радио и связь, 1985.
5. Мирский Г. Я.. Электронные измерения. М.: Радио и связь, 1986.
6. Чернушенко А. М., Майбородин А. В. Измерение параметров электронных приборов дм- и см-диапазонов. М.: Радио и связь, 1986.
7. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. М.: Энергия, 1975.
8. Астайкин А. И., Троцюк К. В., Ионова С. П., Профе В. Б. Теория и техника СВЧ. Саров: РФЯЦ-ВНИИЭФ, 2008.
9. Стариков В. Д. Методы измерений на СВЧ с применением измерительной линии. М.: Сов. радио, 1972.
10. Методы измерения характеристик антенн СВЧ/ Под ред. Н. М. Цейтлина. М.: Радио и связь, 1985.
11. Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. М.: Энергия, 1972.
12. Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. М.: Наука, 1991.

**Анатолий Иванович Астайкин,  
Алексей Петрович Помазков,  
Юрий Петрович Щербак**

*Метрология и радиоизмерения*

**Учебное пособие**

Редактор *Н. П. Мишкина*

Компьютерная подготовка оригинала-макета  
*Н. В. Мишкина*

---

Подписано в печать 22.12.2009 Формат 60×90/16.  
Усл. печ. л. 25,3 Уч.-изд. л. 23,5  
Тираж 400 экз. Зак. тип. 1217-2009.

---

Отпечатано в ИПК ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»  
607188, г. Саров Нижегородской обл.