



**А. А. Данилин**

# **ИЗМЕРЕНИЯ В ТЕХНИКЕ СВЧ**

Рекомендовано УМО по образованию в области радиотехники,  
электроники, биомедицинской техники и автоматизации  
в качестве учебного пособия для студентов  
высших учебных заведений, обучающихся по направлению  
подготовки дипломированных специалистов «Радиотехника».

Москва, «Радиотехника», 2008

УДК 621.317.7  
Д17  
ББК 32. 842

## Учебное пособие

### Рецензенты:

*В. И. Красюк* – докт. техн. наук, профессор,  
зав. кафедрой антенн и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры  
Санкт-Петербургского государственного университета  
аэрокосмического приборостроения;

*А. С. Черепанов* – докт. техн. наук, профессор,  
зав. кафедрой радиофизики Санкт-Петербургского государственного  
политехнического университета

**Данилин А. А.**

**Д17 Измерения в технике СВЧ: Учеб. пособие для вузов.**– М.:  
Радиотехника, 2008.– 184 с., ил.

**ISBN 978-5-88070-158-2**

Рассмотрены основные методы измерения параметров устройств и сигналов в диапазоне СВЧ, схемы и способы построения современных измерительных приборов СВЧ-диапазона. Дан анализ погрешностей СВЧ-измерений, представлены пути их уменьшения. Приведены основные технические характеристики СВЧ-аппаратуры измерений и особенности ее использования при экспериментальных исследованиях СВЧ-устройств различного назначения.

*Предназначено для студентов вузов, обучающихся по направлению «Радиотехника». Может быть полезно научным и инженерно-техническим работникам радиоэлектронных специальностей.*

**ISBN 978-5-88070-158-2**

УДК 621. 317.7  
ББК 32. 842

© Издательство «Радиотехника», 2008  
© САЙНС-ПРЕСС, оригинал-макет, оформление, 2008

# Оглавление

|  |           |
|--|-----------|
| ПРЕДИСЛОВИЕ .....  | 5         |
| ВВЕДЕНИЕ .....   | 7         |
| <b>ГЛАВА 1. ПАРАМЕТРЫ РАССЕЯНИЯ СВЧ-УСТРОЙСТВ<br/>И МЕТОДЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЯ .....</b>                                  | <b>11</b> |
| 1.1. Волновые матрицы СВЧ-устройств .....  | 11        |
| 1.2. Анализ измерительных схем СВЧ<br>с использованием направленных графов .....                                   | 18        |
| 1.3. Классификация измерителей параметров<br>СВЧ-устройств .....   | 22        |
| <b>ГЛАВА 2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ТРАКТ СВЧ .....</b>  | <b>24</b> |
| 2.1. Назначение и структура измерительного<br>тракта СВЧ .....   | 24        |
| 2.2. Измерительный тракт для определения<br>коэффициентов отражения .....  | 29        |
| 2.3. Измерительный тракт для определения<br>коэффициентов передачи .....   | 33        |
| 2.4. Преобразователи сигналов и СВЧ-узлы,<br>используемые в измерительных трактах .....                            | 36        |
| <b>ГЛАВА 3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ<br/>СВЧ-УСТРОЙСТВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ<br/>НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ .....</b> | <b>45</b> |
| 3.1. Принцип разделения волн .....   | 45        |
| 3.2. Направленные ответвители, применяемые<br>в измерителях параметров рассеяния .....                             | 46        |
| 3.3. Погрешности измерительного тракта и методы<br>его калибровки .....  | 50        |
| 3.4. Измерители КСВН и ослабления<br>(скалярные анализаторы цепей СВЧ) .....                                       | 58        |
| 3.5. Измерители комплексных коэффициентов<br>рассеяния (векторные анализаторы цепей СВЧ) .....                     | 67        |
| 3.6. Автоматизированные вычислительные<br>анализаторы цепей СВЧ .....  | 71        |
| <b>ГЛАВА 4. МЕТОД КАЛИБРУЕМОГО МНОГОПОЛЮСНИКА .....</b>  | <b>81</b> |
| 4.1. Общие принципы метода .....   | 81        |
| 4.2. Метод четырех зондов .....  | 85        |
| 4.3. Широкополосный калибруемый многополюсник .....  | 87        |
| 4.4. Измерение коэффициентов передачи методом<br>калибруемого многополюсника .....                                 | 90        |

---

|  |     |
|--|-----|
| ГЛАВА 5. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ<br>СВЧ-УСТРОЙСТВ НА ОТДЕЛЬНЫХ ЧАСТОТАХ .....                  | 94  |
| 5.1. Измерительная линия .....   | 94  |
| 5.2. Мостовые методы измерений и измерители<br>полных сопротивлений поляризационного<br>типа ..... | 104 |
| 5.3. Измерение ослабления на СВЧ.<br>Измерительные аттенюаторы .....                               | 110 |
| 5.4. Измерение фазовых сдвигов на СВЧ .....  | 118 |
| ГЛАВА 6. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ .....  | 127 |
| 6.1. Общие сведения о генераторах СВЧ .....  | 127 |
| 6.2. Генераторы СВЧ с механической перестройкой<br>частоты .....                                   | 130 |
| 6.3. Генераторы качающейся частоты СВЧ-диапазона .....   | 132 |
| 6.4. СВЧ-синтезаторы и генераторы с цифровым<br>управлением .....                                  | 136 |
| ГЛАВА 7. МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ<br>ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ НА СВЧ .....                           | 141 |
| 7.1. Классификация методов измерения<br>параметров сигналов в диапазоне СВЧ .....                  | 141 |
| 7.2. Измерение мощности на СВЧ .....   | 142 |
| 7.3. Измерение частоты СВЧ-сигналов .....  | 154 |
| 7.4. Анализаторы спектра СВЧ-сигналов .....  | 164 |
| ПРИЛОЖЕНИЯ .....   | 178 |
| 1. Условные обозначения на схемах .....  | 178 |
| 2. Классификация радиоизмерительных приборов<br>согласно ГОСТ .....                                | 180 |
| СОКРАЩЕНИЯ .....   | 182 |
| ЛИТЕРАТУРА .....   | 184 |

# ПРЕДИСЛОВИЕ

---

Бурное развитие высокочастотной радиоэлектроники в настоящее время делает актуальным повышение точности, мобильности и быстродействия экспериментальных средств исследований и разработок СВЧ-устройств. Поэтому изучение современных методов измерений в технике СВЧ является важной задачей подготовки специалиста высшей квалификации.

Измерения в диапазоне СВЧ имеют свои особенности и требуют разработки специфических методов и средств, пригодных для устройств с распределенными параметрами. Опубликованных методических материалов для изучения СВЧ-измерений в настоящее время явно недостаточно. Основную информацию, необходимую инженеру-исследователю, студенты получают из технической документации, прилагаемой к СВЧ-аппаратуре, и из сети Интернет. Учебная литература, посвященная вопросам специфики СВЧ-измерений, современной СВЧ-измерительной технике, в настоящее время практически отсутствует. Выпущенные в последнее время учебники и учебные пособия по радиоизмерениям только частично компенсируют этот пробел, поскольку имеют более широкую тематику.

Предлагаемое учебное пособие отличается более полным рассмотрением вопросов измерения параметров устройств и сигналов в технике СВЧ. Представлены перспективные методы и средства высокочастотных измерений параметров рассеяния СВЧ-устройств. Особое внимание уделено современным автоматизированным анализаторам цепей СВЧ, методам повышения их точности. Подробно рассмотрены вопросы, касающиеся традиционной измерительной техники СВЧ-диапазона, измерительных линий, мостовых и компенсационных схем и пр.

В пособии приводятся сведения о современных измерительных генераторах СВЧ-диапазона и синтезаторах частоты; изложены методики и описаны средства измерения ряда параметров радиосигналов СВЧ-диапазона – мощности, частоты, фазового сдвига; описаны анализаторы спектра последовательного типа и методы исследования спектральных характеристик сигналов СВЧ-диапазона.

В приложениях представлена основная терминология техники СВЧ и общепринятые англоязычные эквиваленты, что может быть по-

лезно при поиске информации в зарубежных источниках. Кроме этого, приводится список основных обозначений элементов и узлов, встречающихся на схемах СВЧ-устройств.

Материал основан на лекционных курсах, читаемых автором в течение ряда лет на факультете радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета ЛЭТИ.

Автор благодарен зав. кафедрой теоретических основ радиотехники СПбГЭТУ ЛЭТИ проф. В.Н. Ушакову за внимание и поддержку, позволившие завершить работу над книгой. Автор выражает глубокую признательность И.О. Филипповой за огромную работу над оформлением рукописи и ряд ценных замечаний по ее содержанию.

# ВВЕДЕНИЕ

---

Технике СВЧ посвящены разделы радиотехники и радиоэлектроники, касающиеся вопросов анализа, синтеза и практической реализации устройств, работающих в диапазоне частот от 300 МГц до 300 ГГц. Основой теоретического и расчетного анализа и проектирования СВЧ-устройств является теория цепей СВЧ. Она основана на матричном аппарате описания внешних параметров устройств, использует метод декомпозиции анализа сложных объектов и компьютерные методы их моделирования. Для расчета параметров базовых блоков декомпозиционных схем привлекаются методы прикладной электродинамики и численные модели систем автоматизированного проектирования (САПР) СВЧ-устройств. При практической реализации ключевую роль играют экспериментальные методы исследования, настройки и контроля характеристик и параметров спроектированных устройств. Измерения используют также в случаях, когда для моделирования отдельных узлов и блоков нет достоверных расчетных данных.

Измерения в технике СВЧ («microwave measurements» – микроволновые измерения) являются частью радиотехнических измерений и предполагают совокупность методов и средств измерения сигналов и устройств в диапазоне СВЧ. При этом под измерениями в технике СВЧ понимают обычно экспериментальное определение параметров и характеристик закрытых, замкнутых объектов и узлов. Измерения параметров антенн СВЧ и измерения в свободном пространстве относят обычно к антенной тематике, поскольку эти измерения имеют свою специфику.

Главной особенностью СВЧ-техники является сопоставимость размеров исследуемых устройств и самой измерительной аппаратуры с длиной волны. В англоязычной литературе для обозначения техники СВЧ используют термин «microwaves» (микроволны), который подчеркивает важность этого обстоятельства. Диапазон СВЧ условно делят на более узкие области дециметровых волн 100...10 см (300 МГц...3 ГГц), сантиметровых волн 10...1 см (3 ГГц ...30 ГГц), миллиметровых волн 10...1 мм (30 ГГц ...300 ГГц). Остальной участок спектра вплоть до оптического диапазона называют субмиллиметровыми волнами. Сопоставимость с длиной волны приводит к тому, что традиционные элементы радиоаппаратуры – соединительные проводники, резонансные контуры, конденсаторы и катушки индуктивности – становятся распределенными системами. Вместо соединительных проводников используют линии пе-

передачи конечной длины, колебательные системы представляют собой объемные резонаторы; сосредоточенные компоненты заменяют различные неоднородности в линиях передачи, расчет которых проводят электродинамическими методами. Соответственно, меняются и измерительные методы и средства, применяемые на СВЧ.

Кроме того, измерения на СВЧ, по сравнению с традиционными радиоизмерениями на более низких частотах, имеют свои особенности.

Значительные проблемы вызывает подключение измерительной аппаратуры к исследуемому устройству, для чего необходимо конструировать элементы подключения измерительных датчиков и преобразователей к соединительным линиям, создавать измерительный тракт. Излучение электромагнитных волн из отверстий и щелей в измерительной аппаратуре приводит к потерям и искажениям сигналов. Требуется тщательное экранирование измерительных элементов и датчиков, что, однако, осложняет введение измерительных элементов в исследуемые объекты. При использовании линий передачи возникает потребность минимизировать отражения волн на соединительных элементах, сгибах и концах линий (обеспечить согласование линий в измерительном тракте). В волноводных линиях передачи существует неоднозначность отсчета напряжений и токов, что требует перехода к мощности как единице измерения уровня сигналов. В технике СВЧ необходимо измерять новые параметры – коэффициент стоячей волны, коэффициент отражения, параметры рассеяния.

Кроме этого, измерениям на СВЧ свойственны ограничения технического порядка, связанные с несовершенством существующей аппаратуры. На СВЧ трудно создать измерительные генераторы достаточной мощности с перестройкой в широком диапазоне частот. Практически отсутствуют измерительные усилители со стабильными метрологическими характеристиками, что приводит к необходимости использовать малые уровни сигналов и сильному влиянию шумов и помех. Ограниченный выбор невзаимных устройств (вентили, циркуляторы), позволяющих разделять волны разных направлений и улучшать согласование трактов. Частотные ограничения традиционных радиоизмерительных приборов – осциллографов, вольтметров, частотомеров и пр. приводят к необходимости создания новых приборов аналогичного назначения на новых принципах работы (скоростные и стробоскопические осциллографы, переносчики частоты и пр.).

Для решения каждой конкретной измерительной задачи в диапазоне СВЧ нередко приходится индивидуально подбирать или заново разрабатывать свою собственную методику, а в ряде случаев и уникальную измерительную аппаратуру. Требуется предварительный теоретический и расчетный анализ измерительной схемы, особенно в случае проведения расчета погрешностей.



Какие виды измерений в диапазоне СВЧ имеют существенные отличия от радиоизмерений на более низких частотах? Это прежде всего измерения различных внешних параметров устройств СВЧ (в первую очередь параметров матрицы рассеяния), исследование высокочастотных резонансных структур СВЧ-диапазона, измерение параметров различных материалов в широком диапазоне частот. Вид и характеристики радиосигналов на СВЧ измеряются более привычными для радиоинженера методами:

исследование формы сигналов СВЧ-диапазона проводят с помощью стробоскопических или (реже) скоростных осциллографов;

анализ спектров в СВЧ-диапазоне осуществляют спектроанализаторами последовательного типа;

измерение частоты СВЧ-сигналов проводят резонансным способом или методом дискретного счета с преобразованием частоты (электронно-счетными частотомерами);

измерение фазового сдвига и фазочастотных характеристик СВЧ-устройств выполняют СВЧ-фазометрами с преобразованием частоты;

измерение значений средней и импульсной мощности СВЧ-сигналов проводят широкополосными ваттметрами с терморезисторными или термоэлектрическими датчиками.

Особую группу представляют собой методы и приборы для измерения параметров шумовых сигналов и шумовых характеристик активных СВЧ-устройств, а также методы измерения напряженности поля и антенных характеристик. В предлагаемом пособии эти вопросы не рассматриваются.

Какие стандартные средства измерения применяют в диапазоне СВЧ? Это радиоизмерительные приборы, имеющие достаточно широкие функциональные возможности. Их разделяют по назначению (видам измерений). Отметим, что отечественные средства радиоизмерений имеют удобную систему классификации по функциональному назначению (см. приложение). За рубежом существуют иные принципы обозначения измерительных приборов. Обычно они предусматривают наименование фирмы-производителя и порядковый номер марки прибора.

Рассмотрим подгруппы радиоизмерительных приборов, применяемых в диапазоне СВЧ.

Подгруппа Р – приборы для измерений параметров цепей с распределенными параметрами – включает

Р1 – измерительные линии;

Р2 – измерители КСВ и ослабления;

Р3 – измерители комплексных коэффициентов отражения и полных сопротивлений нагрузок СВЧ;

Р4 – измерители комплексных параметров матрицы рассеяния – коэффициентов передачи и коэффициентов отражения.

Кроме этого, для измерения комплексных коэффициентов передачи устройств СВЧ применяют комбинированные фазометры вида ФК2, ФК3, которые имеют режимы измерения ослабления и фазового сдвига. Измерения АЧХ в области высоких и сверхвысоких частот производят также приборами группы Х1.

Измерение мощности в СВЧ-диапазоне проводят приборами подгруппы М:

М2 – ваттметры поглощаемой мощности;

М3 – ваттметры проходящей мощности;

М5 – измерительные преобразователи, входящие в состав ваттметров (болومترические или термисторные головки).

В качестве универсального регулятора уровня СВЧ-сигналов используют измерительные аттенюаторы, сведенные в подгруппу Д:

Д2 – фиксированные или дискретные поглощающего типа;

Д3 – поляризационного типа;

Д4 – предельного типа;

Д5 – поглощающие аттенюаторы с плавной регулировкой.

Измерение частоты на СВЧ проводят приборами подгруппы Ч:

Ч2 – резонансные частотомеры (волномеры);

Ч3 – электронно-счетные частотомеры.

Осциллографы, используемые в диапазоне СВЧ, должны иметь широкую рабочую полосу и высокое быстродействие. Этим требованиям удовлетворяют приборы вида С7 – стробоскопические и скоростные осциллографы. Отметим, что современные универсальные осциллографы (аналоговые – вид С1 и цифровые – вид С9) имеют достаточно высокое быстродействие и применяются в нижней части СВЧ-диапазона. Анализаторы спектра СВЧ-сигналов отнесены к виду С4. Источниками тестовых радиосигналов в диапазоне СВЧ являются измерительные генераторы ВЧ и СВЧ – вид Г4.

Настоящее учебное пособие посвящено в основном стандартным методам и средствам измерений на СВЧ. Главное внимание уделено современным методам измерения параметров СВЧ-устройств, современным автоматизированным анализаторам цепей СВЧ, принципам их работы и особенностям использования.

Пособие предназначено для студентов с достаточной теоретической и практической подготовкой по математике, физике и теоретической электротехнике в рамках стандарта специальности «Радиотехника», может быть использовано при изучении курсов «Метрология и радиоизмерения», «Электромагнитные поля и волны», «Устройства СВЧ и антенны», а также ряда специальных курсов профильной подготовки радиоинженеров, бакалавров и магистров по направлению «Радиотехника».

# ГЛАВА 1

## ПАРАМЕТРЫ РАССЕЯНИЯ СВЧ-УСТРОЙСТВ И МЕТОДЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЯ

---

### 1.1. Волновые матрицы СВЧ-устройств

Общепринятым подходом к теоретическому и экспериментальному исследованию сложных устройств является их разбиение (декомпозиция) на более простые блоки и элементы. Глубину декомпозиции (степень разбиения) задают, исходя из возможности относительного простого определения параметров блоков. Применяют как теоретические расчетные методы (теории цепей, электродинамический анализ, численное моделирование), так и экспериментальные. Тогда характеристики всего сложного устройства рассчитывают методами теории цепей с использованием алгоритмов объединения блоков (например, методом направленных графов, описанном в этой главе).

В технике СВЧ-устройство разбивается на блоки, соединенные между собой отрезками однородных линий передачи (коаксиальных, волноводных и пр.). Вместо токов и напряжений (как в традиционной теории электрических цепей) вводят понятие волн напряжений и токов, отношение которых равно волновому сопротивлению линии передачи  $Z_0$ .

Взаимодействие между блоками осуществляется двумя волнами. По отношению к исследуемому блоку их называют падающей (поступающей на блок) и отраженной (распространяющейся от блока) волнами. Эти волны имеют одинаковую структуру поля, гармонический закон изменения во времени и отличаются только комплексными амплитудами и направлением распространения. Нормировку амплитуд волн выбирают так, чтобы мощности волн определялись соотношениями

$$P_{\text{пад}} = \frac{1}{2}|a|^2, \quad P_{\text{отр}} = \frac{1}{2}|b|^2,$$

где  $a$  – комплексная амплитуда падающей волны,  $b$  – отраженной. Это устраняет неоднозначность при использовании различных типов линий передачи на входах устройства. Размерность амплитуды волны в этом случае есть  $[V/\sqrt{\text{Ом}}]$ , что следует из уравнения для мощности волны

$$P = \frac{1}{2Z_0} \operatorname{Re}(UU^*) = \frac{|a|^2}{2}.$$

Таким образом, для нормировки амплитуды волны требуется знать волновое сопротивление линии передачи. Последнее определяется при электродинамическом анализе линии передачи и зависит от геометрии поперечного сечения и параметров материала заполнения линии.

Известно, что для линий с поперечными типами волн ( $T$ -волны) этот параметр определяют электродинамическим расчетом разности потенциалов между проводниками и полного тока по одному из них. Результат не зависит от выбора точек отсчета потенциалов и контура определения полного тока, а мощность волны равна произведению напряжения и тока, что согласуется с теорией цепей. Более сложная ситуация в случае волноводных линий передачи с  $H$ - и  $E$ -волнами, имеющими продольные составляющие магнитного и электрического полей. Здесь величина волнового сопротивления волновода зависит от заранее выбранного способа задания напряжения и тока. Так, для прямоугольного волновода размером  $a \times b$  с основной волной  $TE_{10}$  волновое сопротивление часто вводят как отношение разности потенциалов между широкими стенками волновода в его центре к полному продольному току в одной из широких стенок. Электродинамический анализ тогда дает следующее расчетное выражение для волнового сопротивления:

$$Z_0 = \frac{\pi b}{2a} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{\Lambda}{\lambda},$$

где  $\Lambda$  и  $\lambda$  – длины волны в волноводе и в свободном пространстве соответственно.

Однако мощность волны, передаваемая по волноводу, не равна произведению выбранных таким образом напряжения и тока. Поэтому используют и другие определения, согласно которым волновое сопротивление волновода вводят через напряжение и мощность волны или ток и мощность волны. Все эти определения отличаются друг от друга постоянным множителем. На практике выбор того или иного способа задания волнового сопротивления не имеет большого значения. Важно, чтобы способ был бы одинаковым для всего исследуемого устройства.

Другим важным параметром соединительного отрезка линии передачи является ее электрическая длина  $\theta$ , которая равна фазовому набегу волны в этом отрезке. Она пропорциональна физической длине  $L$  и определяется постоянной распространения волны (продольным волновым числом)  $k_z$ :

$$\theta = k_z L = \frac{2\pi}{\Lambda} L,$$

где  $\Lambda$  – длина волны в линии передачи. Для волноводных линий постоянная распространения зависит от частоты, а длина волны в линии не равна длине волны в свободном пространстве. Соответственно, электрическая длина будет зависеть от частоты нелинейно.

Отрезки линий подключаются к блокам через входы (порты). Под входом блока понимают выделенную плоскость элемента связи блока и линии, имеющее заданный тип волны и поперечное сечение линии передачи. В классической теории цепей каждому входу и выходу блока приписывают пару полюсов, а его самого называют многополюсником. В технике СВЧ полюсы выделить в явном виде обычно не представляется возможным, но традиционно название «многополюсник» сохраняют. Иногда используют наименование «(2- $N$ )-полюсник» для обозначения блока, содержащего  $N$  входов и соединенного с  $N$  линиями передачи. В литературе используют и более точное обозначение – многопортовое или многовходовое устройство – по количеству входов или портов, участвующих в соединениях блоков. На практике большинство блоков являются устройствами с одним входом и одним выходом, т.е. являются четырехполюсниками. Блок с одним входом (двухполюсник) называют СВЧ-нагрузкой.

Свойства линейных и квазилинейных СВЧ-устройств чаще всего описывают в терминах волновых матриц рассеяния. Их используют как для описания декомпозиционных блоков, так и для общих параметров устройства. Волновые матрицы передачи имеют более частное применение и используются, в основном, для описания каскадно-включенных четырехполюсников.

Матрица рассеяния связывает комплексные амплитуды падающих и отраженных (рассеянных) волн напряжения на входах устройства. Таким образом, матричное описание определяет внешние характеристики устройств. Особенности внутренней структуры, электродинамические свойства его компонентов здесь остаются скрытыми. На рис 1.1 представлен пример декомпозиционной схемы сложного СВЧ-устройства. Оно включает в себя несколько многополюсников, генератор сигнала и СВЧ-нагрузки (двухполюсники).

Падающая от генератора волна  $a_1$  порождает отраженные (рассеянные) волны

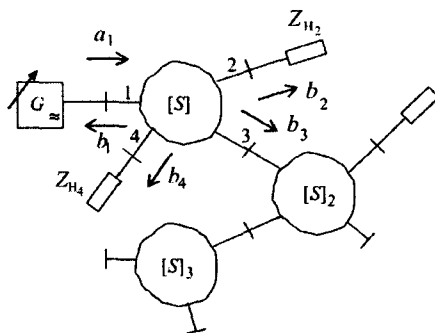


Рис. 1.1. Схема исследуемого устройства в виде СВЧ-многополюсника

$b_1, \dots, b_n$  от блока 1. Эти волны в свою очередь попадают на нагрузки  $Z_{н2}$ ,  $Z_{н4}$  и блок 2. Последний соединен с другими блоками устройства. Свойства отдельных блоков измеряют, а общую матрицу рассеяния всего устройства получают методами цепей СВЧ. В волновом представлении сигналов различие входа и выхода устройства теряет смысл. Поэтому в волновых методах описания СВЧ-устройств часто используется понятия «порт» или «плечо», которые могут быть и входом и выходом в зависимости от подключения генератора и нагрузки.

Матрица рассеяния многополюсника СВЧ связывает столбцы комплексных амплитуд падающих  $[a]$  и отраженных  $[b]$  волн на его входах  $[b]=[S][a]$ . Наиболее часто в измерительной практике приходится иметь дело с устройствами, имеющими два входа (четырёхполюсниками). Матрица такого узла имеет размерность  $2 \times 2$ . На рис. 1.2 показаны падающие и отраженные волн на входах такого устройства, а также графическое представление их связи в виде направленного графа.

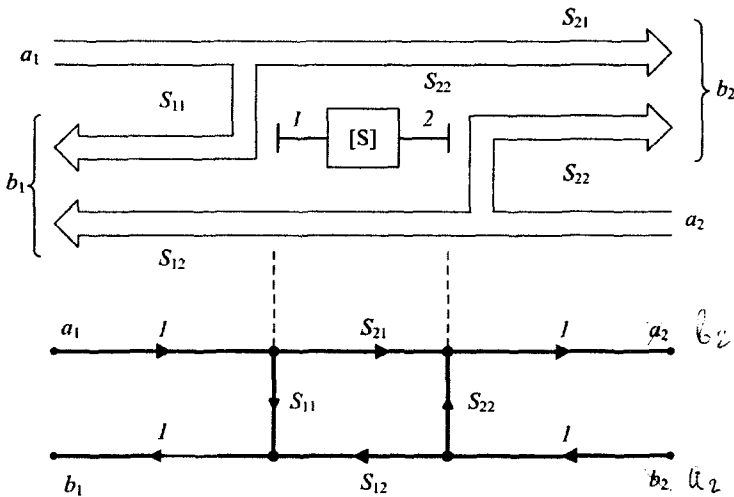


Рис. 1.2. Обозначения падающих и отраженных волн на входах СВЧ-устройства

Амплитуды волн на входах связаны между собой системой линейных уравнений

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2. \end{cases}$$

Отсюда виден физический смысл элементов матрицы рассеяния. При отсутствии волн, падающих на вход 2 ( $a_2=0$ ), коэффициент  $S_{11}$  является коэффициентом отражения устройства по входу 1, а коэффициент  $S_{21}$  являет-

ся коэффициентом передачи волны из плеча 1 в плечо 2. Аналогичный смысл имеют и коэффициенты  $S_{22}$ ,  $S_{12}$  для входа 2 – это коэффициент отражения по входу 2 и коэффициент передачи из плеча 2 в плечо 1.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2 = 0}, \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1 = 0},$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2 = 0}, \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1 = 0}.$$

Для измерения этих параметров необходимо определить отношение комплексных амплитуд отраженных (проходящих) и падающих волн при отсутствии переотражений в подводящих линиях, т.е. для измерения  $S_{11}$  и  $S_{21}$  надо установить согласованную нагрузку на вход 2, чтобы обеспечить  $a_2 = 0$  и подать сигнал падающей волны  $a_1$  на вход 1 от согласованного генератора. Для измерения  $S_{22}$  и  $S_{12}$  надо согласованную нагрузку подключить на вход 1, а согласованный генератор – на вход 2.

Приведенные соображения можно распространить и на СВЧ-многополюсники с большим количеством входов. Диагональные элементы матрицы рассеяния представляют собой коэффициенты отражения на соответствующих входах, недиагональные – коэффициенты передачи между входами. Все эти параметры измеряются как отношение комплексных амплитуд соответствующих волн при согласовании всех подводящих линий передачи.

Отметим, что, как правило, измерить амплитуды волн на входах устройства не удастся. Сложно разместить измерительные приборы в непосредственной близости от входов устройства. Поэтому измерение амплитуд волн проводят на некоторых расстояниях от входов. На рис. 1.3 представлена измерительная схема для матрицы рассеяния четырехполосника СВЧ.

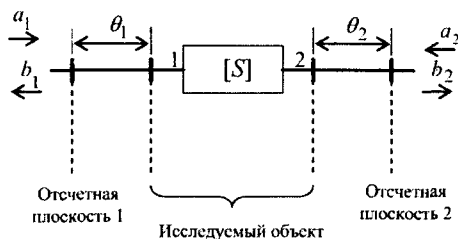


Рис. 1.3. Схема расположения отсчетных плоскостей при измерениях амплитуд волн

Сечения линий, где проводятся измерения, называют **отсчетными** (референсными) **плоскостями**; выбор их определяет дополнительные фазовые набеги  $\theta_i = k_i L_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , где  $k_i$  – постоянная распростра-

нения волны в  $i$ -й линии передачи;  $L_i$  – расстояние от отсчетной плоскости до  $i$ -го входа устройства. Эти фазовые набег являются электрическими длинами соответствующих отрезков линий. Связь между матрицей устройства и измеренной матрицей устанавливается следующим образом: диагональные коэффициенты  $S_{ii}$ , измеренные на расстоянии  $L_i$  от входа, надо домножить на фазовый коэффициент  $\exp(i2\theta_i)$ , недиагональные коэффициенты  $S_{ij}$  – на  $\exp(i(\theta_i + \theta_j))$ . Модули коэффициентов рассеяния при этом не меняются. В результате получаем волновые параметры устройства, отнесенные к точкам их входов.

Рассмотрим свойства матриц рассеяния, позволяющие сократить количество измерений и упростить их методику. Например, для четырехполюсника в общем случае надо определить 8 вещественных чисел – 4 модуля и 4 фазы для двух коэффициентов отражения и двух коэффициентов передачи. В случае взаимных устройств коэффициенты передачи равны  $S_{12} = S_{21}$  и число измеряемых параметров сокращается до 6. Для симметричных устройств (с явно выраженной симметрией конструкции относительно центральной оси) измеряют только 4 числа; для симметричных конструкций коэффициенты отражения равны  $S_{11} = S_{22}$ .

Для устройств без потерь (реактивные цепи) матрица рассеяния представляет собой эрмитово-сопряженную матрицу, которая удовлетворяет следующему соотношению

$$[S^t]^* [S] = [E],$$

где  $t$  – значок транспонирования;  $*$  – символ комплексного сопряжения, а  $[E]$  – единичная матрица. Это свойство позволяет записать следующие соотношения:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1, \quad |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 = 1, \quad S_{12}S_{21}^* = 0, \quad S_{21}S_{12}^* = 0$$

и

$$\arg(S_{21}) = \frac{1}{2}(\arg(S_{11}) + \arg(S_{22}) - \pi).$$

Свойство реактивности позволяет сократить число измеряемых параметров до трех:  $|S_{11}|$ ,  $\arg(S_{11})$ ,  $\arg(S_{21})$ . Аналогичные упрощения могут быть использованы и для многополюсных устройств. Свойство взаимности записывается как равенство матрицы рассеяния и транспонированной  $[S] = [S]^t$  (или  $S_{ij} = S_{ji}$ ). Это равенство сокращает число измеряемых параметров для  $N$ -входного устройства до  $\frac{(N-1)N}{2}$ . Для

$N$ -входного устройства без потерь свойство эрмитового сопряжения матрицы дает связь модулей



$$\sum_{n=1}^N |S_{ni}|^2 = 1, i=1, \dots, N$$

и аргументов

$$\sum_{n=1}^N S_{ni} S_{nj}^* = 0, i=1, \dots, N; j=1, \dots, N; i \neq j.$$

Эти условия сокращают число независимых коэффициентов матрицы до  $\frac{(N+1)N}{2}$ .

Для характеристики свойств СВЧ-устройств используют **рабочие параметры**, связанные с параметрами рассеяния. Двухполюсное устройство – СВЧ нагрузка – описывается комплексным коэффициентом отражения  $\rho_n$ , равным параметру  $S_{11}$  (единственному элементу в матрице рассеяния). Для СВЧ-нагрузок часто используют эквивалентное нормированное сопротивление  $Z_n$  (или проводимость  $Y_n$ ) нагрузки, которые связаны с коэффициентом отражения соотношением

$$Z_n = \frac{1}{Y_n} = \frac{1 + \rho_n}{1 - \rho_n}.$$

Этот параметр является в общем случае комплексным, поэтому его называют **полным сопротивлением** (проводимостью) **нагрузки**. В практических измерениях такой пересчет часто делают с помощью круговой диаграммы полных сопротивлений.

Широко используют другой рабочий параметр нагрузки, называемый **коэффициентом стоячей волны** (КСВ или КСВН – коэффициент стоячей волны напряжения). Применяют и обратную ему величину – **коэффициент бегущей волны** (КБВ). Эти параметры характеризуют качество согласования нагрузки; они связаны с модулем коэффициента отражения простым соотношением:

$$\text{КСВН} = \frac{1}{\text{КБВ}} = \frac{1 + |\rho_n|}{1 - |\rho_n|}.$$

Иногда используют логарифмический масштаб КСВН и модуля коэффициента отражения:

$$\text{КСВН, дБ} = 20 \lg(\text{КСВН}), \rho_n, \text{ дБ} = -20 \lg(|\rho_n|).$$

При этом КСВН и коэффициент отражения меняются от 0 до  $\infty$  дБ.

Для расчета передачи мощности через устройство с входа  $i$  на вход  $j$  широко используют **ослабление** – логарифмический параметр, связанный с модулем коэффициента передачи

$$A, \text{ дБ} = 10 \lg \left( \frac{P_{\text{пад}i}}{P_{\text{пр}j}} \right) = -20 \lg (|S_{ji}|).$$

Для активных усилительных устройств используют коэффициент усиления по мощности, который определяется обратным отношением мощностей и равен

$$K_p, \text{ дБ} = 10 \lg \left( \frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{пад}}} \right) = -A, \text{ дБ}.$$

В заключение отметим преимущества волнового описания СВЧ-устройств по сравнению с классическими матрицами сопротивлений и проводимостей, упрощающие их измерение:

параметры рассеяния имеют ясный физический смысл и для измерений требуют только определения отношения волн;

S-параметры измеряются при установке на входы согласованной нагрузки, что достаточно просто реализовать;

параметры измеряются в линиях передачи на некотором расстоянии от входов устройства, но модули параметров рассеяния при сдвиге отсчетных плоскостей остаются постоянными. Меняются только аргументы;

при смене направления распространения сигнала в матрице рассеяния устройства меняются только индексы, а величины и знаки коэффициентов остаются неизменными. Это устраняет неоднозначность выбора «входа» и «выхода» устройства – они не связаны с заданным заранее направлением передачи;

анализ схем СВЧ может быть осуществлен методом направленных графов, хорошо приспособленным именно к волновым матрицам.

К недостаткам волновых методов описания следует отнести сложность выделения сигналов падающих и отраженных волн в подводящих линиях передач.

## 1.2. Анализ измерительных схем СВЧ с использованием направленных графов

Матричный метод анализа СВЧ-устройств позволяет по полученным параметрам рассеяния отдельных блоков рассчитать матрицу всего устройства. Наиболее просто это можно сделать с использованием **метода направленных графов**. Этот метод позволяет наглядно представить структурную схему декомпозиции исследуемого узла и измерительной схемы. Кроме этого, с помощью направленных графов удобно осуществлять обратную операцию – объединение отдельных узлов в единое СВЧ-устройство и расчет его параметров.

**Направленный (ориентированный) граф** – это топологическое изображение зависимости между амплитудами волн на входах СВЧ-узлов и элементов. Он имеет вид цепи, узлы которой соответствуют падающим и отраженным волнам (см. рис. 1.2). Связь между амплитудами отражается ветвями, соединяющими эти узлы – в нашем случае это элементы матрицы рассеяния (коэффициенты передачи и отражения). Узлы могут быть источниками – из них ветви могут только исходить, и стоками – к ним ветви могут только подходить. Для СВЧ-цепей источником является идеальный генератор мощности, стоком – согласованная нагрузка. Узлы графа характеризуются их узловыми сигналами, ветви – коэффициентом передачи и направлением. Узловой сигнал узла, не являющегося источником, определяется только подходящими к нему ветвями. Сигнал, передаваемый ветвью в узел, к которому эта ветвь подходит, равен произведению сигнала исходящего узла на ее коэффициент передачи.

Направленный граф измерительной схемы, состоящей из генератора, исследуемого устройства и нагрузки, имеющей в общем случае ненулевой коэффициент отражения, представлен на рис. 1.4. Здесь идеальный генератор является источником падающей волны  $a_r = a_1$ . Одновременно генератор является согласованной нагрузкой (стоком) для волны  $b_1$ , отраженной от входа 1, а нагрузка – стоком в случае полного согласования ( $\rho_n = 0$ ). В противном

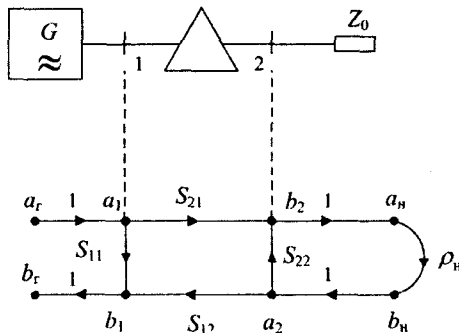


Рис. 1.4. Направленный граф простейшей измерительной схемы

случае возникает отраженная волна  $b_n$ , которая одновременно представляет собой падающую волну  $a_2$  входа 2.

Изображение отношений амплитуд волн с помощью направленного графа очень удобно. Сложному устройству СВЧ соответствует граф, получаемый в результате непосредственного объединения графов входящих в него узлов (подграфов). Если отраженная или проходящая волна одного подграфа является падающей волной другого, то эти узлы можно просто совместить. Полный граф позволяет достаточно просто решить задачу объединения матриц рассеяния отдельных блоков в общую матрицу СВЧ-устройства. Она представляет собой алгоритм исключения промежуточных переменных, причем результатом являются аналитические выражения для параметров рассеяния общей матрицы устройства.

Рассмотрим, как это делается с помощью **правила некасающегося контура**. Путь в теории направленных графов – совокупность ветвей, проходящих в одном направлении, и которая не касается ни одного из узлов более одного раза. Значением пути (передача пути) является произведение передач входящих в него ветвей. В нашем случае это произведение параметров рассеяния. Например, на рис. 1.4. путем является совокупность ветвей от узла  $a_r$  до узла  $b_r$   $(1 - S_{21} - \rho_n - S_{12} - 1)$ . **Контур** – замкнутый путь, т.е. путь, у которого начальный и конечный узлы совпадают. Например, на рис.1.4 контур всего один  $-(S_{22} - \rho_n)$ . В терминах направленных графов такой контур называют контуром 1 порядка. Контуром 2-го порядка называют совокупность двух контуров 1-го порядка, у которых нет общих узлов. Передача контура второго порядка равна произведению передач контуров, входящих в него. Аналогично определяются контуры более высоких порядков: контур  $n$ -го порядка есть совокупность  $n$  контуров первого порядка, не имеющих общих узлов. Передача контура  $n$ -го порядка равна произведению всех передач контуров, в него входящих. Контуры обозначают  $L^{(n)}$ , в скобках указывается порядок контура.

Общая матрица рассеяния определяется отношением амплитуд волн на входах устройства. Например, общий коэффициент отражения устройства рис. 1.4 равен  $\hat{S}_{11} = b_1/a_1$ , коэффициент передачи в нагрузку  $-\hat{S}_{21} = a_n/a_r$ , скобка сверху означает, что коэффициент относится к устройству в целом. На графе это соответствует отношению сигнала зависимого узла к сигналу источника. Для определения отношения амплитуд  $b/a$  правилом некасающегося контура необходимо выполнить следующие действия:

отыскать на графе все пути  $P_i$  от источника к зависимому узлу и определить их передачи;

отыскать все контуры первого  $L^{(1)}$ , второго  $L^{(2)}$  и более высших порядков и определить их передачи;

записать окончательное выражение для искомого параметра в виде «правила некасающегося контура»:

$$S_{ba} = \frac{\sum_i \left\{ P_i \left[ 1 + \sum_n (-1)^n \sum_{j,r} L_{j,r}^{(n)} \right] \right\}}{1 + \sum_n (-1)^n \sum_j L_j^{(n)}}, \quad (1.1)$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots$  – порядки возможных контуров;  $j$  – порядковый номер найденного контура  $L_j^{(n)}$ ;  $i$  – порядковый номер найденного пути от узла  $a$  к узлу  $b$ . В знаменателе суммирование происходит по всем найденным контурам, причем передачи контуров с нечетным порядком вычи-

таются, а с четным – складываются. В числителе суммирование производится аналогично для каждого пути, но учитываются только те контуры, которые не имеют с путем общих узлов (не касаются пути). Это отмечено индексом  $r$  в обозначении контура.

Выражение (1.1) выглядит несколько громоздко, но пользоваться им довольно просто. Проиллюстрируем это на примере каскадного соединения четырехполюсников (рис. 1.5), где общая матрица устройства может быть рассчитана перемножением матриц передачи отдельных узлов, однако эта операция довольно сложна и обычно реализуется численно. Правило некасающегося контура позволяет сразу записать аналитические выражения для общей матрицы рассеяния.

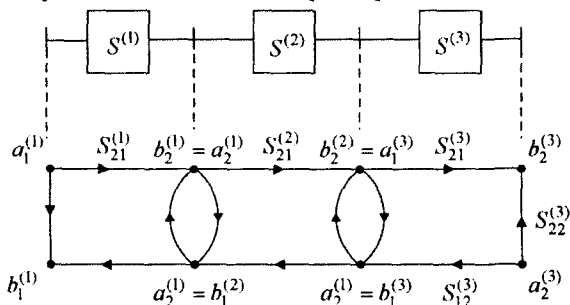


Рис. 1.5. Каскадное соединение СВЧ-узлов и его направленный граф

Итак, найдем общий коэффициент передачи как  $\hat{S}_{21} = \frac{b_2^{(3)}}{a_1^{(1)}}$ . Путь между зависимым узлом  $b_2^{(3)}$  и источником  $a_1^{(1)}$  всего один –  $P_1 = S_{21}^{(1)} S_{21}^{(2)} S_{21}^{(3)}$ . Контуров первого порядка – три: ( $L_1^{(1)} = S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)}$ ,  $L_2^{(1)} = S_{22}^{(2)} S_{11}^{(3)}$  и  $L_3^{(1)} = S_{22}^{(1)} S_{21}^{(2)} S_{12}^{(2)} S_{11}^{(3)}$ ). Контур второго порядка всего один –  $L_1^{(2)} = S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} S_{22}^{(2)} S_{11}^{(3)}$ . Из (1.1) получаем коэффициент передачи  $\hat{S}_{21} = \frac{b_2^{(3)}}{a_1^{(1)}} = \frac{S_{21}^{(1)} S_{21}^{(2)} S_{21}^{(3)}}{D}$ , где обозначен знаменатель уравнения  $D = 1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} - S_{22}^{(2)} S_{11}^{(3)} - S_{22}^{(1)} S_{21}^{(2)} S_{12}^{(2)} S_{11}^{(3)} + S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} S_{22}^{(2)} S_{11}^{(3)}$ .

Знаменатель является определителем системы – он общий для всех коэффициентов рассеяния.

Для коэффициента отражения  $\hat{S}_{11} = \frac{b_1^{(1)}}{a_1^{(1)}}$  путей три –  $P_1 = S_{11}^{(1)}$ ,  $P_2 = S_{21}^{(1)} S_{11}^{(2)} S_{12}^{(2)}$  и  $P_3 = S_{21}^{(1)} S_{21}^{(2)} S_{11}^{(3)} S_{12}^{(2)} S_{12}^{(1)}$ . Поставляя их в (1.1) и учитывая

в числителе только некасающиеся контуры, получаем

$$\hat{S}_{11} = \frac{b_1^{(1)}}{a_1^{(1)}} = S_{11}^{(1)} + \frac{S_{21}^{(1)} S_{11}^{(2)} S_{12}^{(1)} (1 - S_{22}^{(2)} S_{11}^{(3)}) + S_{21}^{(1)} S_{21}^{(2)} S_{11}^{(3)} S_{12}^{(2)} S_{12}^{(1)}}{D}$$

Уравнения для оставшихся параметров по второму входу определяются аналогично.

Отметим особенности получаемых уравнений для измерительных схем СВЧ. В них контурами высших порядков часто можно пренебречь, поскольку их передачи включают произведение нескольких коэффициентов отражения. Для измерительных схем, содержащих отрезки линий передачи, разъемы, измерительные преобразователи, они, как правило, имеют малые величины. Поэтому расчетные соотношения можно упростить, пренебрегая контурами высших порядков, а в ряде случаев допустимо ограничиться только контурами первого порядка.

### 1.3. Классификация измерителей параметров СВЧ-устройств

В измерительной СВЧ-технике наиболее широко представлены методы и приборы для определения параметров рассеяния. Они решают задачи измерения частотных характеристик параметров рассеяния нагрузок и многополосных устройств СВЧ. Обычно такие приборы являются многофункциональными анализаторами цепей СВЧ (NA – Network Analyzers).

Они делятся на две группы – скалярные и векторные анализаторы. Первые имеют более простую структуру, дешевы, но измеряют только модули коэффициентов рассеяния. По ГОСТ они отнесены к виду Р2 – измерители КСВН и ослабления. Вторая группа – векторные анализаторы или измерители S-параметров – измеряют также и аргументы соответствующих коэффициентов. Согласно ГОСТ, это Р4 – измерители комплексных коэффициентов передачи. Векторные анализаторы позволяют получить полную информацию о матрице рассеяния, но более дороги и сложны в эксплуатации.

Все анализаторы цепей СВЧ можно разделить на одночастотные и панорамные. Первые позволяют получить результаты на сетке фиксированных частот (измерения «по точкам»). Это приборы с ручной перестройкой частоты и индикацией результатов на стрелочном или цифровом табло. Так работают комбинированные фазометры СВЧ-диапазона (например, ФК2-18), в которых предусмотрена возможность измерения модуля и фазы коэффициента передачи. Часто такие приборы требуют внешнего перестраиваемого генератора СВЧ.

Современные анализаторы цепей строят так, чтобы измерения выполнялись с плавной перестройкой по частоте и одновременной индикацией частотных характеристик на осциллографическом индикаторе

или дисплее. Такие приборы принято называть **панорамными**. Они содержат в своем составе автоматически перестраиваемый генератор СВЧ, измеритель и осциллографический индикатор и являются, по сути, измерительной установкой. Панорамные приборы позволяют автоматизировать процесс измерения частотных характеристик, сводя количество ручных операций к минимуму.

Все **анализаторы цепей СВЧ** можно разделить также и по типу **обработки результатов**. Это аналоговые, цифровые и вычислительные приборы. В **аналоговых приборах** (более простых и дешевых) обработка сигналов ведется аналоговыми блоками с выводом на осциллографический индикатор. Калибровка осуществляют только по модулю и по фазе в одной частотной точке. Она позволяет скомпенсировать погрешности установки уровня входного сигнала и разность фазовых набегов в опорном и измерительном каналах прибора. **Цифровые анализаторы** предполагают аналогово-цифровое преобразование измерительных сигналов и цифровую обработку информации с выводом результатов на цифровой дисплей. В **вычислительных анализаторах** используют микропроцессорные или компьютерные средства обработки цифровой информации. Калибровку проводят в каждой частотной точке диапазона по более сложным алгоритмам, позволяющим скомпенсировать различные погрешности измерительного тракта. Такие анализаторы являются вычислительными микропроцессорными приборами с расширенными возможностями обработки сигналов. Их называют **автоматизированными анализаторами цепей СВЧ** (ANA – Automatic Network Analyzers).

Основным принципом действия, используемым в анализаторах цепей СВЧ, является **метод разделения волн**, основанный на выделении сигналов каждой из волн, присутствующих в измерительном тракте.

---

## ВЫВОДЫ

Основной способ описания СВЧ-устройств – аппарат волновых матриц рассеяния. Измерение их параметров – это измерение отношений комплексных амплитуд волн на входах устройства. При этом требуется согласование всех подводящих линий передачи. В общем случае  $N$ -входного устройства требуется измерять  $N \times N$  параметров рассеяния. Для взаимных, пассивных и симметричных устройств число измеряемых параметров может быть меньше.

Для наглядного представления сложных СВЧ-схем, состоящих из отдельных блоков, применяют метод направленных графов. Он в случае измерительных схем позволяет наиболее просто получить общие параметры устройства по измеренным матрицам рассеяния входящих в него узлов.

# ГЛАВА 2

## ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ТРАКТ СВЧ

---

### 2.1. Назначение и структура измерительного тракта СВЧ

Особенности СВЧ-измерений предполагают, что подключение измерительных средств к исследуемому объекту – самостоятельная и достаточно сложная задача. Нельзя, как в случае низких частот, подключать приборы непосредственно к СВЧ-схеме соединительными проводами из-за их сильного влияния на режим работы устройства. Использование выносных измерительных преобразователей (пробников) с большим входным сопротивлением для подключения в СВЧ-схему возможно лишь на относительно низких частотах (сотни МГц). Связь между СВЧ-устройством и измерительными компонентами осуществляют линиями передачи. Для этого используют дополнительные отрезки линий, переходы с одного типа линий на другие, согласующие элементы и пр. Аналогичным образом подключают источники эталонных сигналов (измерительные генераторы) и СВЧ-нагрузки. В результате формируется **измерительный тракт СВЧ** – совокупность средств измерений и соединительных линий передачи, с помощью которых сигналы направляются к объекту измерения, регулируются по амплитуде и фазе и отводятся от устройства на измерительные приборы.

Измерительный тракт создается, как правило, только для проведения измерений. Поэтому необходимо обеспечить взаимозаменяемость отдельных его элементов и возможность монтажа и демонтажа в процессе измерений. Это достигается стандартизацией присоединительных размеров линий и конструкций соединителей (разъемов), допускающих многократную состыковку и расстыковку без существенного изменения параметров контактных узлов. Для повышения надежности соединители покрывают серебром или его сплавами, а в особо ответственных случаях – золотом.

Измерительный тракт различают по типу линии передачи. Нашли применение коаксиальный и волноводный измерительные тракты. Плосковые линии передачи в измерительных трактах практически не используют из-за сложности создания надежных соединителей.

В **коаксиальном измерительном тракте** используется волна основного  $T$ -типа. Она имеет только поперечные составляющие электри-



ческого и магнитного поля. Напряжение и ток бегущей волны в такой линии определяются однозначно, а их отношение называют волновым сопротивлением коаксиальной линии  $Z_0$ . Его вводят как отношение напряжения к току бегущей волны. Оно зависит от соотношения диаметров внешнего  $D$  и внутреннего  $d$  проводников, а также от диэлектрической проницаемости заполнения линии  $\varepsilon$ :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \left( \frac{D}{d} \right), \text{ Ом.}$$

Измерительные коаксиальные тракты имеют, как правило, стандартное волновое сопротивление 50 или 75 Ом. Линии с другим волновым сопротивлением в средствах измерений применяются редко. В качестве линий передачи в измерительных трактах используются отрезки гибких стандартных коаксиальных кабелей. Тип кабеля выбирается, исходя из частотного диапазона измерений, допустимого уровня потерь и максимальной мощности. Как известно, частотный диапазон коаксиальной линии ограничен только сверху появлением паразитных высших типов волн, критическая частота которых для аксиально-неоднородных колебаний связана с длиной периметра внешнего проводника коаксиала. Для волны  $H_{11}$  критическая частота с достаточной точностью определяется выражением

$$f_{\text{кр}} = \frac{190,8}{\sqrt{\varepsilon}(D+d)}, \text{ ГГц,}$$

где  $D$  и  $d$  – (внешний и внутренний диаметры линии) выражены в миллиметрах.

Чем меньше диаметр кабеля  $D$ , тем шире рабочий диапазон одномодового режима. Однако для тонких кабелей возрастает погонное затухание и снижается допустимая мощность. Поэтому выбор типа коаксиальной линии для конкретной измерительной задачи – всегда компромисс. В табл. 2.1 приведены соотношения между размерами и критической частотой первого паразитного типа волн для воздушного заполнения ( $\varepsilon = 1$ ) стандартных коаксиальных линий.

**Таблица 2.1. Частотные ограничения для коаксиальных кабелей**

| Диаметры $D/d$ , мм                   | 2,95/1,27 | 3,5/1,52 | 4,6/1,37 | 7,25/3,0 | 16/7 |
|---------------------------------------|-----------|----------|----------|----------|------|
| Критическая частота, ГГц              | 35        | 38       | 31       | 19,4     | 6    |
| Рекомендуемый частотный диапазон, ГГц | 40        | 34       | 29       | 18       | 4,9  |

Достоинства коаксиальных измерительных трактов – широкополосность, малые габариты, отсутствие паразитного излучения. К недостаткам относят сравнительно большое затухание и сложность конструкции. Отечественные коаксиальные кабели маркируют по ГОСТ 11326.0-78 в виде РК ХХ-Х-ХХ, где две первые буквы – сокращенно «радиочастотный коаксиальный», далее указывается волновое сопротивление (50 или 75). Через дефис приводят внешний диаметр по изоляции в мм, затем через дефис первой цифрой кодируется тип изоляции (например, 1 – полиэтилен, 2 – фторопласт), а второй – порядковый номер разработки. Например, РК 50-7-11 – коаксиальный кабель, 50 Ом, диаметр 7 мм с полиэтиленовой изоляцией.

Для стыковки элементов тракта, подключения измерительных устройств и объекта измерений применяют стандартные виды соединителей (разъемов), согласованных с выбранным размером кабеля. Обычно измерительные тракты различают по видам разъемов. Конструкция и размеры их определяются параметрами соединяемых линий. Коаксиальный разъем состоит из двух частей (вилка и розетка), каждая из которых содержит два цилиндрических контакта. Различают **кабельные разъемы**, предназначенные для соединения двух кабелей, и **приборно-кабельные разъемы**. Последние имеют элементы крепления к панели устройства или прибора.

По способу соединения частей различают резьбовые, байонетные и врубные разъемы. У **резьбового разъема** соединение и фиксация частей осуществляется с помощью резьбовой накидной гайки. **Байонетные разъемы** используют скольжение выступов первой части по винтовой линии пазов второй части. **Врубные разъемы** применяют для временных соединений; вилка вставляется в розетку без фиксации положения.

Согласно ГОСТ, каждому соединителю присваивается условное обозначение, состоящее из букв СР («соединитель радиочастотный») и величины волнового сопротивления. Далее через дефис указывается номер разъема. Последняя буква обозначает тип изоляционного материала (П – полиэтилен, Ф – фторопласт, С – полистирол, К – керамика). Принято разъемам байонетного типа давать номера с 1 по 100, с резьбовым соединением – с 101 по 500, врубного – с 501 по 700. Например, СР 50-449Ф – резьбовой разъем 50 Ом с фторопластовым изолятором.

Используют также классификацию СВЧ-разъемов по ГОСТ 13317-89. Согласно этому стандарту, основной характеристикой разъема является его присоединительный размер, который нумеруется римскими цифрами от I до IX.

Международное обозначение разъемов менее информативно. Каждому разъему присваивается марка, представляющая аббревиатуру английского наименования (например, BNC – Bayonet Navy Connector).

По точности изготовления контактных узлов соединители делят на измерительные разъемы и соединители общего применения. Частотный диапазон разъема, как и для кабеля, определяется критической частотой низшего паразитного типа волны  $H_{11}$ . Например, популярный в радиоизмерительной технике малогабаритный байонетный разъем BNC (отечественное обозначение CP-50-74Ф) имеет рабочую частоту не более 3 ГГц. В настоящее время наиболее часто применяют разъем  $7 \times 3,04$  мм (типа III или N), имеющий волновое сопротивление  $Z_0 = 50$  Ом и верхнюю границу частот  $f_b < 18$  ГГц. Такой разъем обеспечивает КСВН не хуже 1,4 и хорошие механические характеристики. На более высоких частотах используют тонкие кабели и субминиатюрные 50-омные разъемы  $3,5 \times 1,52$  мм (тип SMA) имеющие  $f_b < 26,5$  ГГц и КСВН  $< 1,4$ . Наиболее популярные типы разъемов, используемых в измерительных трактах, приведены в табл. 2.2.

**Таблица 2.2. Обозначения и параметры коаксиальных разъемов, используемых в измерительных трактах**

| $Z_0$ , Ом | $D$ , мм | $d$ , мм | $f_b$ , ГГц | Международное обозначение | Тип соединителя по ГОСТ 13317-89 |
|------------|----------|----------|-------------|---------------------------|----------------------------------|
| 50         | 16       | 6,95     | 7,5         | «7/16»                    | II                               |
| 75         | 16       | 4,6      | 3           |                           | VIII                             |
| 50         | 7        | 3,04     | 18          | N-тип                     | III                              |
| 75         | 7        | 2,01     |             | N-тип (75 Ом)             | III                              |
| 50         | 3,5      | 1,52     | 26          | SMA                       | IX                               |
| 50,75      | 6,35     |          | 4           | BNC                       | V                                |

Для перехода с одного типа разъема на другой применяют стандартные согласующие переходы, имеющие нормированные метрологические параметры. Для каждого типа стандартного соединителя разработан переход типа «вилка–вилка», «вилка–розетка» и «розетка–розетка». Используют также англоязычные обозначения – «male–male» (m–m), «male–female» (m–f) и «female–female» (f–f).

Если в коаксиальный тракт необходимо ввести волноводные устройства, применяют коаксиально-волноводные переходы. Наиболее распространена конструкция со связью по электрическому полю. Центральный проводник коаксиала продолжается в виде зонда, погруженного в волновод со стороны широкой стенки. Стандартные переходы обеспечивают хорошее согласование (КСВН  $< 1,3$ ) и малые потери (0,2...0,3 дБ) во всем частотном диапазоне волновода.

В других случаях используют волноводный измерительный тракт, состоящий из отрезков волноводных линий. В измерениях обычно применяют волноводы прямоугольного сечения. Размеры волновода должны соответствовать рабочему диапазону частот. Параметры наиболее распространенных волноводных линий передач приведены в табл. 2.3.

**Таблица 2.3. Характеристики волноводов, применяемых в измерительных трактах**

| Сечение волновода $a \times b$ , мм | Диапазон частот, ГГц | Международное обозначение | Стандарт МЭК |
|-------------------------------------|----------------------|---------------------------|--------------|
| 72×34                               | 2,6 – 3,95           | WG-10                     | МЭК 32       |
| 48×24                               | 3,94 – 5,99          | WG-12                     | МЭК 48       |
| 35×15                               | 5,38 – 8,18          | WG-14                     | МЭК 70       |
| 28,5×12,6                           | 6,58 – 10,00         | WG-15                     | МЭК 84       |
| 23×10                               | 8,2 – 12,5           | WG-16                     | МЭК 100      |
| 16×8                                | 12,9 – 18,00         | WG-18                     | МЭК 140      |

Соединения отрезков волноводов осуществляют с помощью квадратных фланцев на их концах. Для крепления применяют винты или специальные струбчинки. Для волноводов малых сечений (мм-диапазон волн) предусмотрены круглые стандартные фланцы с центрирующими штифтами, позволяющими избежать нежелательного осевого смещения.

Достоинствами волноводного измерительного тракта являются высокая надежность, жесткость конструкции, малые фазовые ошибки, незначительные потери и малые отражения от фланцев. Недостатки – ограниченный частотный диапазон, высокая металлоемкость и громоздкость конструкции. Усложняет обработку результатов неопределенность эквивалентной схемы волноводных линий (в частности, разные способы задания волнового сопротивления). Для работы в разных диапазонах частот необходимо иметь комплект волноводных линий передачи и измерительных устройств соответствующих типоразмеров. В настоящее время волноводные измерительные тракты используют преимущественно на высоких частотах (более 18 ГГц).

Как было показано, исследуемое СВЧ-устройство встраивается в измерительную схему, определяющую отношение волн на отсчетных плоскостях тракта. Измерительный тракт вносит в результаты измерения погрешности, имеющие преимущественно систематический характер. Для их исключения применяют калибровку измерительного тракта. Под калибровкой в данном случае понимают процедуру определения параметров измерительной схемы, позволяющую исключить

различие измеренных и действительных параметров устройства. От ее качества во многом зависит точность получаемых измерительных данных. Калибровка производится путем предварительного измерения параметров образцовых устройств. В процессе калибровки корректируются также и систематические погрешности самих измерительных СВЧ-приборов, включенных в тракт. На основе полученных данных проводят расчет параметров измерительного тракта или (при возможности) корректировку его характеристик с целью исключения погрешностей.

Далее рассмотрены особенности измерительных трактов и их калибровка для измерения коэффициентов отражения и коэффициентов передачи двухполюсных и многополюсных СВЧ-устройств.

## 2.2. Измерительный тракт для определения коэффициентов отражения

Поиск коэффициента отражения нагрузки (или диагонального элемента матрицы рассеяния многополюсника) производится в тракте, включающем измеритель отношения комплексных амплитуд волн (рефлектометр), генератор и соединительные линии (отрезки кабелей, волноводов) длиной  $l_1$  и  $l_2$  с разъемами (рис. 2.1).

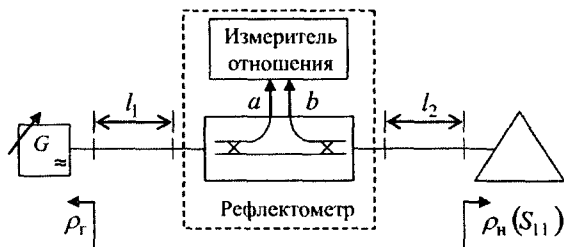


Рис. 2.1. Схема измерительного тракта при определении коэффициентов отражения

Реальный генератор СВЧ в общем случае может быть несогласован – собственный коэффициент отражения  $\rho_G$  не равен нулю. Измеритель описывается полной матрицей рассеяния  $[S^n]$  и располагается в точке, отстоящей от входа устройства на длину соединительного отрезка линии  $l_2$ . Этот прибор должен измерять (прямо или косвенно) отношение отраженной и падающей волн. Это может быть рефлектометр, состоящий из двух направленных ответвителей, измерительная линия и др. Если стабилизировать амплитуду падающей волны, то достаточно выделить и измерить комплексную амплитуду только отраженной волны, которая будет пропорциональна коэффициенту отражения. Такой подход упрощает реализацию метода – вместо измерителя отношений при-

меняется векторный вольтметр (т.е. прибор, измеряющий модуль и фазу гармонического сигнала).

Измеренный коэффициент отражения  $\rho_{\text{изм}}$  в таком тракте отличается от коэффициента отражения в точке расположения нагрузки  $\rho_n$  на фазовый множитель:

$$\rho_{\text{изм}} = \frac{b \exp(ikl_2)}{a \exp(-ikl_2)} = \rho_n \exp(-2ikl_2).$$

Этот дополнительный фазовый сдвиг достаточно просто учитывается при калибровке рефлектометра. Однако другие причины погрешностей – рассогласование и потери самого рефлектометра, рассогласование генератора – требуют анализа всей схемы тракта.

В качестве примера рассмотрим анализ погрешностей, возникающих при измерении коэффициента отражения через амплитуду отраженной волны. Амплитуду волны генератора  $a_0$  поддерживают постоянной, а коэффициент отражения определяют путем измерения амплитуды отраженной волны  $b_{\text{изм}}$ . Направленный граф измерительного тракта представлен на рис. 2.2, где  $\rho_r$  и  $\rho_n$  – коэффициенты отражения от генератора и нагрузки;  $S_{ij}^n$  – элементы матрицы рассеяния рефлектометра. Граф показывает связи амплитуд падающих и отраженных волн на всех входах схемы и позволяет достаточно просто рассчитать отношение  $b_{\text{изм}}/a_0$  по правилу некасающегося контура:

$$\frac{b_{\text{изм}}}{a_0} = \frac{\rho_n S_{21}^n \exp(-ik(l_1 + 2l_2))}{(1 - \rho_n S_{22}^n \exp(-2ik(l_2)) - \rho_r S_{11}^n \exp(-2ik(l_1)) + \dots + \rho_n \rho_r S_{11}^n S_{22}^n \exp(-2ik(l_1 + l_2)) - \rho_n \rho_r S_{21}^n S_{12}^n \exp(-2ik(l_1 + l_2)) \dots} \neq \frac{b_n}{a_n} = \rho_n.$$

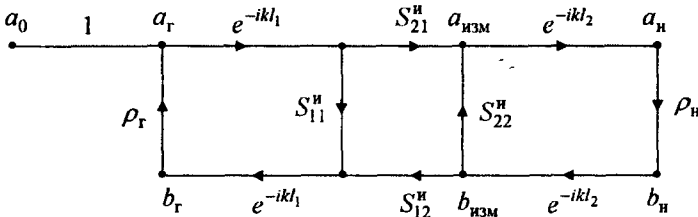


Рис. 2.2. Направленный граф измерительного тракта на входе двухполосника

Даже для случая идеального рефлектометра ( $S_{11}=S_{22}=0$ ,  $S_{21}=S_{12}=1$ ) существует погрешность рассогласования генератора и нагрузки:

$$\frac{b_{\text{изм}}}{a_0} = \frac{\rho_n \exp(-ik(l_1 + 2l_2))}{(1 - \rho_n \rho_r \exp(-2ik(l_1 + l_2)))} \neq \frac{b_n}{a_n} = \rho_n.$$

Приведем оценку максимального и минимального значения этой погрешности при максимальной вариации фазового множителя в знаменателе:  $\delta = |\rho_n| \left( 1 - \frac{1}{1 \pm |\rho_r \rho_n|} \right)$ . Численный расчет показывает, что при

КСВН генератора = 1,5 ( $\rho_r \approx 0,2$ ) и нагрузке с КСВН=3 ( $\rho_n \approx 0,5$ ) погрешность рассогласования может лежать в пределах  $\pm 5\%$ . Такую погрешность трудно устранять калибровкой из-за флуктуаций фазовых параметров генератора, поэтому в измерительный тракт между генератором и рефлектометром вводят развязывающие устройства – вентили и аттенуаторы.

**Вентиль** в СВЧ-технике – невзаимное устройство, имеющее сильно отличающиеся коэффициенты  $|S_{21}| \gg |S_{12}|$ . Включив вентиль между генератором и измерительным трактом, получают относительно небольшое ослабление волны генератора  $a_r$  и сильное ослабление отраженной (падающей на генератор) волны  $b_r$ . Это уменьшает погрешность рассогласования. К сожалению, вентиль – достаточно дорогой и дефицитный прибор.

Более простой и дешевый вариант – включение на выходе генератора **развязывающего аттенуатора**. Рассмотрим подграф схемы измерительного тракта, включающий генератор и аттенуатор, описываемый матрицей рассеяния  $[S^a]$  (рис. 2.3).

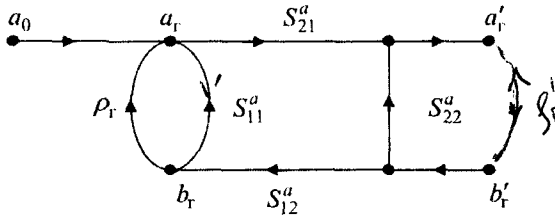


Рис. 2.3. Направленный граф генератора и развязывающего аттенуатора

Коэффициент отражения со стороны выхода аттенуатора равен

$$\rho_r' = \frac{a_r'}{b_r'} = \frac{S_{21}^a S_{12}^a \rho_r}{1 - \rho_r S_{11}^a},$$

где падающая на аттенюатор и отраженная от него волны обозначены  $a_r$  и  $b_r$ . При малом коэффициенте отражения от аттенюатора  $\rho_r \approx (S_{21}^a)^2 \rho_r$ . Таким образом, при ослаблении аттенюатора 20 дБ ( $|S_{21}| = 0,1$ ) амплитуда волны генератора снижается в 10 раз, а коэффициент отражения –

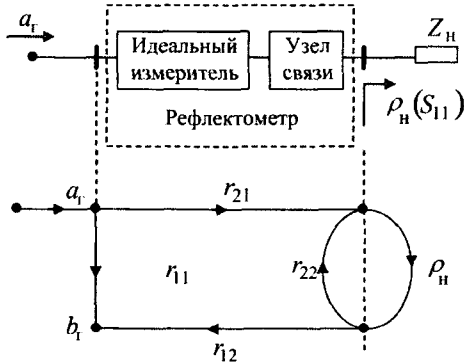


Рис. 2.4. Схема реального рефлектометра и его направленный граф

в 100 раз. Эффект развязки связан со снижением амплитуды падающей волны, поэтому необходимо иметь запас мощности генератора. Учет погрешностей, вносимых рефлектометром, производится следующим образом. Реальный рефлектометр делится на две части – идеальный измеритель отношения и соединительный узел, отражающий погрешности самого измерителя и измерительного тракта между ним и нагрузкой

(рис. 2.4). Свойства соединительного узла зададим матрицей рассеяния  $[r]$ . Коэффициент отражения  $\rho_{изм} = \frac{b_r}{a_r}$ , измеряемый идеальным

рефлектометром, запишется через параметры соединительного узла  $r_{ij}$  и искомый коэффициент отражения нагрузки  $\rho_n$  следующим образом:

$$\rho_{изм} = r_{11} + \frac{r_{21}r_{12}\rho_n}{1 - r_{22}\rho_n}. \quad (2.1)$$

Зная параметры  $r_{11}$ ,  $r_{12}$ ,  $r_{21}$  и  $r_{22}$ , по (2.1) можно исключить систематические погрешности рефлектометра и соединительного тракта.

Параметры матрицы  $[r]$  определяют перед измерениями калибровкой измерительного тракта. Используют три образцовые нагрузки с известными коэффициентами отражения  $(\rho_{обр})_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ . Подключая эти нагрузки вместо исследуемой и измеряя их параметры, фиксируют данные калибровки  $(\rho_{кал})_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ . Подставляя эти данные в уравнение (2.1), получают систему из трех уравнений:

$$(\rho_{кал})_i = r_{11} + (\rho_{кал})_i (\rho_n)_i r_{22} - (\rho_n)_i (r_{11}r_{22} - r_{12}r_{21}), \quad i = 1, 2, 3. \quad (2.2)$$

Решая систему (2.2), определяют неизвестные параметры матрицы рефлектометра и соединительного тракта  $r_{11}$ ,  $r_{22}$  и  $(r_{21}r_{12})$ . Скорректированный результат измерений тогда принимает вид



$$\rho_n = \frac{\rho_{изм} - r_{11}}{r_{12}r_{21} + r_{22}(\rho_{изм} - r_{11})} \quad (2.3)$$

Считается, что выгоднее исключить погрешности таким образом, чем тратить усилия на улучшение параметров компонентов измерительного тракта. Для успешной корректировки погрешностей важно выбрать образцовые нагрузки так, чтобы погрешности измерения отношения амплитуд сказывались бы минимально. Наиболее часто используют: короткозамыкатель КЗ ( $\rho_{кал} = -1$ ); согласованную нагрузку СН ( $\rho_{кал} = 0$ ); разомкнутую линию (нагрузку холостого хода ХХ) ( $\rho_{кал} = 1$ ).

Последний тип нагрузки в ряде случаев (на высоких частотах, в волноводных устройствах) реализуется с трудом из-за возможного излучения волн. Вероятна частотная зависимость фазы коэффициента отражения из-за влияния краевой емкости. Кроме этого, трудно обеспечить совпадение положений отсчетных плоскостей КЗ и ХХ нагрузок. Вместо фиксированной реактивной нагрузки часто используют подвижный короткозамыкатель (плунжер), позволяющий получить набор образцовых значений фазовых углов коэффициента отражения. В некоторых случаях применяют подвижную нагрузку с постоянным КСВН (например, КСВН=2) и регулируемой фазой коэффициента отражения.

### 2.3. Измерительный тракт для определения коэффициентов передачи

Тракт для исследования СВЧ-многополосника включает измеритель коэффициента передачи, позволяющий определить отношение проходящей во второе плечо волны к амплитуде волны, падающей на первое плечо. На рис. 2.5 показан вариант измерительного тракта для определения коэффициента передачи двухвходового узла.

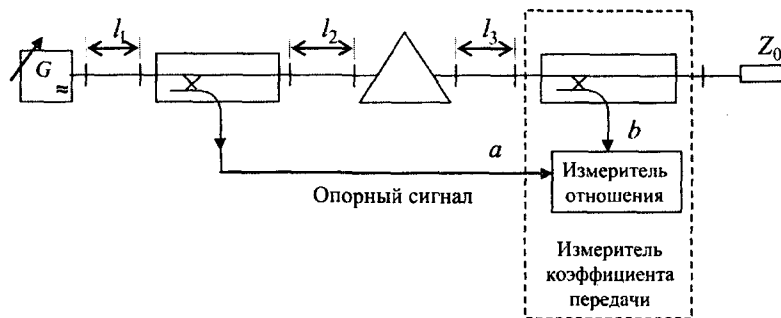


Рис .2.5. Схема измерительного тракта для двухвходового устройства СВЧ

Измерительный тракт в этом случае включает соединительный отрезок линии передачи  $l_3$  и само измерительное устройство с согласованной нагрузкой на его выходе. Кроме того, на измеритель отношения необходимо подать опорный сигнал падающей волны. Как правило, определение коэффициента передачи чаще осуществляют при постоянной амплитуде падающей волны путем измерения амплитуды и фазы проходящей волны. При этом на выходе устройства включают векторный измеритель амплитуды проходящей волны.

Как видим, измерение коэффициентов передачи сложнее измерения коэффициента отражения. Во-первых, требуется измерение отношения амплитуд и разности фаз на разных входах устройства (в этом случае измерительные тракты могут содержать отличающиеся типы линий – например, коаксиальная линия и волновод). Во-вторых, при измерении фазового сдвига необходимо передать опорный сигнал, относительно которого производится отсчет фазы проходящей волны. Это усложняет измерительный тракт и вызывает дополнительные погрешности измерения. В-третьих, измерение коэффициента передачи, близкого к единице, сильно зависит от качества согласования входов (требуется малый КСВН нагрузок, подключенных к неиспользуемым входам). Представим направленный граф, отображающий упрощенную схему измерительного тракта двухвходового устройства (рис. 2.6).

Измерители отношений, включенные на входах исследуемого устройства, можно разделить на идеальный измеритель и соединительный узел, учитывающий реальные свойства измерителя. Параметры измерителей 1 и 2 отражены матрицами  $[r']$  и  $[r'']$ . Параметры  $r'_{11}$ ,  $r'_{22}$ ,  $r'_{21}$ ,  $r'_{12}$  на входе 2 аналогичны параметрам  $r''_{11}$ ,  $r''_{22}$ ,  $r''_{21}$ ,  $r''_{12}$  для входа 1, которые рассмотрены ранее. Кроме этого, на погрешности оказывает влияние неидеальная развязка входной и выходной измерительных схем. На графе это влияние отражено ветвями  $r_{03}$  и  $r_{30}$ , указанными пунктиром.

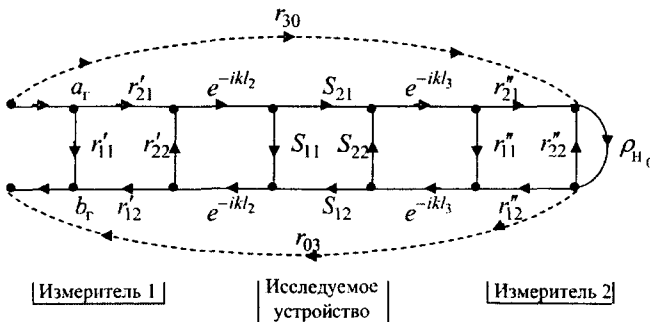


Рис. 2.6. Направленный граф измерительного тракта четырехполосника

Все параметры соединительных узлов определяются при калибровке по методике, описанной в главе 1. В качестве образцовых элементов для калибровки, кроме эталонных нагрузок, используют отрезки линий передачи с известными параметрами и калиброванные аттенуаторы.

Для многовходовых устройств (многополюсников СВЧ) данная схема остается в силе. Измеряют коэффициент передачи между двумя выбранными входами, остальные входы должны быть нагружены на согласованные нагрузки. Процедура измерения параметров многополюсника с  $N$  входами включает в общем случае  $N$  измерений коэффициентов отражения и коэффициентов передачи по схеме рис. 2.4 и 2.5 (в одном измерении между входами  $i$  и  $j$  определяются 4 коэффициента матрицы рассеяния  $S_{ii}$ ,  $S_{ji}$ ,  $S_{ij}$ ,  $S_{jj}$ ). Погрешности измерительного тракта могут быть определены и скомпенсированы тем же способом, что и при исследовании двухвходовых систем. Погрешности за счет неидеальности нагрузок на неиспользуемых входах должны устраняться отдельно.

При измерениях многовходовых устройств нередко возникает необходимость перехода с одного типа линий передачи на другой. Погрешности переходов, которые включены в используемые входы, можно учесть при коррекции погрешностей измерительного тракта.

Рассмотрим методику такой коррекции, когда необходимо иметь два идентичных перехода между линиями типа А (например, коаксиальная линия) и типа Б (волновод), а также отрезки линии передачи типа Б известной длины. Переходы включают через отрезок линии Б встречно по схеме рис. 2.7. при согласованной нагрузке на выходе.

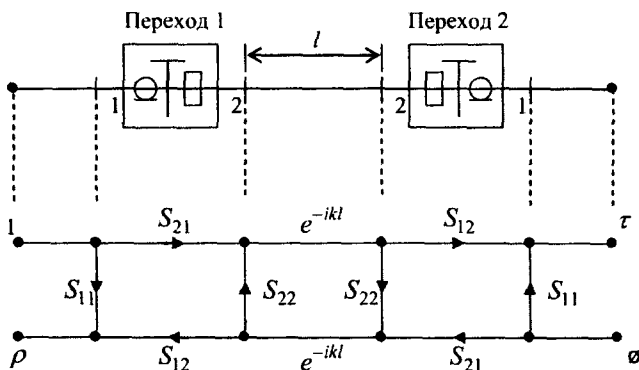


Рис. 2.7. Схема измерения параметров согласующих переходов

Коэффициент отражения на входе  $\rho$  и коэффициент передачи  $\tau$  легко находятся методом некасающегося контура из направленного графа схемы:

$$\rho = S_{11} + \frac{S_{12}S_{22}S_{21}e^{-2ikl}}{1 - S_{22}^2e^{-2ikl}}, \quad \tau = \frac{S_{12}S_{21}e^{-ikl}}{1 - S_{22}^2e^{-2ikl}}.$$

При малых величинах  $|S_{22}| \ll 1$  расчеты упрощаются:

$$\rho = S_{11} + S_{12}S_{22}S_{21}e^{-2ikl}, \quad \tau = S_{12}S_{21}e^{-ikl}.$$

Значения параметра  $\tau$  измеряют и рассчитывают произведение  $S_{21}S_{12}$ . Значения  $S_{11}$  и  $S_{22}$  перехода находят путем измерения коэффициентов отражения  $\rho_1$  и  $\rho_2$  для двух длин линии  $l_1$  и  $l_2$ .

$$S_{11} = \frac{\rho_1 e^{-2ikl_2} - \rho_2 e^{-2ikl_1}}{e^{-2ikl_2} - e^{-2ikl_1}}, \quad S_{22} = \frac{\rho_2 - \rho_1}{S_{12}S_{21}(e^{-2ikl_2} - e^{-2ikl_1})}.$$

Для большей точности расчета длины линий должны отличаться примерно на четверть длины волны. Измеренные параметры соединителя учитывают при обработке опытных данных для СВЧ-устройств, включенных в тракт через эти переходы.

#### 2.4. Преобразователи сигналов и СВЧ-узлы, используемые в измерительных трактах

Основные узлы тракта – это устройства, позволяющие выделить измерительные сигналы СВЧ (направленные ответвители, мосты, зонды и пр.). Эти узлы будут рассмотрены далее при описании конкретных методов измерения.

В технике СВЧ нередко возникает необходимость измерять и контролировать уровень сигнала на нагрузке СВЧ-тракта. Его определяют в большинстве случаев СВЧ-детекторами. **СВЧ-детектор** – это нелинейный измерительный преобразователь, позволяющий осуществить трансформацию СВЧ-сигнала в постоянное напряжение (или ток), функционально связанное с уровнем входного сигнала. В нем используются полупроводниковые детекторные диоды СВЧ. Чаще всего это диоды с контактом металл–полупроводник (диоды с барьером Шоттки). Такие диоды имеют вольтамперную характеристику, прямая ветвь которой при больших сигналах близка к линейной. При малых сигналах зависимость выпрямленного тока близка к квадратичной функции (рис. 2.8,а).

Обычно в измерителях параметров рассеяния отмечают небольшие уровни сигналов, поэтому диодные преобразователи используют на квадратичном участке характеристики. Уровень выходного продетектированного сигнала пропорционален квадрату модуля амплитуды входного СВЧ-сигнала  $I_0 = k|u_{вх}|^2 = kP_{вх}$ , где  $u_{вх}$  – напряжение падающей на детекторную головку волны;  $P_{вх}$  – ее мощность;  $k$  – чувствительность детектора по току.

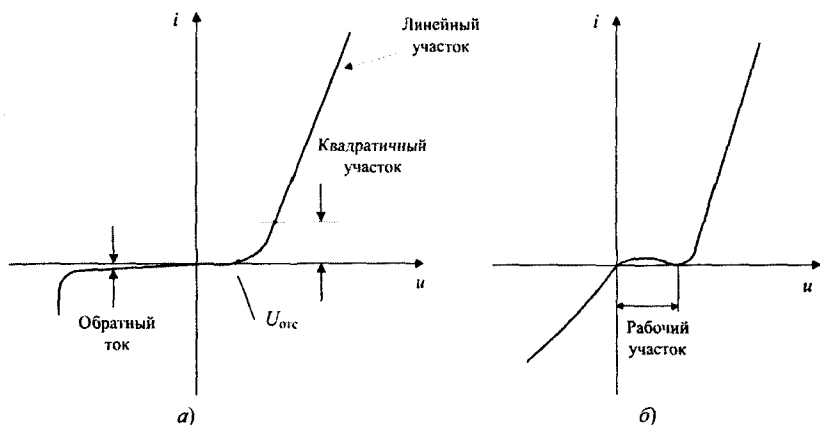


Рис. 2.8. Вольтамперные характеристики СВЧ-диодов:  
 а – диод с барьером Шоттки; б – обращенный диод

Ширина квадратичного участка характеристики определяет динамический диапазон детектора, в котором сохраняется квадратичный закон преобразования. В этом диапазоне чувствительность детектора постоянна. В современных детекторах достигается динамический диапазон до 75 дБ при минимальных уровнях сигналов  $-60$  дБм (порог ограничен уровнем собственных шумов детектора). Отметим, что прямая ветвь характеристики начинается не в нуле, а со сдвигом на небольшое положительное напряжение. Его называют «напряжением отсечки». При малых сигналах, меньших напряжения отсечки, выходной ток равен нулю. Для установки рабочей точки на квадратичный участок предусматривают подачу на детектор положительного напряжения смещения. Это не всегда удобно, поэтому стремятся использовать диоды с минимальным напряжением отсечки. Для малых сигналов используют также **обращенные диоды**. Это туннельные диоды со специальной формой характеристики. На прямом участке имеется резкий перегиб в начале координат, на обратном – относительно большой обратный ток (рис. 2.8,б). Диод включают в детектор в обратном направлении, при этом ток через диод проходит при отрицательном напряжении сигнала. При положительном напряжении диод в пределах изгиба характеристики заперт. Достоинства обращенных диодов – отсутствие необходимости во внешнем смещении, высокая чувствительность, малая температурная зависимость. Недостатки: небольшая допустимая мощность, низкая надежность, сравнительно высокая емкость перехода, что приводит к частотной зависимости импеданса диода.

Диод СВЧ размещают в **детекторной головке** – конструкции, включающей присоединительный разъем, отрезок линии передачи и элементы крепления диода (рис. 2.9,а).

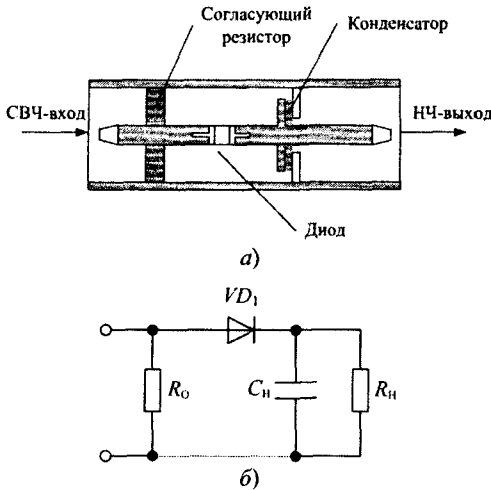


Рис. 2.9. Коаксиальная детекторная головка:  
а – конструкция; б – эквивалентная схема

Детекторная головка должна поглощать всю мощность подаваемого на нее сигнала, поэтому для согласования предусматривают активную нагрузку – дисковый резистор  $R_0$ . Эквивалентные схемы детекторных головок соответствуют известной в радиотехнике схеме детектора огибающей с «открытым входом» (рис. 2.9, б). Блокирующий конденсатор выполняется в виде диска, укрепленного на центральном проводнике и отделенного от корпуса головки тонкой пленкой. Его емкость  $C_n$  выбирают так, чтобы постоянная времени  $C_n R_n$  была бы много больше периода СВЧ-сигнала, что легко выполняется уже при емкости порядка десятка пикофарад. Сопротивление нагрузки  $R_n$  – это, как правило, входное сопротивление индикатора детектора (вольтметра постоянного тока, микроамперметра). Его делают небольшим (например, 600 Ом), поэтому часто говорят о передаточной функции детектора как зависимости выходного напряжения на нагрузке от мощности сигнала СВЧ.

Отметим, что для уменьшения влияния шумов и упрощения схем приборов в СВЧ-измерениях широко используют низкочастотную амплитудную модуляцию (манипуляцию) сигнала генератора. При этом все измерительные сигналы имеют огибающую, меняющуюся с частотой порядка единиц или десятков кГц, обычно по закону меандра (АМ-манипуляция). На выходе детектора образуется не постоянное напряжение, а сигнал НЧ, который легко отфильтровать от помех и шумовых составляющих. Амплитуда НЧ-сигнала сохраняет информацию об амплитуде измеряемого СВЧ-сигнала. Ее измеряют с помощью НЧ-вольтметра или селективного усилителя. Волноводные детекторные головки представляют собой короткозамкнутый отрезок волновода (рис. 2.10).

С целью согласования детекторной головки используют волновод с плавным переходом от прямоугольного к П-образному сечению. Диод размещают между широкой стенкой волновода и его гребнем. Один вывод соединяется с НЧ-разъемом, на нем же располагают блокирующий конденсатор.

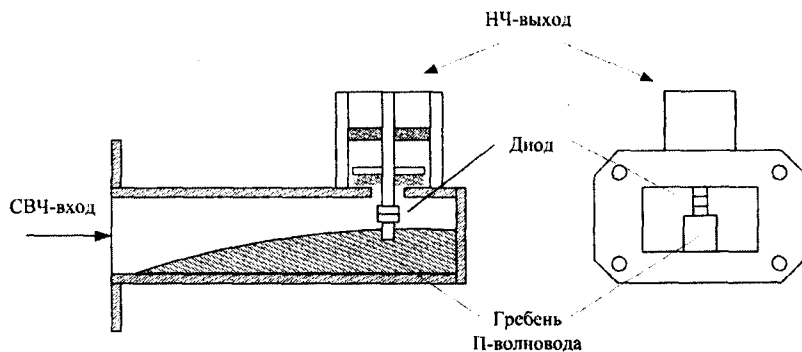


Рис. 2.10. Широкополосная волноводная детекторная головка

Основные характеристики детектора: чувствительность, динамический диапазон (отношение уровней сигналов, соответствующих выбранному участку характеристики диода), КСВН детекторной головки, частотный диапазон, в котором сохраняются указанные выше параметры. Важным параметром детектора является его **чувствительность** – отношение выходного напряжения к уровню входной мощности СВЧ (мВ/мВт). СВЧ-детекторы с диодами Шоттки имеют чувствительность порядка 50...200 мВ/мВт.

Амплитудные детекторы не сохраняют информацию о фазе сигнала. Для измерений аргументов параметров рассеяния используют различные фазометрические схемы, рассмотренные в главе 5. Однако в широкополосных измерителях параметров использовать фазометры, работающие на несущей частоте сигнала, не удастся. Применяют преобразование частоты измерительных сигналов в область низких частот, где и происходит измерение амплитудных отношений сигналов и фазовых сдвигов между ними. В измерительных трактах таких приборов устанавливают **преобразователи частоты (смесители)**. Простейший смеситель представляет собой детекторную головку, на вход которой подается сумма двух сигналов – информационного и сигнала гетеродина. На выходе из комбинационных составляющих тока выделяют компоненту с разностной частотой. Такие смесители обладают заметным уровнем собственных шумов, и соответственно, невысокой чувствительностью. Дело в том, что сигнал от реального гетеродина, кроме гармонического сигнала, содержит и шумовой широкополосный сигнал, мощность которого может попадать на выход разностного сигнала.

Для компенсации шумов гетеродина используют схемы **балансных смесителей**. Вариант схемы балансного смесителя представлен на рис. 2.11. Принцип действия смесителя заключается в следующем.

На входе установлен гибридный 3-дБ мост, который делит мощность подаваемого сигнала с частотой  $f_{\text{СВЧ}}$  пополам и поворачивает фазу сигнала в дополнительном плече на  $180^\circ$  (такими свойствами обладает волноводный двойной тройник, полосковый кольцевой мост). На второй вход подают сигнал гетеродина с частотой  $f_{\text{гет}}$ . Сумму сигналов подают на один диод, разность – на второй. Сигналы ПЧ с разностными комбинационными частотами выделяются фильтрами на нагрузках детекторов и вычитаются. Поскольку диоды включены противоположно, то полезные сигналы при этом складываются, а шумы гетеродина – вычитаются (компенсируются). Балансный смеситель обеспечивает снижение шума на выходе до 100 раз по сравнению с небалансным. Еще большее снижение получают в двойных балансных (кольцевых) смесителях, содержащих 4 смесительных диода.

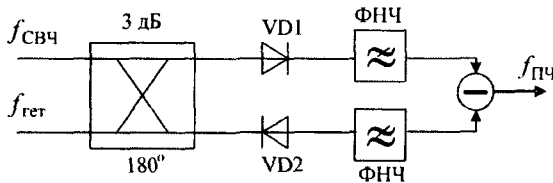


Рис. 2.11. Схема балансного смесителя

Основным параметром преобразователя является его коэффициент передачи (преобразования), который равен отношению амплитуд НЧ-сигнала к амплитуде СВЧ-сигнала в измерительном канале. Главные требования к параметрам преобразователя частоты, влияющие на точность измерения: малые потери преобразования – это выраженный в дБ коэффициент передачи с обратным знаком, минимальный КСВН входа, низкий уровень собственных шумов, ограничивающих динамический диапазон преобразователя частоты в целом. Динамический диапазон ограничен снизу уровнем собственных шумов преобразователя, а сверху – нелинейностью коэффициента передачи смесителя при больших сигналах.

Поскольку преобразование частоты производится одновременно в двух каналах (измерительном и опорном), то жесткие требования предъявляются к идентичности параметров смесителей, а также по развязке каналов. Развязка оценивается отношением максимального сигнала измерительного канала к сигналу, проникающему из опорного канала при нулевом измерительном сигнале. При измерении больших ослабленных (при малых измерительных сигналах) и невысокой развязке иногда даже приходится уменьшать уровень сигнала в опорном канале.

Помимо детекторов и преобразователей частоты, в измерительных трактах применяют различные дополнительные узлы и элементы. Это



развязывающие устройства (вентили, циркуляторы и аттенюаторы), фазовращатели, механические коммутаторы и переключатели с электрическим управлением. Все эти элементы известны из курсов техники СВЧ и здесь подробно не рассматриваются.

При измерении параметров рассеяния большое значение имеет качество согласованных нагрузок (СН), которые необходимо включать на входах СВЧ устройства. Неидеальность согласованных нагрузок приводит к систематическим погрешностям, поэтому они должны быть аттестованы по точности. Кроме этого, СН используются как эталонные элементы при калибровке измерительных трактов.

Согласованная нагрузка представляет собой поглощающий элемент на конце линии передачи. Главная задача при конструировании СН – обеспечить минимальное отражение в широкой полосе частот. В качестве поглотителя используют смесь мелкодисперсного порошка карбонильного железа с диэлектриком (полистирол, полиэтилен). Используют феррооксидные смеси, а также различные керамики с примесью проводящих или полупроводящих материалов. Задача диэлектрика – разделение зерен карбонильного железа для получения однородности структуры поглотителя. Это обеспечивает малые отражения. Для коаксиальных линий на относительно невысоких частотах согласованная нагрузка выполняется в виде объемного резистора, включенного в отрезок линии передачи (в виде стержня или диска) (рис. 2.12, *а*).

Иногда используют комбинацию из цилиндрического последовательного и дискового параллельного объемного резисторов. На более высоких частотах применяют плавное заполнение пространства линии поглощающим материалом (рис. 2.12, *б*). Форма заполнения выбирается с точки зрения наилучшего согласования при минимальной длине СН. Обычно длина нагрузки не превышает двух длин волны на минимальной частоте рабочего диапазона. Стандартные коаксиальные нагрузки обеспечивают КСВН не более 1,1 на частотах до 18 ГГц.

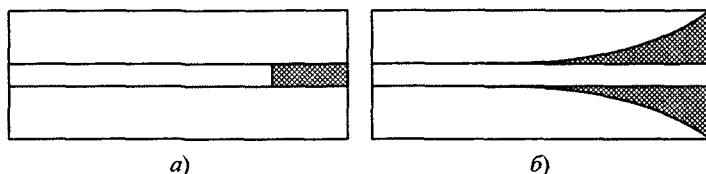


Рис. 2.12. Конструкция коаксиальной согласованной нагрузки:

*а* – цилиндрическая; *б* – конусная

В волноводных нагрузках используется частичное заполнение волновода поглощающим материалом. Используют как пленочные поглотители (диэлектрические пластины с напыленным поглотителем)

(рис. 2.13), так и объемные конструкции в виде поглощающих клиньев со скосом (рис. 2.14). Форма клина подбирается так, чтобы обеспечить минимальный КСВН нагрузки.

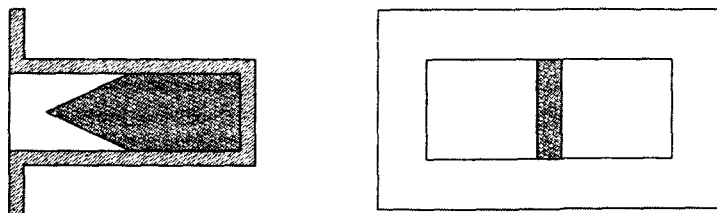


Рис. 2.13. Конструкция волноводной пленочной согласованной нагрузки

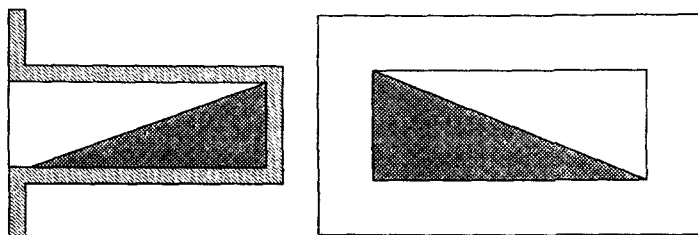


Рис. 2.14. Конструкция волноводной объемной согласованной нагрузки

Кроме того, длина нагрузки должна обеспечивать эффективное поглощение отраженной волны. Стандартные волноводные нагрузки имеют КСВН не хуже 1,03...1,05.

Все согласованные нагрузки должны иметь стандартные разъемы или присоединительные фланцы. Согласованные нагрузки, применяемые при измерениях параметров рассеяния СВЧ-многополюсников, должны иметь КСВН не хуже 1,05. Для увеличения точности измерений применяют подвижные (скользящие) СН (с переменной фазой коэффициента отражения). Они выполняются в виде поглощающего элемента, который можно перемещать вдоль коаксиальной или волноводной линии. Модуль коэффициента отражения при этом должен оставаться постоянным. Измерения требуемых параметров производят при разных положениях СН. Фиксируют максимальный и минимальный результаты. Итоговый результат измерения рассчитывается как среднее арифметическое этих данных. КСВН скользящей нагрузки может быть и несколько выше, чем у фиксированной – его значение будет незначительно влиять на окончательный результат измерения.

Для калибровки измерительных трактов и анализаторов параметров СВЧ-устройств используют рассогласованные нагрузки (напри-

мер, с КСВН = 1,4 и 2,0). Наиболее распространенной является конструкция со скачком волнового сопротивления. Ее параметры можно рассчитывать достаточно точно. Коаксиальная нагрузка состоит из ступенчатого перехода с одной линии на другую (рис. 2.15,а).

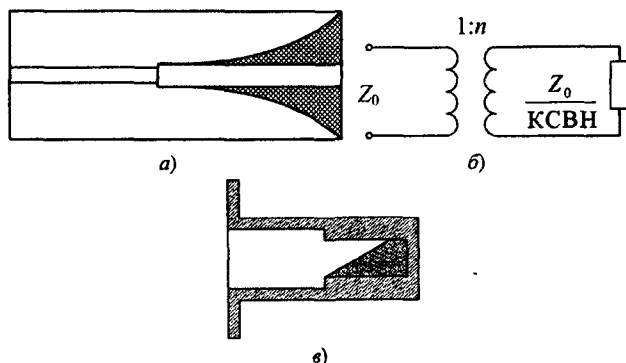


Рис. 2.15. Конструкция рассогласованной образцовой нагрузки:  
а – коаксиальная; б – эквивалентная схема; в – волноводная

Соотношение диаметров выбирают так, чтобы отношение волновых сопротивлений обеспечивало бы требуемое значение КСВН. На конце устанавливают согласованную нагрузку (поглотитель). Эквивалентная схема рассогласованной нагрузки представлена на рис. 2.15,б. Волноводная рассогласованная нагрузка представляет собой стык прямоугольных волноводов с разной высотой (рис. 2.15,в). Такие нагрузки обеспечивают точность установки КСВН в пределах 1% в полном частотном диапазоне волновода.

Для точных измерений применяют рассогласованные нагрузки с подвижным поглотителем. При этом можно исключить влияние отражений от неидеального поглотителя. Точность нагрузки в этом случае зависит только от качества механического изготовления ступенчатого перехода.

При калибровке измерительных трактов самое широкое применение нашли короткозамыкающие нагрузки. Они представляют собой коаксиальный разъем с полным металлическим заполнением. Плоскость короткого замыкания (координата минимума поля) такого элемента строго фиксирована. Волноводный короткозамыкатель представляет собой плоскую пластину, идентичную стандартному фланцу. Он устанавливается на концевом фланце линии и фиксируется винтами или трубочинами. Для калибровки фазы коэффициента отражения применяют КЗ-нагрузки с подвижным короткозамыкателем (плунжеры). Коаксиальные плунжеры выполняют в виде диска с пружинными контактами, который

перемещают внутри линии. Устройство перестройки снабжают точной шкалой (до 0,01 мм) для отсчета перемещения плунжера. Волноводные подвижные короткозамыкатели выполняют с бесконтактными поршнями – такие плунжеры имеют более стабильные параметры.

---

## **ВЫВОДЫ**

Для СВЧ-измерений необходим измерительный тракт – совокупность средств измерений, соединительных линий и узлов. Используют стандартные коаксиальные и волноводные тракты. Другие типы устройств исследуют с помощью переходов на коаксиальную или волноводную линию.

Измерение коэффициента отражения проводят в тракте, включающем генератор, соединительные линии и рефлектометр. Систематические погрешности за счет рассогласования элементов тракта исключают путем предварительной калибровки по образцовым нагрузкам.

Измерение коэффициента передачи проводят, определяя отношение проходящей и падающей волн. Тракт включает измеритель коэффициента передачи, соединительные отрезки линий и согласованную нагрузку на выходе устройства. На входе подключают генератор, сигнал которого является также опорным для измерителя.

Основные измерительные преобразователи, включаемые в измерительный тракт и используемые при определении параметров рассеяния – это детектор и преобразователь частоты (смеситель). Кроме этого, при измерениях используют согласованные нагрузки, короткозамыкатели и рассогласованные нагрузки – фиксированные и подвижные. При необходимости применяют развязывающие и коммутирующие приборы – вентили, циркуляторы, переключатели.

# ГЛАВА 3

## МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

### ПАРАМЕТРОВ СВЧ-УСТРОЙСТВ

### С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ

### НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ

---

#### 3.1. Принцип разделения волн

Этот принцип в том или ином виде применяется в большинстве современных измерителей параметров СВЧ-устройств. Он заключается в выделении сигналов падающей ( $A$ ), отраженной ( $R$ ) и проходящей ( $T$ ) волн с помощью направленных ответвителей (НО). После того, как сигналы выделены, измеряют отношения  $R/A$ ,  $T/A$  и определяют элементы матрицы рассеяния. В зависимости от назначения измерителя эта задача решается по-разному.

Измерительный тракт включает в себя направленные ответвители, позволяющие разделить падающую и отраженную волну в плече генератора. Для многополосных устройств предусматривают направленный ответвитель проходящей волны в выходном плече. Пример измерительного тракта для двухвходового узла (четырепольсника) представлен на рис. 3.1. Выделенные сигналы, несущие информацию об комплексных амплитудах падающей  $a_1$ , отраженной  $b_1$  и проходящей  $b_2$  волн, подаются на векторный измеритель отношений, где измеряется модуль и фаза коэффициента рассеяния. В скалярных анализаторах измеряют отношение

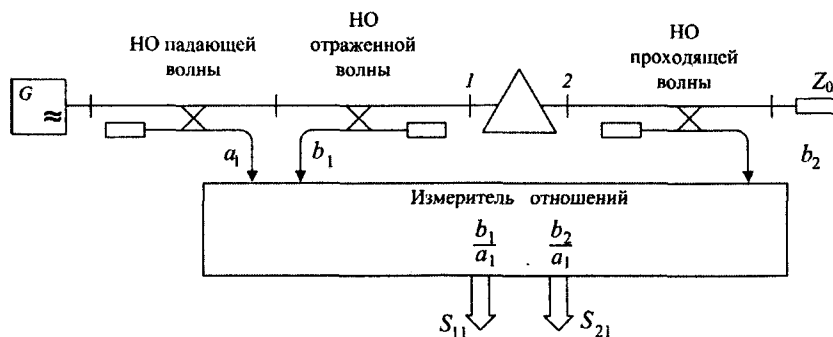


Рис. 3.1. Схема включения направленных ответвителей в измерительный тракт четырехпольсного устройства СВЧ

только модулей амплитуд. Данная схема соответствует измерению элементов  $S_{11}$  и  $S_{21}$ . Для измерения  $S_{22}$  и  $S_{12}$  исследуемое устройство надо подключить наоборот: к генератору плечо 2; к нагрузке – плечо 1. Анализаторы с ручным переключением направления передачи называют измерителями коэффициентов передачи и отражения (Transmission/Reflection Network Analyzer). В более сложных приборах в измерительном тракте используют механические или электрические коммутаторы для изменения направления подачи сигнала генератора. Это позволяет полностью автоматизировать процесс измерений всех элементов матрицы рассеяния без перекоммутации измерительного тракта (рис. 3.2).

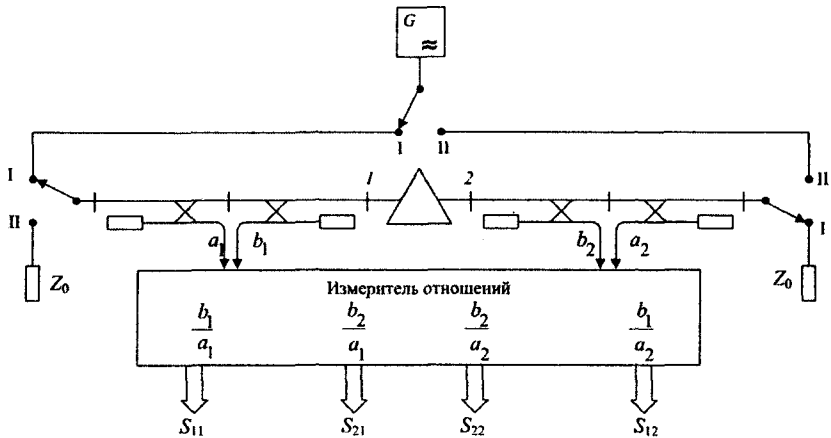


Рис. 3.2. Схема автоматизированного измерителя матрицы рассеяния

Когда коммутаторы установлены в положение I – сигнал генератора поступает на вход I, а вход II подключается к согласованной нагрузке. Измеряются элементы  $S_{11}$  и  $S_{21}$ . В положении II возбуждение исследуемого устройства происходит со стороны плеча 2; измеряются элементы  $S_{22}$  и  $S_{12}$ . Точность измерений в таких конструкциях может быть повышена за счет использования более сложной методики калибровки.

Рассмотрим конструкции направленных ответвителей – основных СВЧ-элементов, используемых в методе разделения волн. От их свойств зависит точность, чувствительность (диапазон измерений) и широкополосность анализаторов цепей СВЧ.

### 3.2. Направленные ответвители, применяемые в измерителях параметров рассеяния

Основное требование, предъявляемое к направленному ответвителю, – это способность выделить сигнал, пропорциональный только одной из волн в измерительном тракте.

Рассмотрим условное обозначение направленного ответвителя (рис. 3.3) и распределение волн на его входах. При подаче сигнала на вход 1 мощность сигнала делится между плечом 2 (основной выход) и плечо 3 (дополнительный выход). При этом в идеальном НО сигнал не попадает в плечо 4 (изолированный выход или развязанное плечо), а также не отражается от плеча 1 (условие согласования НО). В силу взаимности и симметрии идеального НО аналогичные свойства проявляются и при подаче сигнала на другие плечи. Меняется только нумерация основного, дополнительного и развязанного плеч. Матрица рассеяния идеального взаимного НО выглядит следующим образом:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{31} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{21} \\ 0 & S_{31} & S_{21} & 0 \end{bmatrix}.$$

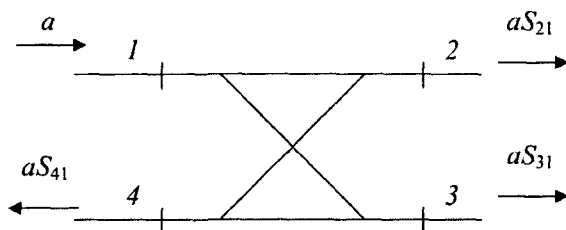


Рис. 3.3. Условное обозначение направленного ответвителя и сигналы на его входах

Диагональные элементы матрицы нулевые, что соответствует согласованию всех входов ответвителя. Рабочим параметром ответвителя является коэффициент связи или переходное ослабление

$$C = A_{31} = -20 \lg(|S_{31}|) = -10 \lg\left(\frac{P_3}{P_1}\right), \text{ дБ.}$$

**Переходное ослабление** показывает, какая часть мощности сигнала падающей волны  $P_1$  ответвляется в дополнительное плечо  $P_3$ . Конструкция НО и его размеры выбирают, исходя из заданного переходного ослабления. Различают НО с сильной связью ( $C < 10$  дБ) и слабой связью ( $C > 10$  дБ). С переходным ослаблением связаны потери НО

$$A = A_{21} = -20 \lg(|S_{21}|) = -10 \lg\left(\frac{P_2}{P_1}\right), \text{ дБ.}$$

**Потери НО** учитывают уменьшение мощности падающей волны за счет ее ответвления в дополнительное плечо. Из закона сохранения

энергии следует, что  $|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$ , поэтому переходное ослабление  $C$  и потери  $A$  идеального НО связаны между собой:

$$A = -20 \lg \left( \sqrt{1 - 10^{\frac{-C, \text{дБ}}{10}}} \right).$$

Выбор переходного ослабления НО для измерителя параметров рассеяния осуществляют путем компромисса. При сильной связи влияние НО на волновые процессы в измерительном тракте будет сильнее. При слабой связи уровень измерительных сигналов слишком мал, поэтому чувствительность прибора и его помехоустойчивость уменьшается. Кроме того, НО с сильной связью трудны в реализации. На практике в измерителях СВЧ-параметров применяют ответвители с переходным ослаблением 15...20 дБ и более.

Для реального НО в матрице все элементы ненулевые. Его свойства описывают дополнительными параметрами – направленностью и развязкой. **Развязка НО** показывает мощность, попадающую в изолированное плечо:

$$A_{41} = -20 \lg (|S_{41}|) = -10 \lg \left( \frac{P_4}{P_1} \right), \text{ дБ.}$$

**Направленность** отражает соотношение мощностей в дополнительном и развязанном плечах:

$$D = A_{43} = -20 \lg (|S_{43}|) = -10 \lg \left( \frac{P_4}{P_3} \right) = A_{41} - C, \text{ дБ.}$$

Направленность определяет динамический диапазон измерителя. Например, для рефлектометра она задает минимальный уровень коэффициента отражения, который можно измерить с данным направленным ответвителем.

**Согласование НО** характеризуют величиной КСВН входного плеча при установленных согласованных нагрузках на всех остальных. Для одинарных НО – ответвителей, предназначенных для выделения только одного сигнала, в развязанном плече предусматривают согласованную нагрузку. Часто эта нагрузка несъемная и устанавливается при изготовлении НО. Если ее параметры неидеальны, то отраженная от нагрузки волна меняет соотношение измеряемых волн. Поэтому КСВН нагрузки в развязанном плече является параметром такого направленного ответвителя.

Кратко рассмотрим наиболее распространенные **конструкции направленных ответвителей**, используемых в измерителях параметров рассеяния. В коаксиальных измерительных трактах используют НО на



связанных линиях с *T*-волнами (рис. 3.4,а). Они обладают широкой рабочей полосой, технологичны – особенно при реализации на полосковых линиях (с коаксиально-полосковыми переходами). Такие НО являются примером противонаправленных устройств – развязанное и дополнительное плечи меняются местами по сравнению с рис. 3.2. Выбором длины и расстояния между проводниками подбирают необходимое переходное ослабление.

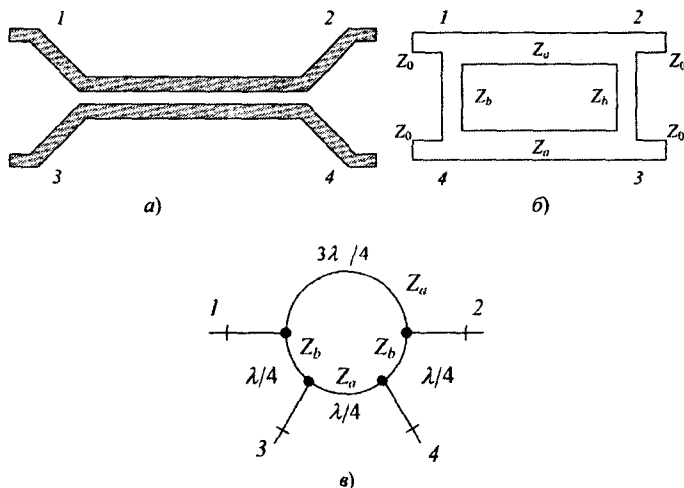


Рис. 3.4. Схемы коаксиальных и полосковых направленных ответвителей: а – НО на связанных линиях; б – шлейфный ответвитель; в – гибридное кольцо

Другой вариант – **шлейфный ответвитель** (рис. 3.4,б). Он состоит из четырех отрезков линий передачи (полосковых или коаксиальных), образующих квадрат. Поэтому его иногда называют квадратный мост. Длина линий соответствует четверти длины волны на центральной рабочей частоте. При этом волны, попадающие в развязанное плечо 4, противофазные и вычитаются. Волновые сопротивления пар линий  $Z_a$  и  $Z_b$  подбирают так, чтобы обеспечить нужное переходное ослабление, которое определяется соотношением волновых сопротивлений плеч

моста  $C = -20 \lg(|S_{31}|) = -20 \lg \left( \left| \frac{Z_a}{Z_b} \right| \right)$ . Выполнение условия  $\frac{1}{Z_a^2} - \frac{1}{Z_b^2} = \frac{1}{Z_0^2}$

обеспечивает согласование ответвителя.

**Гибридное кольцо** (рис. 3.4,в) отличается от шлейфного ответвителя увеличением длины отрезка между плечами 1 и 2 на половину длины волны. Мощность делится между плечами 2 и 3 в пропорции, зависящей от соотношения волновых сопротивлений отрезков линий:

$$C = -20 \lg(|S_{31}|) = -20 \lg\left(\left|\frac{Z_o}{Z_b}\right|\right).$$

Условие  $\frac{1}{Z_a^2} + \frac{1}{Z_b^2} = \frac{1}{Z_o^2}$  определяет согласование плеч. При ра-

венстве волновых сопротивлений  $Z_a = Z_b = Z_o \sqrt{2}$  мощность делится пополам, и ответвитель имеет переходное ослабление 3 дБ. Такие НО часто называют мостом, их используют как широкополосные делители мощности. Гибридное кольцо – это противонаправленный ответвитель (назначение плеч другое, чем в шлейфном мосте).

Для волноводных трактов используют многощелевые направленные ответвители на связанных волноводах (рис. 3.5,а). Они представляют собой два волновода, соединенных по широкой стенке несколькими отверстиями или щелями связи. Конфигурация отверстий, их количество и расположение выбирают, исходя из требуемого переходного ослабления, рабочей полосы и согласования ответвителя. Как правило, в развязанном плече предусматривают встроенную согласованную нагрузку. Для узких рабочих полос можно использовать более простую конструкцию щелевого моста (рис. 3.5,б). Он представляет собой два волновода, с общей узкой стенкой, в которой прорезано окно на всю высоту волновода. Длина окна подбирается так, чтобы обеспечить заданное переходное ослабление между

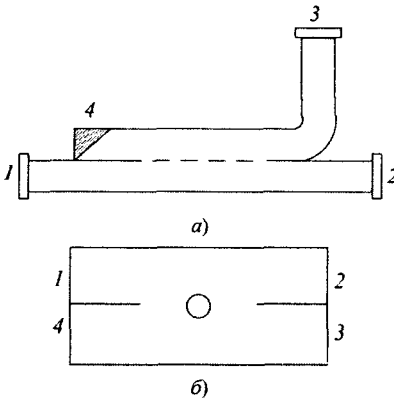


Рис. 3.5. Волноводные направленные ответвители:

а – многощелевой НО; б – щелевой мост

плечами 1 и 3. Цилиндрический штырь в центре области связи используют для согласования входов НО. Плечо 4 является развязанным. Рабочая полоса такого устройства составляет 10...15%.

### 3.3. Погрешности измерительного тракта и методы его калибровки

Проведем анализ погрешностей, характерных для анализаторов цепей СВЧ с направленными ответвителями. Их можно разделить на три группы – систематические, случайные и погрешности из-за нестабильности параметров (дрейф) (рис. 3.6).



Рис. 3.6. Классификация погрешностей анализатора цепей СВЧ

Случайные погрешности и погрешности дрейфа параметров являются неповторяющимися погрешностями и не могут быть устранены калибровкой. Случайные погрешности связаны, в первую очередь, с наличием шумов детекторов и преобразователей частоты в измерительном тракте. Влияют на них и шумовые свойства измерителя отношения и внешние помехи. Шумы и помехи сказываются при измерении малых коэффициентов отражения и устройств с большим ослаблением. Они устраняются схемотехническими методами: тщательной фильтрацией шумовых компонент, экранированием каналов прохождения сигналов, применением малошумящих НЧ- и ПЧ-усилителей. В цифровых анализаторах цепей СВЧ для уменьше-

ния случайных погрешностей часто применяют метод усреднения. При этом используют многократные измерения в каждой частотной точке, что увеличивает общее время измерения. Опытные данные усредняются, погрешность результата измерения при этом уменьшается.

Другой источник случайных погрешностей – неповторяемость параметров присоединительных разъемов, к которым подключают исследуемое устройство. В процессе калибровки и измерений приходится неоднократно подсоединять исследуемый и образцовый объекты. При нестабильности параметров контактов, несовершенстве конструкции соединителей свойства измерительного тракта будут непостоянны. На высоких частотах (десятки ГГц) подобный эффект вызовут меняющиеся фазовые характеристики гибких соединительных кабелей при их сгибах и перемещениях. Снижают такого вида погрешности конструктивными мерами.

К с л у ч а й н ы м относят также погрешности, связанные с медленными изменениями (дрейфом) параметров измерителя. Если между калибровкой и измерением параметры тракта успевают измениться, то возникает погрешность дрейфа. Она вызвана, в первую очередь, температурной зависимостью параметров измерителя. Сюда же относят и долговременную нестабильность частоты генератора. Погрешность дрейфа устраняют калибровкой прибора непосредственно перед измерением. Используют также контроль температуры измерительной установки.

С и с т е м а т и ч е с к и е погрешности – наиболее важная составляющая общей погрешности анализаторов цепей СВЧ. Они связаны главным образом с неидеальностью направленных ответвителей. Кроме этого, необходимо учитывать и проникновение паразитного сигнала из одного ответвителя в другой, минуя исследуемое устройство (перекрестное проникновение сигнала). Отдельный источник систематических погрешностей – отражения от неидеальных согласованных нагрузок на концах измерительного тракта.

Рассмотрим, как влияет неидеальная направленность НО на результаты измерения коэффициента отражения. На рис. 3.7,а показаны пути сигналов в реальном направленном ответвителе отраженной волны. В нем измерительным является плечо 4, а развязанным – плечо 3 (наоборот по отношению к рис. 3.3).

При согласованной нагрузке  $Z_n$  отраженная волна равна нулю. В плечо 4 попадает только небольшая часть волны генератора  $S_{41}a_r$ . Она обусловлена неидеальной развязкой НО  $A_{41} \neq \infty$ . Например, при развязке = 35 дБ этот сигнал равен 1,78% амплитуды падающей волны. Если теперь установить исследуемую нагрузку, то в плечо 4 поступит измерительный сигнал – часть отраженной волны  $S_{31}b_n$ . В результате на выходе НО появится суперпозиция двух волн – полезной и паразитной

(рис. 3.7,б). Разность фаз этих сигналов случайна и меняется при вариации частоты. При реактивной нагрузке ( $|\rho_n| = 1$ ) отношение амплитуд этих волн примерно равно направленности НО (точнее, отличается от него на величину потерь НО). В этом случае модуль суммарного сигнала для НО с развязкой, например, 35 дБ может меняться в относительно небольших пределах  $\pm 1,78\%$ . При малом коэффициенте отражения (например, при  $|\rho| = 0,1$  и КСВН = 1,22) отношение отраженной и паразитной волн в таком ответвителе будет порядка 15 дБ, что приведет к вариациям измеренного модуля отражения в пределах от 18,58 дБ до 21,7 дБ (погрешность порядка 18%). При изменении частоты фазовые соотношения отраженной и паразитной волн будут также меняться. На измеренной АЧХ коэффициента отражения появится характерная «гребенка» – паразитные пульсации АЧХ, вызванные интерференцией полезной и паразитной волн. Отсюда следует, что ответвитель должен иметь направленность на 15...20 дБ выше, чем минимальный измеряемый коэффициент отражения, выраженный в дБ ( $\rho_n = -20 \lg(\rho_n)$ , дБ). В противном случае будет появляться погрешность за счет неидеальной направленности, которая сказывается тем сильнее, чем меньше измеряемый коэффициент отражения.

Другая причина появления погрешностей при использовании неидеального НО – рассогласование рабочего плеча, куда подключается исследуемая нагрузка  $Z_n$  (рис. 3.8). Ненулевой коэффициент отражения от плеча 2 вызывает переотражения волн между НО и исследуемой нагрузкой. В первом приближении можно провести оценку появляющейся при этом погрешности следующим образом. Положим, что КСВН рабочего плеча 2 составляет 1,25. Ограничившись одним переотражением, положим, что при произвольной нагрузке  $Z_n$  в измерительное плечо поступает две интерферирующие волны – одна полезная  $S_{31}b_n$ , а вторая – переотраженная  $S_{31}S_{22}\rho_n b_n$  (рис. 3.8).

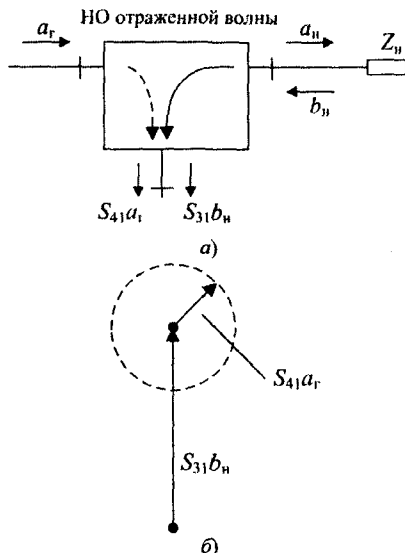


Рис. 3.7. Неидеальный направленный ответвитель отраженной волны:  
а – схема путей прохождения отраженной и паразитной волн; б – векторная диаграмма интерференции волн

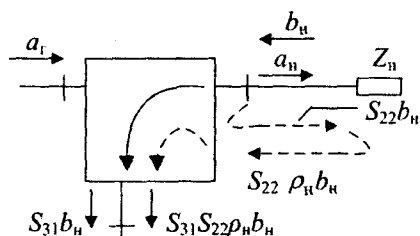


Рис. 3.8. Интерференция измерительной и переотраженной волн при рассогласовании рабочего плеча НО

При полном отражении ( $|\rho_n|=1$ ) суммарный сигнал может меняться в пределах от  $-0,92$  дБ до  $1,03$  дБ. На частотной характеристике появляется «гребенка». При малых коэффициентах отражения эта погрешность менее заметна. Аналогичная погрешность возникает и при измерении коэффициента передачи. Она вызвана переотражением между выходом устройства и входным плечом НО проходящей волны.

При недостаточном экранировании, плохих контактах в соединительных устройствах возникает погрешность из-за перекрестного проникновения сигналов, обусловленного связями между направленными ответвителями. Это внешняя связь между НО падающей и отраженной волны, она сказывается в появлении паразитного сигнала падающей волны, складывающегося с измерительным сигналом отраженной волны аналогично рис. 3.7,б. Такая погрешность более заметна в случае малых коэффициентов отражения. При измерении коэффициентов передачи аналогичная ситуация может наблюдаться в ответвителе проходящей волны. За счет перекрестных связей между входной и выходной частями измерительного тракта возникает паразитный сигнал падающей волны, интерферирующий с полезным сигналом проходящей волны. Погрешность такого вида сказывается сильнее при исследовании устройств с большим ослаблением.

Еще одна причина появления погрешностей – различия частотных характеристик (АЧХ и ФЧХ) каналов отраженной или проходящей волн и канала падающей волны. При вариации рабочей частоты эти различия вносят дополнительные амплитудные и фазовые погрешности в результат измерения. Обусловлены они, в основном, неидентичностью установленных в измерительном тракте направленных ответвителей.

Отметим, что погрешности НО при измерениях коэффициентов передачи сказываются сильнее, так как диапазон измеряемых величин коэффициентов передачи существенно шире. На практике приходится измерять модуль коэффициента передачи для пассивных устройств в пределах  $0 \dots 100$  дБ, в то время как коэффициент отражения меняется в меньших пределах. Например, для довольно хорошей нагрузки с  $K_{СВН} = 1,01$  значение модуля коэффициента отражения  $|\rho| = 0,05$ , а для случая чисто реактивной нагрузки  $|\rho|=1$ . Требуемый диапазон измерений составляет всего 46 дБ. Конструктивное уменьшение рассмотренных выше погрешностей – достаточно сложная задача. В настоящее время наиболее широко используют их исключение в процессе калибровки измерителя.

В современных анализаторах цепей СВЧ для исследования многополюсных устройств используют калибровку, учитывающую рассмотренные систематические погрешности (рис. 3.9):

- неидеальная направленность НО отраженной волны;
- рассогласование рабочего плеча НО отраженной волны;
- рассогласование рабочего плеча НО проходящей волны;
- перекрестное проникновение сигнала в канале измерения коэффициента передачи;
- различие частотных характеристик каналов падающей и отраженной волн;
- различие частотных характеристик каналов падающей и проходящей волн.

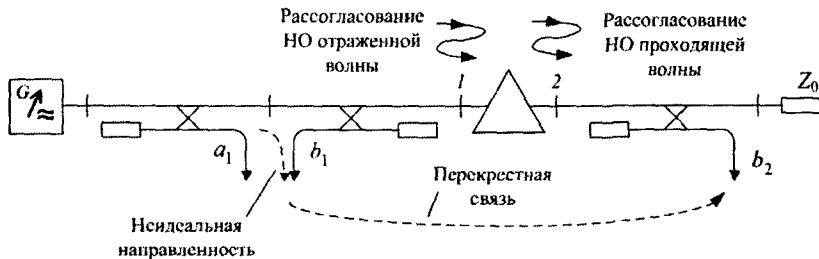


Рис. 3.9. Модель погрешностей измерительного тракта анализатора цепей СВЧ

Эти виды погрешностей характерны для измерителей коэффициента отражения и передачи вида рис. 3.1. В автоматизированных анализаторах цепей СВЧ по схеме рис. 3.2 погрешности различны для прямого и обратного включения исследуемого устройства. Поэтому в общем случае необходимо корректировать 12 параметров (полная калибровка двухвходовой схемы измерения). В отдельных случаях – например, при измерении только коэффициента отражения, – количество калибровок можно сократить. Модель погрешностей направленных ответвителей удобно представить в виде сочетания идеального измерителя отношения амплитуд и «ящика ошибок» (error box) (рис. 3.10). Последний отображает указанные выше погрешности в виде графа, ветви которого соответствуют параметрам неидеального НО. Направленный граф для измерения коэффициента отражения представлен на рис. 3.11,а, где обозначены комплексные коэффициенты матрицы погрешностей:  $r_{00}$  – ветвь, отражающая неидеальную направленность НО,  $r_{11}$  – коэффициент отражения от рабочего плеча,  $r_{01}$  – разница коэффициентов передачи каналов падающей и отраженной волн.

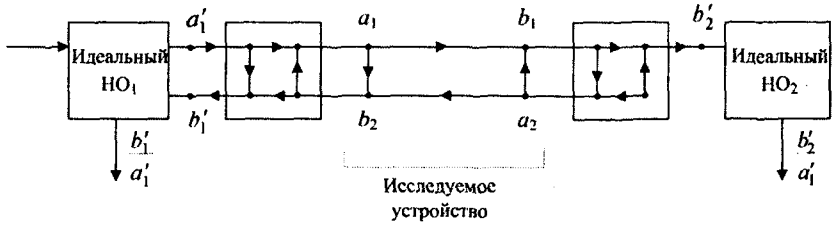


Рис. 3.10. Модель погрешностей анализатора параметров цепей СВЧ

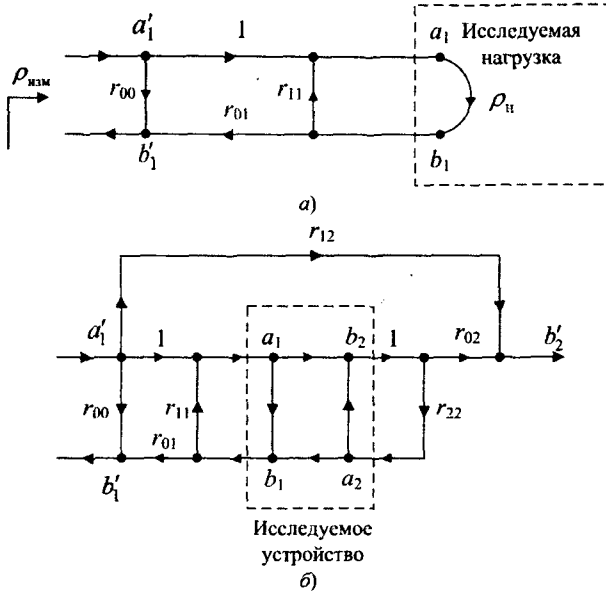


Рис. 3.11. Эквивалентное представление матриц погрешностей:  
 а – направленный граф канала измерения коэффициента отражения;  
 б – направленный граф канала измерения коэффициента передачи

Если заранее определить параметры графа, то можно рассчитать связь измеренного  $\rho_{изм} = b_1'/a_1'$  и действительного  $\rho_n = b_n/a_n$  коэффициентов отражения:

$$\rho_n = \frac{\rho_{изм} - r_{00}}{r_{11}(\rho_{изм} - r_{00}) + r_{01}}$$

При этом рассмотренные выше систематические погрешности будут устранены. Аналогичным образом представляют в графическом виде погрешности, характерные для измерения коэффициентов передачи (рис. 3.11,б). Здесь присутствуют погрешности рефлектометра  $r_{00}$ ,  $r_{11}$  и



$r_{01}$ , установленного на входе, а также погрешности НО проходящей волны. Коэффициент  $r_{22}$  отражает рассогласование НО проходящей волны,  $r_{20}$  учитывает неидентичность трактов проходящей и падающей волн. Дополнительная ветвь графа  $r_{12}$  отражает проникновение сигнала генератора на выход измерительного плеча второго НО. Анализ этой схемы более сложен, но принципиально не отличается от предыдущего случая. Аналогичные схемы необходимо использовать при обратном направлении подачи сигнала в схеме вида рис. 3.2.

Рассмотрим, как реализуют алгоритмы калибровки в вычислительных анализаторах цепей СВЧ. При калибровке используют ряд образцовых мер (calibration kit), входящий в комплект прибора. Обычно он содержит стандартный набор: короткозамыкатель (short circuit), открытый конец линии (open circuit), одну или несколько согласованных фиксированных нагрузок (fixed loads). Для частот выше 2...3 ГГц используют скользящую перемещаемую нагрузку (sliding load). Калибровка проводится под управлением процессора анализатора. Программное обеспечение включает несколько алгоритмов калибровки – от простой калибровки частотной зависимости до полной двухходовой калибровки всего анализатора.

Частотная калибровка позволяет устранить частотные зависимости трактов отраженной и проходящей волн и нормировать их величину. При установке короткозамыкателя запоминают данные отраженной волны в каждой частотной точке. Эти данные используются затем для нормировки измеряемых значений коэффициента отражения – как его модуля, так и фазы. Аналогичная калибровка для канала проходящей волны осуществляется при прямом соединении НО отраженной и проходящей волн. Такую калибровку обычно предусматривают во всех цифровых измерителях параметров цепей СВЧ.

Другой, более сложный алгоритм калибровки дополнительно устраняет влияние перекрестных связей. Для этой калибровки используют согласованную нагрузку, устанавливаемую вместо исследуемого устройства. Измеряют и запоминают сигнал, проникающий в направленный ответвитель проходящей волны. Данные используются при исследовании устройств с большим переходным ослаблением (свыше 70...80 дБ), когда выходной сигнал соизмерим с паразитным (например, СВЧ-переключатели в открытом состоянии).

Калибровка по  $S_{11}$  и  $S_{22}$  (калибровка рабочих портов) включает компенсацию трех рассмотренных выше погрешностей направленных ответвителей отраженной и проходящей волн и их частотных зависимостей. Для каждого ответвителя используют три образцовых нагрузки – КЗ, ХХ и СН. На высоких частотах применяют подвижную согласованную нагрузку. В этом случае используют 5...6 положений нагрузки.

Полная калибровка по всем 6 (или 12) параметрам позволяет компенсировать все рассмотренные причины погрешностей. Она проводится как при трех оконечных нагрузках (КЗ, ХХ, СН), так и при прямом соединении НО. В англоязычной литературе ее принято называть SOLT (Short, Open, Load, Through). Отметим, что полная калибровка занимает много времени, трудоемка, требует нескольких переключений образцовых элементов. Полную калибровку обычно используют для многополюсных устройств с малым вносимым ослаблением, когда заметно влияние рассогласования НО.

Для проверки качества калибровки в комплект приборов включают набор образцовых мер (verification kit). Он содержит отрезки прецезионных линий с воздушным заполнением, фиксированные аттенюаторы (например, 20 дБ, 40 дБ), рассогласованные ступенчатые нагрузки. Данные калибровки сохраняют в устройствах энергонезависимой памяти, что позволяет восстановить калибровку при повторном включении прибора.

### **3.4. Измерители КСВН и ослабления (скалярные анализаторы цепей СВЧ)**

В скалярных анализаторах цепей (измерителях КСВН и ослабления) определяют отношение только модулей амплитуд волн. На выходах направленных ответвителей ставят измерители уровня сигналов – СВЧ-детекторы (обычно квадратичные); требования, предъявляемые к ним; широкополосность, широкий динамический диапазон, в котором сохраняется закон преобразования (квадратичный участок), высокая чувствительность и малый уровень собственных шумов.

На выходе детекторов получают постоянные напряжения или НЧ-сигналы, величина (амплитуда) которых пропорциональна квадрату амплитуды СВЧ-сигналов. Эти сигналы поступают либо на аналоговый измеритель отношения напряжений, либо на АЦП (для цифровых приборов). В последнем случае цифровой сигнал подают на микропроцессор, где и вычисляется отношение амплитуд. Использование измерителей отношения позволяет снизить зависимость результатов от неравномерности уровня сигнала генератора. Однако полностью убрать ее нельзя из-за невысокого динамического диапазона детекторов. Поэтому необходимо стабилизировать уровень сигнала ГКЧ. Это позволяет работать вблизи одной действующей точки характеристики диодов и уменьшать погрешности преобразования детектора. В простых приборах измерители отношений не ставят – выходные сигналы отраженной и проходящей волн нормируются к уровню падающей волны, которая принимается за единицу. В этом случае амплитуды измерительных сигналов численно равны квадратам модулей коэффициента отражения или коэффициента передачи исследуемого устройства.

Важным преимуществом скалярных измерителей является то, что их рабочая полоса частот определяется применяемым типом ГКЧ и конструкцией измерительного тракта. Основная часть прибора (индикатор, блок обработки и др.) при этом остается общей для приборов разного частотного диапазона. Известны приборы со сменными блоками ГКЧ, набором НО и детекторов, работающие в диапазоне частот от 10 МГц до 110 ГГц.

Рассмотрим схему аналогового измерителя КСВН и ослабления (аналогового скалярного анализатора цепей СВЧ, рис. 3.12). В основном она соответствует типовым схемам измерителей АЧХ более низких частот. Источником сигнала является перестраиваемый генератор качающейся частоты (ГКЧ). Он управляется по частоте пилообразным напряжением развертки, по амплитуде – системой автоматической регулировки мощности (АРМ).

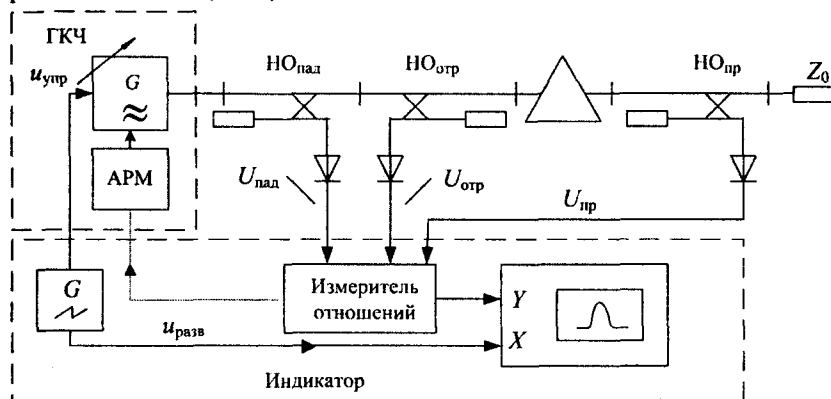


Рис. 3.12. Схема аналогового измерителя КСВН и ослабления

Обычно генератор качающейся частоты совместно с элементами измерительного тракта (переходами, аттенуаторами, блоком питания и пр.) выполняют в виде отдельного блока (рис. 3.13). В качестве автогенератора ГКЧ используют электронные приборы, позволяющие управлять частотой вырабатываемого сигнала внешним напряжением. Это лампы обратной волны (ЛОВ), диоды Ганна. Часто используют транзисторные и диодные схемы генераторов с управлением частотой с помощью варикапов или ферродиелектрических резонаторов (ЖИГ-сферы). Главные требования к ГКЧ анализатора цепей СВЧ – широкий диапазон перестройки частоты при минимальной вариации амплитуды, уровень выходной мощности не менее нескольких мВт, отсутствие побочных колебаний и гармоник. Эти требования противоречивы и ограничивают диапазон перестройки частоты ГКЧ до 40...60% на частотах порядка 10 ГГц и выше. На более низких частотах перекрытие может составлять октаву (в 2 раза) и более.

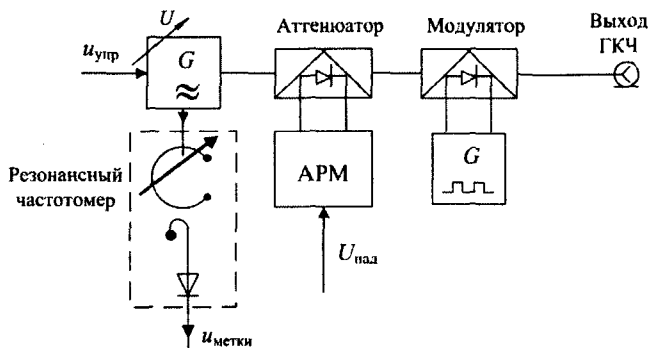


Рис. 3.13. Схема генераторного блока измерителя КСВН и ослабления

Регулировка уровня выходного сигнала и стабилизация его амплитуды проводится системой АРМ. Сигнал ошибки для АРМ вырабатывается путем сравнения протектированного сигнала падающей волны  $U_{пад}$  и опорного напряжения  $U_{оп}$ . Регулирующим элементом АРМ является электрически управляемый полупроводниковый аттенюатор, устанавливаемый на выходе генераторного блока. В ряде случаев для управления амплитудой выходного сигнала используют также регулировку режима работы генераторного прибора – например, коллекторного напряжения ЛОВ. Последний метод менее желателен, поскольку при изменении режима электронного прибора меняется частота и другие параметры генерируемого сигнала.

Контроль работы системы АРМ проводят, подавая на индикатор сигнал падающей волны. В случае правильной работы АРМ на экране индикатора должна быть видна горизонтальная линия. Однако надо помнить, что система АРМ получает информацию об амплитуде генерируемого сигнала с НО падающей волны. Поэтому при неравномерности АЧХ этого ответвителя появится частотная зависимость амплитуды выходного сигнала. Она будет соответствовать инвертированному виду АЧХ НО падающей волны – там, где переходное ослабление  $S_{31}(f)$  уменьшается, система АРМ увеличит амплитуду, и наоборот. Учитывая квадратичность детектора падающей волны, зависимость выходной мощности  $P(f)$  будет пропорциональна  $1/|S_{31}(f)|^2$ . Эта зависимость – собственная АЧХ ГКЧ. Для компенсации ее неравномерности используют измерители отношений протектированных сигналов падающей и отраженной волн, а также направленные ответвители с одинаковыми параметрами. Регулировкой опорного напряжения АРМ можно управлять средней мощностью генератора. Уровень мощности сигнала ГКЧ обычно регулируют выходным аттенюатором, который выполняет также функции устройства развязки.

Для работы низкочастотного индикаторного блока (усилителей и измерителей отношений) используют амплитудную модуляцию (манипуляцию) СВЧ-сигнала. При этом проще усиливать выходные измерительные сигналы и фильтровать их от помех. Частоту модуляции выбирают порядка десятков кГц, форму сигнала модуляции – прямоугольные импульсы (меандр). Модуляцию предпочтительнее выполнять с помощью полупроводникового коммутатора, установленного в тракт выходного сигнала генератора. Однако при отсутствии такой возможности модуляцию производят включением и выключением питающих напряжений автогенератора ГКЧ.

В генераторном блоке для оцифровки шкалы частот предусматривают встроенный частотомер. В низкочастотной части СВЧ-диапазона применяют электронно-счетные частотомеры (ЭСЧ) совместно со стоп-меткой. Такой способ описан в разделе об анализаторах спектра СВЧ. На высоких частотах используют резонансный частотомер с механической перестройкой (см. рис. 3.13). При совпадении частоты ГКЧ с резонансной частотой объемного резонатора на его выходе появляется радиоимпульс, форма огибающей которого повторяет форму АЧХ резонатора (рис. 3.14). Детектируя его, формируют напряжение частотной метки, которую подают на индикаторный блок. Точность измерения частоты таким способом порядка 0,1...0,2%. Низкочастотная часть измерителя – это индикаторный блок (рис. 3.15).

Он может быть двухканальным (отдельно для измерительных сигналов отраженной (А) и проходящей (В) волн) и одноканальным – с общим измерительным каналом. Последний используют в приборах с одним направленным ответвителем отраженной/проходящей волны. Переключение режимов измерения тогда проводят перекоммутацией измерительного тракта.

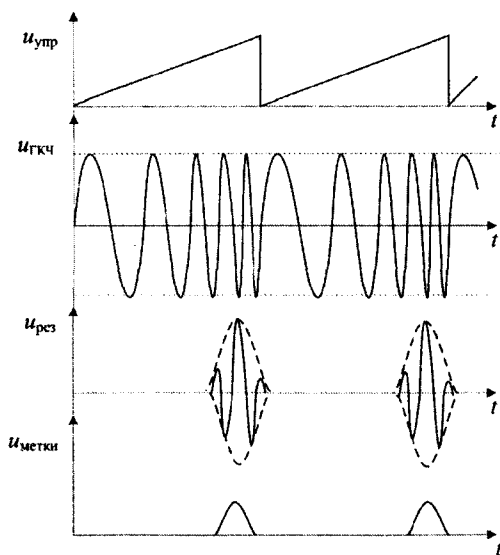


Рис. 3.14. Формирование частотной метки в резонансном частотомере ГКЧ

Дополнительный канал падающей волны (С) служит для контроля равномерности собственной АЧХ генератора и работы системы АРМ.

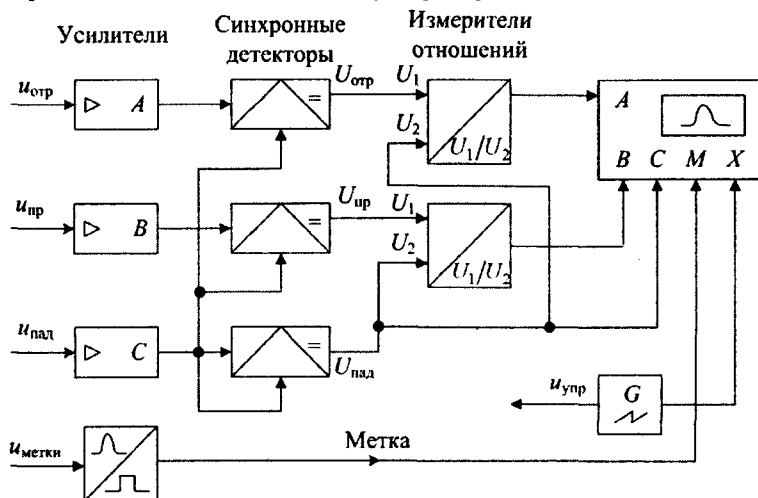


Рис. 3.15. Схема аналогового двухканального индикаторного блока

На измерительный блок подают протектированные НЧ-сигналы падающей, отраженной и проходящей волн, а также сигнал частотной метки  $u_{метки}$ . Эти сигналы поступают на узкополосные усилители и далее – на синхронные детекторы (СД). Последние позволяют получить постоянные напряжения, пропорциональные квадратам амплитуд (мощности) падающей  $U_{пад} \sim P_{пад}$  и отраженной/проходящей волн ( $U_{отр}$ ,  $U_{пр}$ ). Синхронный детектор – это преобразователь частоты, в котором частота сигнала равна частоте гетеродина, а на выходе с помощью узкополосного ФНЧ выделяют сигнал разностной частоты – постоянное напряжение. Преимущество синхронных детекторов – их хорошие фильтрующие свойства и помехозащищенность. В качестве сигнала гетеродина СД используют усиленный сигнал падающей волны. Недосток синхронных детекторов – зависимость выходного сигнала от фазового сдвига входных НЧ-напряжений – в данном случае не сказывается.

Выделенные напряжения сигналов подают на измерители отношения и далее на канал  $Y$  осциллографического индикатора. На канал  $X$  подают сигнал от генератора пилообразного напряжения, который обычно размещают также в индикаторном блоке. Длительность прямого хода пилообразного напряжения определяет время анализа частотной характеристики. Часто используют стандартные значения 0,08; 1 и 10 с. Выбор большего времени анализа осуществляют с целью исключения динами-

ческих погрешностей при исследовании узкополосных СВЧ-устройств. Предусматривают режим работы от внешнего управляющего напряжения, а также режим ручной перестройки частоты. Последний превращает измеритель в одночастотный генератор со стабильной амплитудой и ручной перестройкой в диапазоне частот. Это дает возможность проводить особо точные измерения на фиксированных частотах с использованием внешних вольтметров и частотомеров.

Для показа частотных зависимостей в панорамных аналоговых приборах используют осциллографический индикатор. Фактически это упрощенный осциллограф, в котором предусмотрены два канала ( $X$  – горизонтального отклонения и  $Y$  – вертикального отклонения) и электронно-лучевая трубка с увеличенным послесвечением. На канал  $X$  подают напряжение развертки, на канал  $Y$  – выходной сигнал с измерителя отношения, пропорциональный квадрату модуля коэффициента матрицы рассеяния. На канал  $Y$  также поступает сигнал частотной метки с резонансного частотомера ГКЧ. При этом на осциллограмме появляется изображение в виде короткого всплеска или точки, соответствующей моменту совпадения частот ГКЧ и настройки резонатора. Перестраивая резонатор частотомера, можно оцифровать всю частотную (горизонтальную) шкалу индикатора, считывая значения частоты со шкалы частотомера. Совмещая метку с интересующей точкой исследуемой характеристики, по шкале резонатора отсчитывают ее частоту.

Вертикальная шкала имеет размерность квадрата модуля коэффициента отражения/передачи. Это справедливо при нормировке амплитуды падающей волны. Перед измерениями прибор калибруют по двум уровням. Первая калибровка – по нулевому уровню сигнала – обычно производится при настройке прибора. Совмещают осциллограмму в отсутствие измерительного сигнала (например, при установке согласованной нагрузки) с нулевой линией шкалы индикатора. Калибровка единичного уровня коэффициента отражения осуществляется с короткозамыкателем. При этом совмещают кривую отраженной волны с линией единичного коэффициента отражения вертикальной шкалы индикатора (отметка КСВН =  $\infty$ ). Для проходных измерений калибровку делают по единичному коэффициенту передачи. Для этого соединяют НО падающей и проходящей волн напрямую и совмещают кривую проходящей волны с линией единичного коэффициента передачи (отметка  $A = 0$  дБ). В англоязычной литературе такой вид калибровки обозначают аббревиатурой SLT – (Short – короткозамыкатель, Load – согласованная нагрузка, Through – прямое соединение). Аналоговые скалярные анализаторы не обеспечивают режим калибровки в каждой частотной точке из-за отсутствия памяти.

Вертикальная шкала измерителя после калибровки соответствует значениям  $|S_{11}|^2$  или  $|S_{21}|^2$ . Чтобы не переводить эти величины в рабочие

параметры – КСВН и ослабление – используют **электронный визир**. В индикаторе предусматривают дополнительные шкалы КСВН и ослабления (в децибелах), связанные с управляемым вручную указателем – горизонтальной линией на экране (линией электронного визира). Совмещая его с выбранными точками частотной характеристики, по шкалам отсчитываем результат измерения КСВН или ослабления.

Точность СВЧ-анализаторов, как правило, выражают в виде функциональных зависимостей погрешности от измеряемых величин. Так, отечественные аналоговые панорамные измерители КСВН и ослабления (вид P2) обеспечивают предел допускаемой погрешности измерения КСВН порядка  $(3 \dots 5) \times \text{КСВН, \%}$  и ослабления –  $[(0,2 \dots 0,3) + (0,03 \dots 0,05)A_x]$ , дБ. Для получения численного значения погрешности следует подставить в уравнения измеряемое значение параметра. Основную вклад в погрешности вносят параметры НО и детекторов, и при тщательной калибровке на рабочей частоте точность измерения может быть существенно повышена.

**Цифровые скалярные анализаторы цепей СВЧ** обеспечивают лучшую точность измерения НЧ-сигналов и дополнительные функциональные возможности их обработки и индикации. Они отличаются от аналоговых приборов цифровыми методами измерения и обработки НЧ-сигналов, а также программным принципом управления работой прибора. СВЧ-тракты таких приборов принципиально не отличаются от аналоговых измерителей.

Дополнительные возможности улучшения точности дает использование цифровой и микропроцессорной техники в индикаторном блоке. Наиболее важной особенностью цифровых измерителей является возможность частотной калибровки прибора в каждой точке измерения с запоминанием результатов в памяти микропроцессора. Фактически при калибровке измеряется собственная АЧХ прибора. Данные калибровки в дальнейшем используют как поправочный множитель при выводе результатов измерений. Такая калибровка является процедурой исключения систематической погрешности за счет неидеальной собственной АЧХ измерителя. При этом отсутствует необходимость регулировать параметры измерительных каналов и жестко стабилизировать амплитуду сигнала ГКЧ. Такая калибровка должна выполняться каждый раз при установке новой полосы качания частоты.

Цифровые анализаторы позволяют увеличить точность измерения уровней НЧ-сигналов, устранить субъективные погрешности и осуществить вывод результатов в цифровом виде. Каждый измерительный канал представляет собой селективный цифровой вольтметр, точность которого определяется разрядностью АЦП. При программном управлении прибором предусматривают цифровую систему установки и измерения частоты ГКЧ. Рабочий диапазон частот при этом дискретизируют, закон



изменения частоты делают ступенчато – нарастающим. Каждая ступенька соответствует дискретной частотной точке, в пределах которой в течение небольшого интервала времени частота не меняется. В это время проводится аналого-цифровое преобразование сигналов, а встроенный или внешний электронно-счетный частотомер измеряет частоту ГКЧ. Данные с АЦП и ГКЧ сохраняются в памяти микропроцессорной системы и, после обработки, выводятся на экран цифрового дисплея.

Цифровые приборы позволяют снизить погрешности преобразования СВЧ-детекторов. Для этого предусматривают режим предварительной калибровки их характеристики и корректировки данных измерения. При калибровке на детектор последовательно подают сигнал с различной амплитудой и измеряют коэффициент преобразования. Зависимость коэффициента преобразования от амплитуды сигнала учитывается при выводе результатов измерения КСВН и ослабления.

Возможности микропроцессорных цифровых приборов проиллюстрируем на примере серии измерителей КСВН и ослабления Р2-78...82. Эти приборы измеряют КСВН и коэффициент передачи (ослабление) коаксиальных СВЧ-устройств с воспроизведением их частотных зависимостей на экране дисплея и цифровым отсчетом измеряемых величин. Приборы серии отличаются видами измерительного тракта (коаксиал 50 Ом – 3,5/1,5; 7/3; 16/6,95 мм, 75 Ом – 16/4,6), а индикатор и генераторный блок выполнены по единой схеме, поэтому в дальнейшем будем рассматривать измеритель Р2-78. Измерительный тракт этого прибора включает три канала – падающей (*C*), отраженной (*A*) и прошедшей (*B*) волн (рис. 3.16).

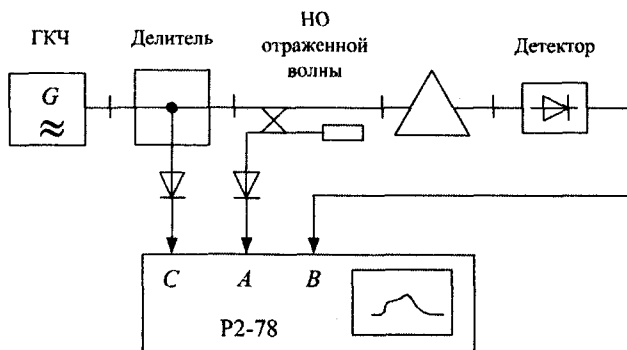


Рис. 3.16. Измерительный тракт прибора Р2-78

Сигнал падающей волны выделяется с помощью широкополосного делителя мощности, установленного на выходе генератора. Сигнал отраженной волны в канале *A* формируется направленным ответвительным устройством.

лем (использован гибридный мост), а сигнал проходящей волны в канале  $B$  – согласованной детекторной секцией. Сигналы поступают на индикаторный блок, который содержит аналоговые и цифровые блоки преобразования сигналов, а также микропроцессорную систему (МПС) (рис. 3.17).

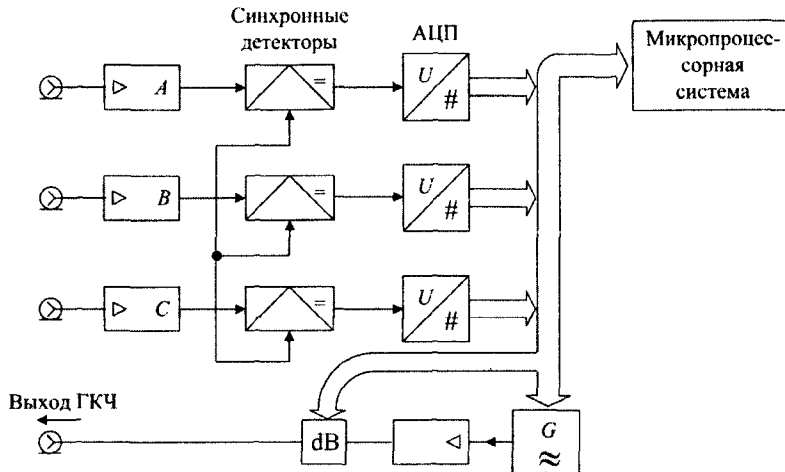


Рис. 3.17. Схема измерителя КСВН и ослабления Р2-78

Все управление прибором реализуется программным способом. Алгоритм управления прибором заложен в программное обеспечение МПС и включает в себя следующие этапы: установку частотного диапазона (нижней и верхней граничных частот), автоматическую разбивку диапазона на 512 частотных точек, калибровку прибора и измерение параметров исследуемого устройства в этих точках. В процессе измерения микропроцессор подает на ГКЧ последовательность кодов частотных точек и получает информацию об реальной частоте ГКЧ от встроенного ЭСЧ. Одновременно производится аналого-цифровое преобразование всех трех сигналов и результат записывается в оперативную память МПС. Там же хранится результат предварительно проведенной калибровки каналов. На индикатор подаются частотные зависимости КСВН,  $|\rho|$ ,  $A$  (в дБ или в относительных единицах). Они рассчитываются по отношениям амплитуд сигналов в каналах с учетом калибровки. Цифровая информация АЧХ выводится на экран дисплея, причем выбор индицируемой точки осуществляется оператором с помощью частотной метки в виде перемещаемой вертикальной линии. Микропроцессорная система управляет также и выходным аттенуатором ГКЧ, регулируя уровень сигнала генератора.

Технические и метрологические параметры прибора:

частотный диапазон 1,25...5,0 ГГц, 512 частотных точек;

установка произвольной ширины качания с разбивкой на 512 дискретов;

выходная нестабилизированная мощность ГКЧ 2...10 мВт, при стабилизации рабочий уровень мощности падающей волны можно устанавливать на малом ( $<10^{-2}$  мВт) и среднем (до 0,5 мВт) уровнях мощности; прибор имеет функцию измерения мощности падающей волны;

АЦП и микропроцессорная система имеет 12 двоичных разрядов, что соответствует разрешающей способности по уровню порядка 0,025%;

измерение ослабления ( $-50...+30$ ) дБ с абсолютной погрешностью в пределах  $\Delta A = \pm (0,03A_x + 0,2)$  дБ;

измерение КСВН в диапазоне 1,04...5,0 с относительной погрешностью  $\delta \text{КСВН} = \pm (3 \times \text{КСВН} + 1)\%$ ;

точность измерения частоты  $\delta f = \pm 0,2\%$ .

Микропроцессорная система обеспечивает следующие функциональные возможности:

управление процессами калибровки, измерений и обработки;

автоматическую и ручную установку пределов измерения;

запоминание исследуемых характеристик и проведение сравнительных измерений;

накопление результатов (усреднение по многократным измерениям) с целью фильтрации шумов при измерении больших ослаблений и малых КСВН;

коррекцию характеристик детектора;

контроль СВЧ-мощности генератора;

передачу результатов измерения АЧХ во внешний компьютер;

диалоговый режим при калибровке и измерениях, автоматическое обнаружение ошибок и неверных действий оператора.

### 3.5. Измерители комплексных коэффициентов рассеяния (векторные анализаторы цепей СВЧ)

В векторных анализаторах устройств СВЧ измеряют комплексные коэффициенты отражения и передачи. Для этого требуется определять как отношение амплитуд сигналов, так и фазовый сдвиг между ними. Фазовые измерения непосредственно на частоте СВЧ-сигнала в широкой полосе частот трудно реализовать. Поэтому в векторных анализаторах цепей СВЧ, как правило, используют гетеродинные методы – перенос измерительных сигналов в область промежуточных частот (ПЧ) или низких частот (НЧ) с сохранением информации об амплитуде и фа-

зе. Это достигается двойным или тройным преобразованием частоты сигналов в каналах падающей и отраженной/проходящей волн. После преобразования измерение амплитуд проводят вольтметром или измерителем отношения, а фазовый сдвиг – НЧ-фазометром. Обычно используют метод преобразования фазового сдвига во временной интервал. В цифровых векторных анализаторах производят аналого-цифровое преобразование НЧ-сигналов с последующей обработкой и вычислением искомым комплексных коэффициентов рассеяния.

Векторные измерители должны обеспечивать более широкий спектр функциональных возможностей, чем скалярные. Кроме измерения модуля и фазы коэффициентов матрицы рассеяния, требуется обеспечить индикацию их частотных зависимостей в декартовой и полярной системах координат, рассчитать частотные зависимости КСВН, модулей коэффициентов отражения и передачи, вносимого ослабления, группового времени запаздывания и др. Рассмотрим схему аналогового векторного анализатора – измерителя комплексных коэффициентов передачи (рис. 3.18).

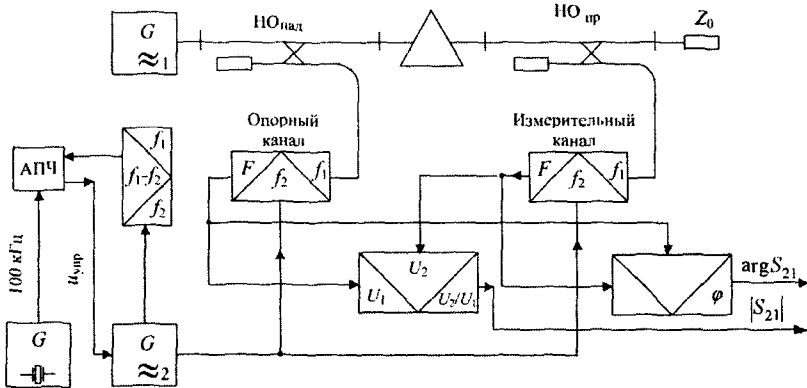


Рис. 3.18. Схема аналогового векторного анализатора цепей СВЧ

Измерительный тракт прибора в принципе не отличается от рассмотренного выше для скалярных анализаторов. Он имеет два канала – опорный (для сигнала падающей волн) и измерительный (для сигнала отраженной или проходящей волн). Однако вместо детекторов на выходах направленных ответвителей падающей и проходящей волн установлены смесители преобразователей частоты.

В данной схеме ГКЧ состоит из двух генераторов СВЧ с электрической перестройкой по частоте. Первый генератор является источником сигнала для измерительного тракта. Второй генератор используется как гетеродин для преобразователей частоты в опорном и измерительном каналах. Амплитуда первого и второго генераторов при перестрой-

ке поддерживаются постоянными, а частоты отличаются на константу, равную заданной промежуточной частоте (часто используется  $f_{ПЧ} = 100$  кГц). Выходные сигналы смесителей сохраняют амплитудно-фазовые соотношения, несущие информацию о параметрах исследуемого устройства. Дальнейшая их обработка и измерение отношения амплитуд и фазового сдвига производится на промежуточной частоте.

Однократное преобразование частоты используют в приборах, работающих на частотах до 2...3 ГГц. Для высокочастотных анализаторов используют двойное и тройное преобразование частоты, однако сигнал только первого гетеродина устанавливают меняющимся по частоте.

Двухчастотный ГКЧ реализуют на генераторах с электрическим управлением, связанных между собой системой автоматической подстройки частоты (АПЧ) (см. рис. 3.18). Выходные сигналы с частотами  $f_1$  и  $f_2$  подают на смеситель, на выходе которого узкополосным фильтром выделяют сигнал с разностной частотой. Он поступает на систему АПЧ и сравнивается с частотой опорного кварцевого генератора 100 кГц. При сравнении вырабатывается сигнал ошибки, подстраивающий частоту гетеродина.

Двухчастотный источник сигнала можно получить и от одного генератора. Для этого на выходе генератора предусматривают быстродействующий фазовращатель, вносящий фазовый сдвиг, линейно нарастающий во времени  $\Delta\varphi(t) = kt$  со скоростью  $k$ . Выходной гармонический сигнал фазовращателя тогда будет равен

$$u_2(t) = U_2 \cos(2\pi f_1 t + \Delta\varphi(t)) = U_2 \cos(2\pi(f_1 + k)t) = U_2 \cos(2\pi f_2 t).$$

Таким образом, линейным изменением фазы можно сдвинуть частоту исходного сигнала на величину  $\Delta f$ , равную скорости измерения фазы  $k$ . Линейный фазовый сдвиг можно реализовать с помощью механического фазовращателя Фокса. Он представляет собой секцию круглого волновода с диэлектрической пластиной. Электрическая длина секции, а следовательно, и вносимый фазовый сдвиг, линейно зависят от угла поворота секции. Вращая ее мотором, добиваются непрерывного изменения этого сдвига. Такие устройства громоздки, частотный сдвиг небольшой (единицы кГц), и в настоящее время их не используют. Электрически управляемые ферритовые фазовращатели не содержат подвижных частей, обеспечивают большее быстродействие, но имеют небольшой диапазон перестройки и недостаточно линейную зависимость фазового сдвига от времени. В стандартной аппаратуре такие устройства распространения пока не получили. Оригинальным решением гетеродинирования сигнала с меняющейся во времени частотой является стробоскопический преобразователь (рис. 3.19), часто используемый в СВЧ-фазометрах (см. главу 5). На каналы подаются измеритель-

ный и опорный сигналы с частотой  $f_c$ . В схеме используется электрически перестраиваемый гетеродин, вырабатывающий кратковременные стробимпульсы с частотой  $f_{гет}$ . Стробимпульсы формируют путем дифференцирования перепада напряжения с малой ( $< 0,1$  нс) длительностью нарастания. Этот перепад формируют подачей управляющего импульса на СВЧ-диод с накоплением заряда.

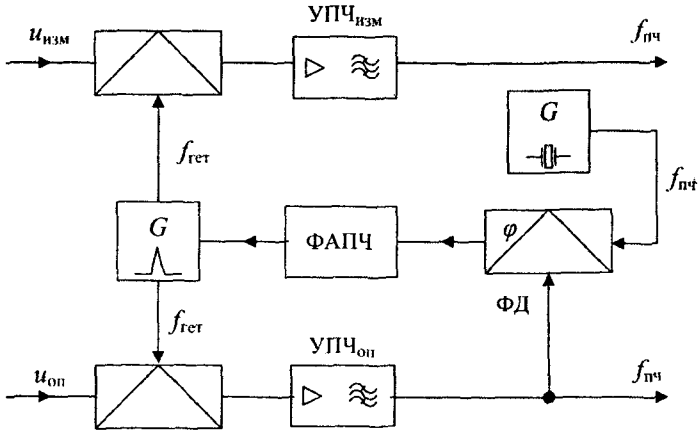


Рис. 3.19. Схема двухканального стробоскопического преобразователя частоты

Гетеродин управляет работой смесителей в измерительном и опорном канале. Смесители фактически представляют собой быстродействующие диодные ключи, осуществляющие амплитудно-импульсную модуляцию измерительного и опорного сигналов. Узкополосные усилители промежуточной частоты (УПЧ) выделяют из выходного сигнала гармонические составляющие, частота которых равна  $f_{ПЧ}$ , а амплитуды и фазы сохраняют соотношения между измерительным и опорным сигналами СВЧ. На выходе УПЧ сигнал с частотой  $f_{ПЧ}$  появляется при условии  $f_c - n f_{гет} = f_{ПЧ}$ , где  $n$  – номер одной из гармоник импульса гетеродина. При малой длительности стробимпульса номер гармоники может быть довольно высок, а частота гетеродина – относительно низка (порядка сотен МГц). Частота гетеродина подстраивается по выходному сигналу УПЧ системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Система ФАПЧ сравнивает частоту выходного сигнала УПЧ с частотой кварцевого генератора  $f_{кв} = f_{ПЧ}$ . Для этого сравниваемые сигналы подают на фазовый детектор (ФД), выходное напряжение которого пропорционально разности фаз входных сигналов. При неравенстве частот между сигналами на выходе образуется линейно меняющееся напряже-

ние ошибки, которое управляет частотой гетеродина. При высоком номере гармоники перестройка частоты гетеродина должна быть небольшой и легко реализуется. Преобразованные НЧ-сигналы подаются на аналоговый блок обработки, аналогичный рассмотренному выше для скалярных измерителей. Он содержит усилители, синхронные детекторы, измеритель отношений и осциллографический блок. Дополнительно в него включен фазометр, использующий метод преобразования фазового сдвига во временной интервал. На индикатор выводят частотные зависимости амплитуды и фазы измеряемого коэффициента в декартовой и полярной системах координат.

В качестве примера аналогового анализатора рассмотрим свойства измерителя комплексных коэффициентов передачи P4-11. Он имеет коаксиальный измерительный тракт и обеспечивает следующие технические и метрологические параметры:

частотный диапазон прибора (1...1250) МГц с разбивкой на два поддиапазона;

пределы измерения ослабления:  $(-60...+10)$  дБ с абсолютной погрешностью в пределах  $\Delta A = \pm (0,05A_x + 0,5)$  дБ;

погрешность измерения фазового угла коэффициента передачи  $\Delta \varphi = \pm (1 + 0,02\varphi_x + 0,2A_x)$ , град;

измерение КСВН: 1,05...2,0 с относительной погрешностью в пределах  $\delta \text{КСВН} = \pm (5\text{КСВН} + 3)\%$ ;

погрешность измерения угла коэффициента отражения  $\Delta \varphi_p = \pm (12/\text{КСВН} + 3)$ , град;

точность измерения частоты  $\Delta f = \pm (0,015f + 0,5)$  МГц.

В настоящее время векторные анализаторы СВЧ-устройств в основном выполняют с цифровым измерительным блоком и микропроцессорной вычислительной системой.

### 3.6. Автоматизированные вычислительные анализаторы цепей СВЧ

В цифровых векторных анализаторах параметров СВЧ-устройств, как и в случае скалярных цифровых приборов, предусматривают аналого-цифровое преобразование измерительных сигналов и цифровое управление частотой генератора. Упрощенная схема цифрового анализатора цепей СВЧ представлена на рис. 3.20.

В настоящее время в качестве ГКЧ в цифровых приборах применяют синтезаторы частоты СВЧ-диапазона (см. главу 6). Они обеспечивают высокую стабильность частоты и дискретную цифровую перестройку. Применяя два синтезатора, получают стабильную разность частот, не меняющуюся при перестройке генераторов. Это обеспечивает простую реализацию преобразования частоты.

Сигналы с выхода преобразователей частоты ПЧ<sub>1</sub> и ПЧ<sub>2</sub> после усиления подают на аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Цифровые коды сигналов поступают в микропроцессорную систему. Она осуществляет основные функции управления прибором – установку и перестройку частоты генераторов, запуск АЦП и сохранение преобразованных данных в оперативной памяти (ОЗУ), индикацию полученных зависимостей на дисплее. Программным способом производят обработку опытных данных – коррекцию систематических погрешностей (калибровку анализатора), расчет параметров рассеяния (вычисление отношения волн), вывод АЧХ и ФЧХ одного или нескольких параметров в декартовой или полярной системах координат.

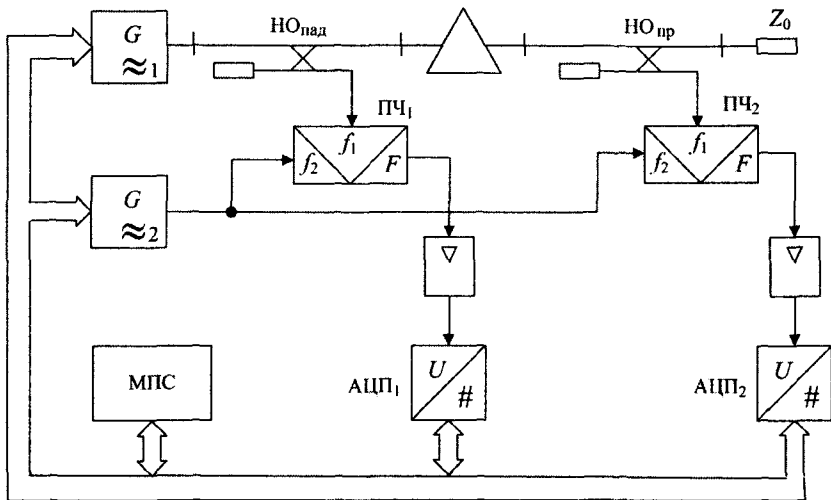


Рис. 3.20. Схема цифрового анализатора цепей СВЧ с микропроцессорным управлением

Вычислительные анализаторы цепей СВЧ имеют дополнительные режимы обработки данных измерений. Поскольку ФЧХ реальных устройств СВЧ обычно имеют крутой наклон, связанный с временной задержкой сигнала, то представление их в декартовых координатах малоинформативно. Например, график отрезка линии передачи имеет вид линейной функции с отрицательным наклоном. Поскольку фазовый угол измеряется в пределах  $0 \dots 360^\circ$  ( $-180 \dots 180^\circ$ ), то из-за неоднозначности отсчета фазы полученная ФЧХ будет иметь вид пилообразной кривой (рис. 3.21,а). В этом случае отличие ФЧХ одного устройства от другого заметить сложно. Поэтому в вычислительных анализаторах часто используют вывод фазовых зависимостей в виде отклонения ФЧХ от



линейной функции (рис. 3.21,б). Наклон функции соответствует задержке, вносимой устройством. Ее значение вводят вручную или определяют расчетным способом; затем она компенсируется при выводе результата. Полученные фазовые характеристики выводятся в крупном масштабе и обеспечивают большую информацию об исследуемом объекте.

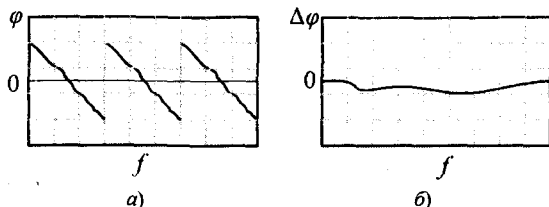


Рис. 3.21. Вывод фазочастотных зависимостей устройств, имеющих временную задержку:  
а – ФЧХ; б – отклонение ФЧХ от линейной функции

Часто применяют вывод комплексного коэффициента рассеяния в полярной системе координат, где неоднозначность отсчета фазы отсутствует. Особенно это полезно для коэффициентов отражения – там для отображения его частотной характеристики используют круговую диаграмму (диаграмму Смита).

В вычислительных анализаторах предусматривают расчет и вывод частотной зависимости группового времени запаздывания (ГВЗ). Эта зависимость определяется производной ФЧХ коэффициента передачи по частоте  $ГВЗ = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{df}$ . Ее рассчитывают, производя численное дифференцирование фазочастотной зависимости коэффициента передачи  $\varphi(f) = \arg(S_{21})$  (рис. 3.22,а). Зависимость ГВЗ может иметь вид медленно меняющейся функции и более информативна, чем ФЧХ (рис. 3.22,б).

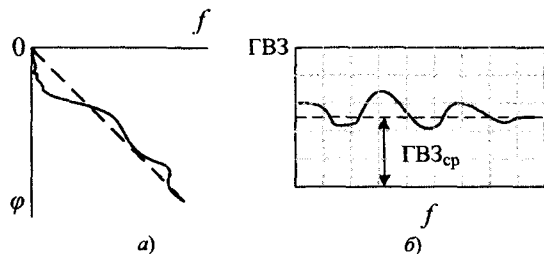


Рис. 3.22. Фазочастотная характеристика и групповое время запаздывания:  
а – зависимость фазового сдвига от частоты;  
б – частотная характеристика группового времени запаздывания

Цифровая обработка сигнала позволяет программными средствами решить ряд задач, которые обычно выполняют аналоговые блоки. Это цифровая фильтрация измерительных сигналов, компенсация и подавление помех, накопление сигнала и пр. Поэтому структурные схемы цифровых приборов могут быть проще, чем аналоговых.

Рассмотрим конструкцию отечественного микропроцессорного измерителя комплексных коэффициентов передачи Р4-36 (а также аналогичных ему приборов с другим частотным диапазоном – Р4-37, Р4-38). Этот прибор предназначен для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения, группового времени запаздывания, а также полных входных сопротивлений коаксиальных СВЧ-устройств. Использован панорамный принцип воспроизведения частотных зависимостей на экране дисплея в декартовой или полярной системы координат и цифровой отсчет измеряемых величин. Измерители Р4-36 – Р4-38 предназначены для исследования СВЧ-устройств в радиоизмерительной, радиолокационной и других областях техники СВЧ при работе в цеховых и лабораторных условиях.

Прибор Р4-36 работает при малых уровнях мощности в измерительном тракте. Он построен на основе гетеродинного метода преобразования СВЧ-сигнала и состоит из блока ГКЧ, двухканального преобразователя частоты и измерительного блока (рис. 3.23). В измерительный тракт как источник опорного сигнала вместо направленного ответвителя падающей волны включен кольцевой делитель мощности с согласующими аттенуаторами на выходах. Развязка между выходами тройника не менее 28 дБ, переходное ослабление порядка 9...14 дБ. В качестве направленного ответвителя отраженной волны используется кольцевой

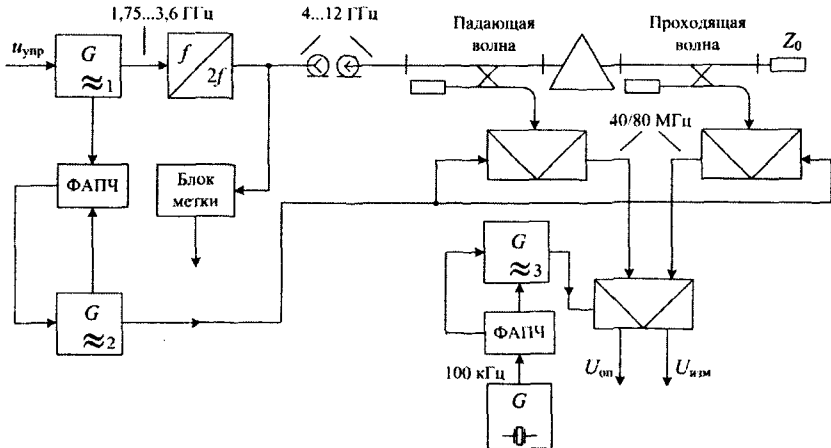


Рис. 3.23. Схема прибора Р4-36

мост с развязкой не хуже 30 дБ и КСВН входа  $< 1,2$ . При измерении коэффициентов передачи на выход подключают согласованный смеситель проходящей волны.

Блок ГКЧ представляет собой программно-управляемый источник измерительного сигнала СВЧ. Он состоит из генератора СВЧ и схемы управления, стабилизации и измерения частоты. Гетеродинное устройство вырабатывает основной зондирующий сигнал в диапазонах частот 4...12,05 ГГц. Оно содержит транзисторный генератор, управляемый по частоте варикапами. Установку частоты осуществляют подачей цифрового кода частоты на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), который вырабатывает управляющее напряжение варикапов. Диапазон перестройки задающего генератора 1,75...3,6 ГГц, множитель частоты повышает его в 2 или 4 раза до значений частот рабочего диапазона. Преобразователь частоты служит для переноса информации об измеряемой величине на постоянную промежуточную частоту 40 или 80 МГц. Оно формирует гетеродинный сигнал, сдвинутый относительно зондирующего на величину ПЧ. Постоянство промежуточной частоты выходных сигналов преобразователя частоты обеспечивается автоматическим слежением гетеродина за частотой измерительного сигнала с помощью системы ФАПЧ. Сигналы опорного и измерительного каналов подают на двухканальный смеситель, в котором осуществляется второе преобразование на промежуточную частоту 100 кГц. Измерительный блок содержит микропроцессорную систему, растровый дисплей для вывода цифровой и графической информации и аналоговый блок, предназначенный для усиления, синхронного детектирования и коммутации опорного и измерительного сигналов на частоте 100 кГц.

Технические и метрологические параметры прибора Р4-36:

частотный диапазон  $F$ : (4,0...12,05) ГГц с установкой произвольной полосы качания частоты, 512 частотных точек; неравномерность собственной АЧХ не хуже 1,3 дБ, неравномерность собственной ФЧХ не хуже 15°;

СВЧ-тракт: коаксиал, 7/3,04 мм (50 Ом);  $P_{вх}$ : 10...6 Вт;

пределы измерения ослабления: (-60...+30) дБ с абсолютной погрешностью в пределах  $\Delta A = \pm(0,03A_x + 0,5)$  дБ, разрешающая способность  $\pm 0,1$  дБ;

фаза коэффициента передачи измеряется в пределах 0...180° с погрешностью  $\Delta \varphi = \pm(0,1A_x + 0,02\varphi_x + 3)$ °; разрешающая способность  $\pm 0,15$ °;

КСВН измеряется в диапазоне 1,1...2,0 с относительной погрешностью в пределах  $\delta_{КСВН} = \pm (4КСВН)\%$ ; модуль коэффициента отражения измеряется в диапазоне 0,03...1 с относительной погрешностью  $\pm(2/\rho_x + 10\rho_x)\%$ ;

фаза коэффициента отражения измеряется в пределах  $0..180^\circ$  с погрешностью  $\Delta\varphi = \pm (12/\text{КСВН}+2)^\circ$ ; разрешающая способность  $\pm 0,15^\circ$ ;

измерение ГВЗ в диапазоне  $(0..10^4/\Delta F)$  нс, где  $\Delta F$  – полоса частот, в которой производится индикация; погрешность измерения  $\Delta\text{ГВЗ} = \pm (300/\Delta F + 0,003A_x)$ , нс;

точность измерения частоты  $\delta f = \pm 0,2\%$ .

Встроенная микропроцессорная система аналогична используемой в скалярных измерителях Р2-78, рассмотренных выше. Она обеспечивает:

управление процессами калибровки, измерений и обработку результатов;

автоматическую и ручную установку пределов измерения;

расчет зависимости ГВЗ от частоты по результатам фазовых измерений;

воспроизведение частотных характеристик на экране дисплея в декартовой и полярной системе координат, высокоточный цифровой отсчет измеряемых величин и частоты;

запоминание исследуемых характеристик и проведение сравнительных измерений.

Калибровку прибора осуществляют по образцовым нагрузкам – КЗ, ХХ, СН, прямое соединение. Такую калибровку в англоязычной литературе обозначают аббревиатурой SOLT – (Short – короткозамыкатель, Open – открытый конец линии, Load – согласованная нагрузка, Through – прямое соединение). Данные калибровки по всем 512 частотным точкам запоминаются в специальной области ОЗУ. Эти данные используются в корректировке погрешностей измерительного тракта и нормировании результата. Процедура калибровки в приборе проводится всякий раз при изменении границ частотного диапазона.

Широко применяются вычислительные автоматизированные анализаторы СВЧ-цепей фирмы Hewlett-Packard (в настоящее время – Agilent Technologies). Первым вычислительным анализатором цепей СВЧ с программной коррекцией погрешностей был прибор этой фирмы HP8510 (1982 г). Здесь рассмотрим более позднюю модель анализатора HP8720, широко применяемую до сих пор в СВЧ-измерениях.

Прибор HP8720 состоит из трех блоков – источника сигнала – СВЧ-генератора с цифровой перестройкой, СВЧ-блока для выделения сигналов падающей, отраженной и проходящей волн, измерительного приемника и цифрового индикатора с микропроцессорной системой (рис. 3.24). Все блоки объединены в общую настольную конструкцию. Генератор СВЧ сигнала вырабатывает гармонический мнемодулированный сигнал в диапазоне 50 МГц...20 ГГц с дискретом 100 кГц. Он построен на основе генератора с электрически перестраиваемой резонансной системой на сфере железо-иттриевого граната (ЖИГ-сфера), поме-

шенного в управляющее магнитное поле. Генератор стабилизирован по фазе и частоте от низкочастотного синтезатора частоты (используются гармоники от первой до 85). Уровень выходного сигнала поддерживается постоянным с помощью системы АРМ, имеющей динамический диапазон 20 дБ и обеспечивающей неравномерность собственной АЧХ не хуже  $\pm 2,5$  дБ. Необходимая стабильность фазы сигнала обеспечивается системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). СВЧ-блок представляет собой измерительный СВЧ-тракт прибора. Он содержит устройства разделения и коммутации сигналов и выполнен в отдельном блоке (рис. 3.25).

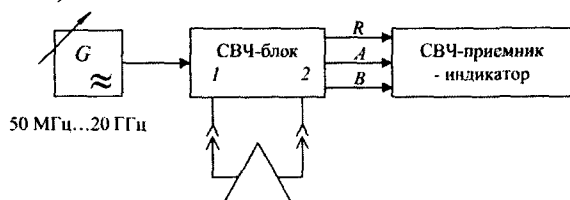


Рис. 3.24. Упрощенная схема анализатора НР8720

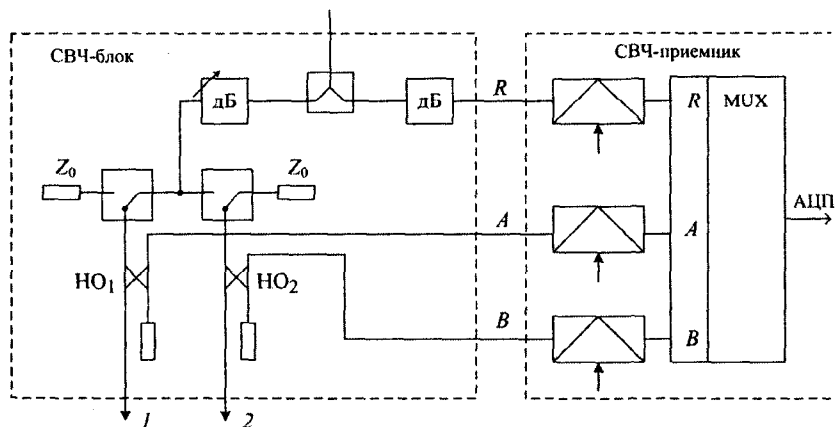


Рис. 3.25. Схема блока разделения и коммутации сигналов СВЧ

СВЧ-блок включает делитель мощности и три канала – опорный ( $R$ ) и измерительные ( $A$ ,  $B$ ) каналы. В их состав входят электромеханические коммутаторы и направленные ответвители. Коммутаторы предназначены для изменения направления подачи сигнала на исследуемое устройство. При этом прибор является полноценным измерителем всех  $S$ -параметров многополюсников СВЧ (см. рис. 3.2), не нуждающимся в дополнительной перекоммутации исследуемого устройства. Измеряемое устройство подключается к портам 1 и 2 СВЧ-блока, имеющим коаксиальные 50-омные

разъемы. Направленные ответвители выделяют сигналы отраженных и проходящих волн последовательно на первом и втором портах прибора и подают их в измерительные каналы *A* и *B*. Ответвители имеют направленность до 30 дБ и переходное ослабление порядка 20 дБ.

Сигналы опорного и измерительных каналов подаются на блок СВЧ-приемника, где производится их перенос на ПЧ 4 кГц. Используют двойное преобразование частоты. Через аналоговый мультиплексор (электрически управляемый коммутатор) они последовательно поступают на аналого-цифровой преобразователь и затем – в цифровую часть прибора.

Дальнейшая работа прибора реализована на программном уровне. Упрощенная структура преобразования и обработки цифровых данных в анализаторе НР 8720 представлена на рис. 3.26. Вначале производится их цифровая фильтрация. Выполняют дискретное преобразование Фурье и определяют амплитуду и фазу первой гармоники всех трех сигналов *R*, *A*, *B*. Это позволяет существенно снизить шумовую составляющую сигналов и увеличить динамический диапазон анализатора до 85...90 дБ.

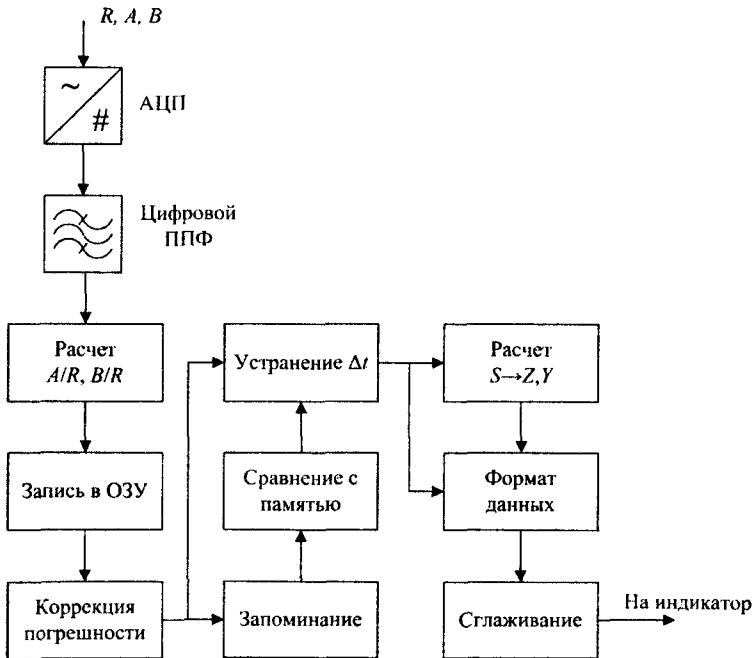


Рис. 3.26. Алгоритм обработки данных в анализаторе НР8720

Блок измерения отношений определяет комплексные отношения измерительных и опорных сигналов и формирует информацию о пара-

метрах рассеяния исследуемого устройства. Полученная на данном этапе информация в виде массива данных по каждой частотной точке записывается в оперативную память. Все эти операции проводят в реальном времени; они синхронизированы с интервалами перестройки частоты генератора. Таким образом, единичный такт работы прибора в каждой частотной точке включает следующие операции:

установку текущей частоты;

последовательное преобразование трех комплексных сигналов в каналах  $R$ ,  $A$ ,  $B$ ;

переключение направления распространения сигнала;

преобразование следующей группы сигналов.

При измерениях может быть использовано от 3 до 1601 частотных точек, однако при большом их количестве существенно возрастает время измерения. Обычно рекомендуют применять измерения частотных зависимостей в 201 точках. В этом случае время измерения всех зависимостей составляет порядка 1,3 с.

Все остальные операции алгоритма могут быть реализованы вне связи с перестройкой частоты. Это корректировка погрешностей на основе предварительной калибровки прибора. Прибор позволяет реализовать несколько алгоритмов коррекции, описанных в параграфе 3.3, в том числе и полную 12-компонентную процедуру калибровки. Предусмотрены также запись результатов в память и сравнение новых данных с запомненными ранее, корректировка времени задержки в устройстве (компенсация линейного наклона ФЧХ), преобразование вида выводимых результатов – пересчет  $S$ -параметров в эквивалентные сопротивление и приводимости. В приборе реализовано много различных форматов вывода – линейный и логарифмический по обеим осям, автоматически масштабируемый. Предусмотрен вывод модуля и фазы, вещественной и мнимой частей исследуемого параметра в декартовой и в полярной системах координат. Наконец, при наличии в сигналах шумовых составляющих используют процедуры сглаживания результатов («smoothing»), позволяющие улучшить вид выводимых на экран частотных зависимостей.

Технические и метрологические параметры прибора НР 8720:

частотный диапазон 0,05...20 ГГц с шагом не менее 100 кГц;

СВЧ-тракт: коаксиал 3,5 мм (50 Ом);

уровень сигнала может регулироваться в пределах  $-65...+10$  дБмВт (до 10 мВт);

динамический диапазон измерения параметров до 100 дБ, чувствительность СВЧ-приемника  $-93$  дБмВт;

пределы измерения ослабления:  $(-90...+10)$  дБ с абсолютной погрешностью в пределах  $\Delta A = \pm(0,03...0,5)$  дБ;

фаза коэффициента передачи измеряется в пределах  $0...180^\circ$  с погрешностью  $\Delta\varphi = \pm(0,2...1)^\circ$  при изменении ослабления в пределах  $-70...10$  дБ;

модуль коэффициента отражения измеряется с относительной погрешностью  $\pm(0,5...2)\%$ ;

фаза коэффициента отражения измеряется с погрешностью  $\Delta\varphi = \pm(0,5...2)^\circ$ .

Анализатор позволяет передавать и принимать информацию в составе измерительной системы с приборным интерфейсом GPIB (HP-IB).

---

## **ВЫВОДЫ**

Для измерения параметров рассеяния СВЧ-устройств используют метод разделения волн. Выделения сигналов падающей, отраженной и проходящей волн производят направленными ответвителями различного типа.

Измерители параметров рассеяния делят на скалярные и векторные. Первые дают информацию только о модулях параметров рассеяния, КСВН и ослабления. Кроме направленных ответвителей, в них используют детекторы СВЧ как измерители уровня сигналов. Векторные определяют как модули, так и аргументы параметров устройств. Измерения проводят с преобразованием частоты сигналов вниз, где используют измерители отношения и НЧ-фазометры.

Автоматизированные измерители используют панорамный принцип индикации частотных характеристик и корректировку систематических погрешностей измерительного тракта. Вычислительные анализаторы цепей СВЧ позволяют реализовать несколько алгоритмов компенсации погрешностей направленных ответвителей (неидеальная направленность, рассогласование рабочих плеч) и частотных зависимостей каналов измерительных и опорных сигналов.



# ГЛАВА 4

## МЕТОД КАЛИБРУЕМОГО МНОГОПОЛЮСНИКА

---

### 4.1. Общие принципы метода

Основная трудность реализации метода разделения волн – измерение фазовых сдвигов между сигналами на СВЧ. Приходится преобразовывать частоту сигналов и переходить на низкочастотные методы измерения фазового сдвига. Преобразование частоты усложняет измерительную аппаратуру и увеличивает ее стоимость. Можно ли определить комплексные параметры рассеяния, измеряя только модули амплитуд волн? Такая задача решается с помощью метода калибруемого многополюсника. В измерительном тракте применяют специально сконструированный узел – калибруемый многополюсник – и несколько измерителей уровня СВЧ-сигналов. Чаще всего используют двенадцатиполосное измерительное устройство, в зарубежной литературе его называют *six port*, так же называют и сам метод измерения.

Рассмотрим метод калибруемого многополюсника на примере измерения комплексного коэффициента отражения. На рис. 4.1 показан измерительный тракт, содержащий между генератором и исследуемой нагрузкой двенадцатиполосник. Он является линейным, пассивным и взаимным устройством.

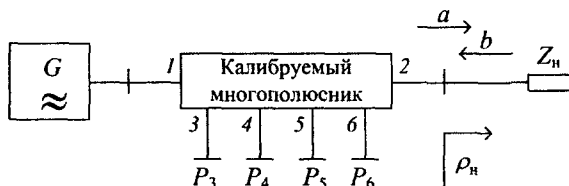


Рис. 4.1. Схема калибруемого многополюсника, используемого для измерения коэффициента отражения СВЧ-нагрузки

На вход  $1$  подают гармонический сигнал с согласованного генератора, на вход  $2$  подключена исследуемая нагрузка. Она характеризуется комплексным коэффициентом отражения  $\rho_n$ , который и требуется измерить. На выходы  $3-6$  подключены измерители уровня сигнала (амплитудные квадратичные детекторы, термоэлектрические измерители мощ-

ности). Сформулируем задачу в общем виде следующим образом: как построить многополюсник, чтобы по данным мощности сигналов  $P_3 \dots P_6$  на этих выходах рассчитать комплексный коэффициент отражения  $\rho_n$ , не прибегая к фазовым измерениям?

В силу линейности многополюсника можно записать мощность сигнала на выходе 3 в виде суперпозиции падающей и отраженной волн:

$$P_3 = |Aa + Bb|^2, \text{ где } A \text{ и } B \text{ – комплексные коэффициенты, определяемые}$$

структурой многополюсника. В частном случае при  $A = B$  мы получаем зонд – датчик суммарной напряженности поля в точке своего расположения. При  $A = 0, B \neq 0$  получим направленный ответитель отраженной волны, при  $A \neq 0, B = 0$  – направленный ответитель падающей волны.

По аналогии запишем соотношения для остальных выходов:

$$P_4 = |Ca + Db|^2, P_5 = |Ea + Fb|^2, P_6 = |Ga + Hb|^2.$$

Удобно вынести квадрат модуля падающей волны за знак модуля и ввести искомый коэффициент отражения  $\rho_n = \frac{b}{a}$ :

$$\begin{aligned} P_3 &= |aB|^2 |\rho_n - q_3|^2, P_4 = |aD|^2 |\rho_n - q_4|^2, \\ P_5 &= |aF|^2 |\rho_n - q_5|^2, P_6 = |aH|^2 |\rho_n - q_6|^2, \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\text{где } q_3 = -\frac{A}{B}; q_4 = -\frac{C}{D}; q_5 = -\frac{E}{F}; q_6 = -\frac{G}{H}.$$

Система параметров  $B, D, F, H$  и  $q_3 \dots q_6$  предполагается известной – ее определяют калибровкой на каждой рабочей частоте. В соотношениях (4.1) остается неизвестным только коэффициент отражения и амплитуда падающей волны, которая принимается за единицу. Как его рассчитать по опытным данным  $P_3 \dots P_6$ ?

Рассмотрим решение этой задачи на комплексной плоскости коэффициента отражения  $\rho_n$  (рис. 4.2). Для большинства исследуемых устройств коэффициент отражения лежит внутри единичной окружности. Выбором конструкции многополюсника добиваются, чтобы коэффициент  $q_3$  находился вне нее. Из (4.1) следует, что величина  $P_3$  определяет геометрическое место точек, отстоящих от точки  $q_3$  на радиус

$$|\rho_n - q_3| = \frac{\sqrt{P_3}}{|aB|} \text{ (рис. 4.2, а). Естественно, что полученная окружность по-}$$

падает в точку искомого коэффициента отражения  $\rho_n$ . Если повторить построение для точки  $q_4$  с радиусом  $|\rho_n - q_4| = \frac{\sqrt{P_4}}{|aD|}$ , то получим две ок-

ружности, пересекающиеся в двух точках (рис. 4.2,б). Одна из них – известный коэффициент отражения, вторую необходимо исключить.

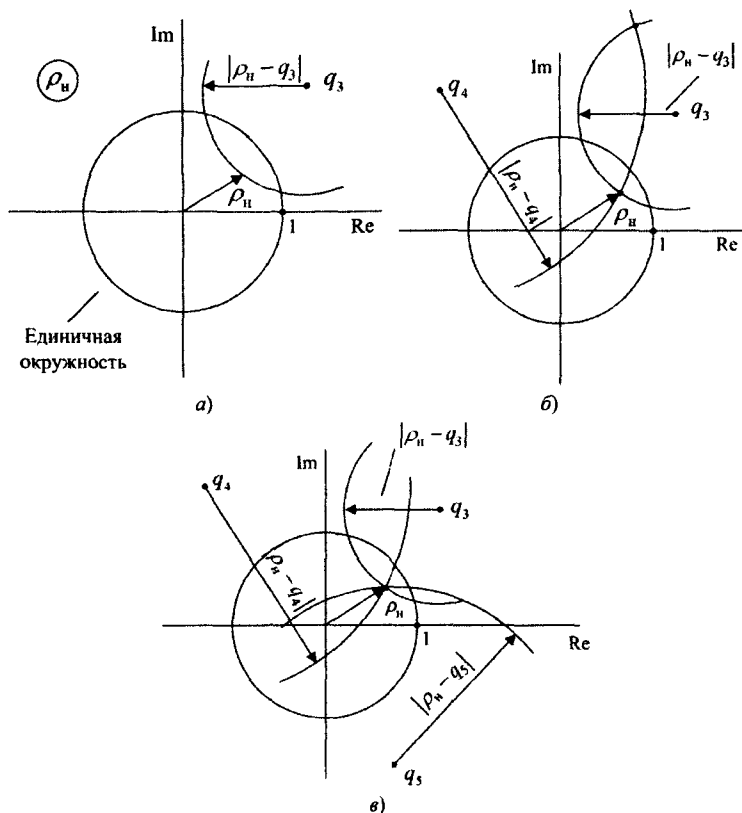


Рис. 4.2. Геометрическая интерпретация метода калибруемого многополюсника:

а – с одним датчиком; б – с двумя датчиками; в – с тремя датчиками

Если вторая точка находится вне единичной окружности, то для нагрузки с  $|\rho_n| \leq 1$  ее можно отбросить. Однако возможна ситуация, когда обе точки находятся внутри единичной окружности. Это происходит, если линия, соединяющая точки  $q_3$  и  $q_4$ , пересекает единичную окружность. В этом случае неоднозначность устраняется использованием информации об уровне мощности на пятом выходе. Для этого строят

третью окружность с центром в точке  $q_5$  и радиусом  $|\rho_n - q_5| = \frac{\sqrt{P_5}}{|aF|}$ . Она

необходима также в случае, когда пара окружностей пересекается под

малым углом. В этом случае результат чувствителен к погрешности измерения уровня сигнала. Третья окружность улучшает точность расчет коэффициента отражения. Таким образом, для однозначного измерения комплексного коэффициента отражения необходима трехточечная схема обработки данных.

Радиусы окружностей пропорциональны амплитуде падающей волны. К ней должны нормироваться данные измерения  $P_3 \dots P_5$ . Поэтому шестой вход многополюсника часто используют как направленный ответвитель падающей волны – выделяют сигнал, пропорциональный

$|a|$ . Для этого надо обеспечить  $H = 0$ , тогда  $q_6 = 0$  и  $|a| = \frac{\sqrt{P_6}}{|G|}$ . При этом

радиусы окружностей определяются только параметрами многополюсника и опытными данными – мощностями сигналов  $P_3 \dots P_5$  и  $P_6$ :

$$|\rho_n - q_3| = \frac{\sqrt{P_3/P_6}}{|B/G|}, \quad |\rho_n - q_4| = \frac{\sqrt{P_4/P_6}}{|D/G|}, \quad |\rho_n - q_5| = \frac{\sqrt{P_5/P_6}}{|F/G|}.$$

Условие  $H = 0$  выполнять не обязательно. При  $H \neq 0$  процедура обработки меняется, но основная идея расчета остается той же самой.

Геометрическую процедуру обработки данных измерений на практике реализуют решением нелинейной системы трех уравнений. Если аналитическое решение невозможно, то его проводят численно методом поиска минимума целевой функции «невязки»:

$$\left( |\rho_n - q_3| - \frac{\sqrt{P_3/P_6}}{|B/G|} \right)^2 + \left( |\rho_n - q_4| - \frac{\sqrt{P_4/P_6}}{|D/G|} \right)^2 + \left( |\rho_n - q_5| - \frac{\sqrt{P_5/P_6}}{|F/G|} \right)^2 \rightarrow 0$$

при вариации  $|\rho_n|$  в пределах  $[0, 1]$  и  $\varphi_\rho$  в диапазоне  $[-180^\circ, 180^\circ]$ .

Какие требования предъявляются к структуре калибруемого многополюсника? Она определяет расположение точек  $q_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ , а также коэффициенты передачи  $B, D, F$ . Оптимальное расположение точек  $q_i$  – на окружности  $|q_i| = |q_3| = |q_4| = |q_5|$  под углом  $120^\circ$  друг от друга. При сближении точек точность определения  $\rho_n$  падает. Выбор радиуса окружности влияет на уровень сигнала, подаваемого на детекторы. Так, если  $|q_i| > 1$ , то радиусы окружностей для  $|\rho_n| \sim 0$  и для  $|\rho_n| \sim 1$  могут отличаться не более чем на 1, а требуемый динамический диапазон  $i$ -го детектора определяется соотношением  $20 \log \left( \frac{(|q_i| + 1)}{(|q_i| - 1)} \right)$ . Однако слишком

большие значения  $|q_i|$  приводят к увеличению погрешности при обработке данных, поскольку значения  $P_i$  будут близки. Если точки лежат внутри единичной окружности ( $|q_i| < 1$ ), то при измерениях возможны

малые значения уровней  $P_i$ , вплоть до нулевого (при совпадении точки  $\rho_n$  и  $q_i$ ). При этом возрастают требования к динамическому диапазону детекторов. Это нежелательный вариант, поэтому стараются использовать многополюсники с оптимальным значением  $|q_i| \sim 1,3 \dots 2$ .

Простейшая измерительная установка, реализующая рассматриваемый метод, включает генератор, калибруемый многополюсник и 4 детектора с индикаторами уровня сигналов. Обработку опытных данных в этом случае проводят вручную, что достаточно трудоемко. Наиболее эффективно использовать компьютерную измерительную установку, дополнительно включающую четырехканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) для перевода выходных сигналов детекторов в цифровой код и устройство сопряжения с компьютером. Программное обеспечение установки должно предусматривать управление работой АЦП, калибровку, обработку опытных данных и вывод результатов на монитор.

## 4.2. Метод четырех зондов

Рассмотрим простейшую реализацию метода калибруемого многополюсника, известную как метод четырех зондов. Этот метод известен достаточно давно и использовался в автоматизированных измерителях полных сопротивлений на СВЧ. Калибруемый многополюсник представляет собой 4 идентичных зонда, расположенных на расстоянии одной восьмой длины волны друг от друга в однородной линии передачи (рис. 4.3).

Каждый зонд позволяет измерить сумму падающей и отраженной волн в точке его расположения. Кроме того, зонд имеет слабую связь с линией передачи и не должен влиять на распределение поля вдоль нее. Фазовый сдвиг волн между зондами составляет  $\pi/4$ . Мощности сигналов на выходах зондов можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned}
 P_3 &= k|a|^2 \left| \rho_n e^{-i\frac{3\pi}{4}} + e^{i\frac{3\pi}{4}} \right|^2 = k|a|^2 |\rho_n - i|^2, \\
 P_4 &= k|a|^2 \left| \rho_n e^{-i\frac{\pi}{2}} + e^{i\frac{\pi}{2}} \right|^2 = k|a|^2 |\rho_n - 1|^2, \\
 P_5 &= k|a|^2 \left| \rho_n e^{-i\frac{\pi}{4}} + e^{i\frac{\pi}{4}} \right|^2 = k|a|^2 |\rho_n + i|^2, \\
 P_6 &= k|a|^2 |\rho_n + 1|^2 = k|a|^2 |\rho_n + 1|^2.
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Из выражений (4.2) следует, что точки  $q_3 \dots q_6$  расположены на единичной окружности через  $90^\circ$  (рис. 4.4).

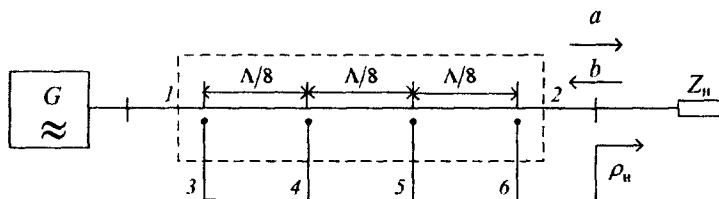


Рис. 4.3. Схема четырехзондового датчика полных сопротивлений

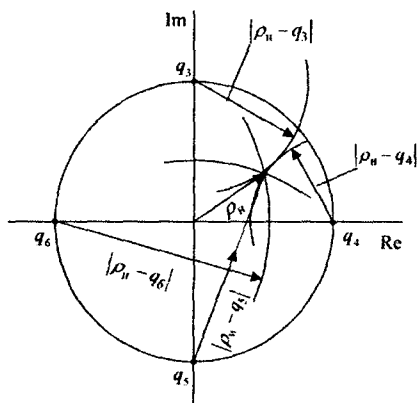


Рис. 4.4. Геометрическая интерпретация метода четырех зондов

При этом можно использовать очень простую процедуру обработки результатов. Полагая коэффициент передачи зондов  $k$  одинаковым, определим разности сигналов с детекторов

$$P_5 - P_3 = 4k|a|^2|\rho_n|\sin(\varphi_\rho),$$

$$P_6 - P_4 = 4k|a|^2|\rho_n|\cos(\varphi_\rho),$$

где  $|\rho|$  и  $\varphi_\rho$  — модуль и фазовый угол коэффициента отражения. Эту операцию можно произвести аналоговыми дифференциальными усилителями, а их выходные сигналы подать на каналы  $X$  и  $Y$  осциллографического индикатора.

Экран индикатора при этом представляет плоскость комплексного коэффициента отражения. Отклонение светящейся точки на экране от его центра соответствует модулю, а угол относительно вертикальной оси координат пропорционален фазе коэффициента отражения. Если на экран наложить прозрачную шкалу с диаграммой полных сопротивлений, то положение светящейся точки позволит определить и коэффициент отражения, и вещественную и мнимую части полного сопротивления нагрузки. Эту процедуру можно реализовать и программным способом в компьютерной измерительной установке.

При изменении частоты светящаяся точка описывает кривую, соответствующую частотной зависимости коэффициента отражения. Однако при вариации частоты меняются фазовые сдвиги между зондами, что приводит к сдвигу точек  $q_i$ . Возникает систематическая методическая погрешность расчета. Ее исключают расчетным путем, вводя частотные поправки или проводя предварительную калибровку многополюсника. Однако при значительном изменении частоты (до 2 раз) точки

$q_i$  попарно сливаются. Это приводит к невозможности расчета коэффициента отражения. Поэтому данный метод обеспечивает приемлемую точность измерения только в относительно небольшом диапазоне частот (до 10% без частотных поправок, 20...30% – с частотной коррекцией).

Существенным недостатком метода является сложность реализации малоотражающих зондов. Идея четырехзондового метода основана на отсутствии переотражений между зондами. Это возможно при слабой связи между зондом и полем линии передачи, что требует, в свою очередь, высокой чувствительности детектора. Другая особенность четырехзондового измерителя – расположение точек  $q_i$  на единичной окружности. При этом возможна ситуация (при модуле коэффициента отражения, близком к единице), когда зонд попадает в минимум стоячей волны. Измеряемое значение мощности сигнала близко к нулю. Требуемый динамический диапазон детектора в таком случае должен быть велик, что сложно реализовать на практике. Эти обстоятельства ограничивают область использования метода четырех зондов. Его применяют для измерений коэффициента отражения в небольшом частотном диапазоне (10...15%).

### 4.3. Широкополосный калибруемый многополюсник

Для построения широкополосного калибруемого многополюсника требуется обеспечить фазовые сдвиги, мало меняющиеся в рабочем диапазоне частот. Для этого применяют СВЧ-схемы, использующие квадратурные ( $90^\circ$ ) и гибридные ( $180^\circ$ ) направленные ответвители и мосты. Существует несколько разновидностей калиброванных многополюсников; различия между ними определяются, в основном, удобством реализации.

Рассмотрим один из вариантов калибруемого многополюсника, который включает 4 идентичных 3-дБ направленных ответвителя (делителя мощности пополам). Их используют как широкополосные 90-градусные фазовращатели – квадратурные мосты. Такой узел делит мощность сигнала пополам, а в дополнительном плече моста фаза сигнала сдвинута на  $90^\circ$  по отношению к входному плечу. Этот фазовый сдвиг мало меняется в рабочем диапазоне частот ответвителя (рис. 4.5,а).

Упрощенная схема широкополосного калибруемого многополюсника представлена на рис. 4.6, где присутствует направленный ответвитель с пе-

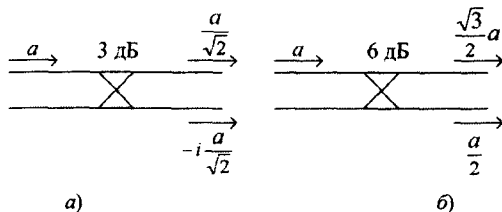


Рис. 4.5. Схема направленных ответвителей, используемых в калибруемом многополюснике:

$a$  – квадратурный мост;

$b$  – 6-дБ направленный ответвитель

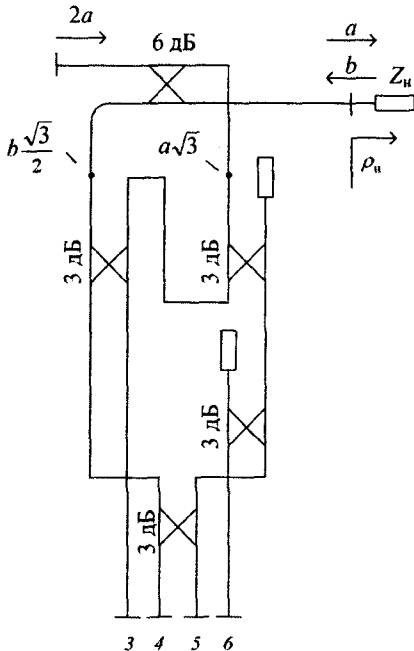


Рис. 4.6. Схема широкополосного калибруемого многополюсника

реходным ослаблением 6 дБ, у которого амплитуда в дополнительном плече в два раза меньше входной (см. рис 4.5,б). Этот ответвитель дополнительного фазового сдвига не вносит и используется как разделитель сигналов падающей  $a$  и отраженной  $b$  волн. Далее сигналы проходят квадратурные мосты, где они складываются с разными фазовыми сдвигами. В результате на выходах многополюсника формируются сигналы, мощности которых равны

$$\begin{aligned}
 P_3 &= \frac{3}{8} |a|^2 |\rho_n + i\sqrt{2}|^2, \\
 P_4 &= \frac{3}{16} |a|^2 |\rho_n - (1+i)\sqrt{2}|^2, \\
 P_5 &= \frac{3}{16} |a|^2 |\rho_n - (1-i)\sqrt{2}|^2, \\
 P_6 &= \frac{3}{4} |a|^2.
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

В данной схеме (рис. 4.6) шестой вход используется для выделения сигнала падающей волны, поэтому (4.3) можно переписать в нормированном виде

$$\begin{aligned}
 \frac{P_3}{P_6} &= \frac{1}{2} |\rho_n + i\sqrt{2}|^2, \\
 \frac{P_4}{P_6} &= \frac{1}{4} |\rho_n - (1+i)\sqrt{2}|^2, \\
 \frac{P_5}{P_6} &= \frac{1}{4} |\rho_n - (1-i)\sqrt{2}|^2.
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Из (4.4) следует, что центры окружностей  $q_3 = -i\sqrt{2}$ ,  $q_4 = (1+i)\sqrt{2}$ ,  $q_5 = (i-1)\sqrt{2}$  располагаются на окружности  $|q| = \sqrt{2}$  под углом  $120^\circ$  относительно друг друга, что является оптимальным расположением. Требуемый динамический диапазон детекторов при этом составляет примерно 15 дБ, что легко реализуется на практике. Расчетная формула для коэффициента отражения может быть получена из (4.4):



$$\rho_n = \frac{P_4 - P_5}{\sqrt{2P_6}} + j \frac{P_4 + P_5 - P_3 - P_6}{2\sqrt{2P_6}}.$$

Отметим, что многополюсник является диссипативным – часть мощности, поступающей на вход, рассеивается в детекторах, что требует дополнительной мощности генератора.

Данные рассуждения справедливы для идеального устройства, поскольку не учтены конечные длины соединительных линий, а также реальные параметры направленных ответвителей и детекторов. Для успешного применения такого устройства необходимо знать действительное расположение точек  $q_i$ . Это делается при калибровке многополюсника во всем рабочем диапазоне частот. Калибровка решает обратную задачу – по результатам измерения параметров известных эталонных нагрузок рассчитывают параметры многополюсника. Эти параметры используют при обработке измерительной информации.

В процессе калибровки многополюсника производят определение трех точек  $q_1, q_2, q_3$  и трех отношений коэффициентов  $G/B, G/F, G/F$  – всего 6 комплексных чисел. Обычно используют следующие эталонные нагрузки:

согласованная нагрузка ( $|\rho_n| \sim 0$ );

короткозамыкатель ( $\rho_n = -1$ );

разомкнутый конец линии (XX), позволяющий реализовать  $\rho_n = 1$ ; такая нагрузка реализуется не для всех линий передачи;

перемещаемый короткозамыкатель (плунжер), позволяющий плавно регулировать фазу коэффициента отражения;

рассогласованная нагрузка с известным КСВН (обычно КСВН = 1,5 и 2,0). Она может быть подвижной, с переменной фазой коэффициента отражения.

При выборе метода калибровки и набора эталонных нагрузок предусматривают по возможности равномерное расположение эталонных точек по площади единичной окружности (рис. 4.7), что увеличивает точность определения параметров калибруемого многополюсника. Калибровку необходимо проводить на каждой частоте рабочего диапазона.

Калибруемый многополюсник выполняют в виде микропо-

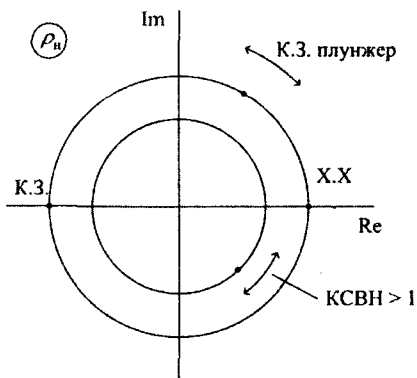


Рис. 4.7. Схема расположения эталонных значений коэффициента отражения на комплексной плоскости

лосковой платы со стабильными параметрами. Это позволяет сохранять точность калибровки многополюсника достаточно долго. Менее стабильными являются параметры детекторов, поэтому для измерений высокой точности применяют также терморезистивные или термоэлектрические датчики мощности СВЧ.

#### 4.4. Измерение коэффициентов передачи методом калибруемого многополюсника

Рассмотренная методика предназначена для измерения коэффициентов отражения. Измерения коэффициентов передачи (недиагональных элементов матрицы рассеяния) методом калибруемого многополюсника проводят косвенным способом. Для этого определяют коэффициент отражения на входе устройства при установке короткозамыкателя на выходе (рис. 4.8).

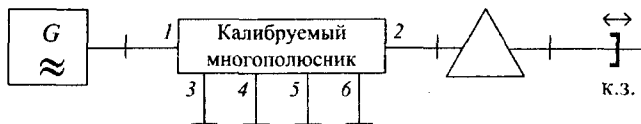


Рис. 4.8. Схема использования калибруемого многополюсника для измерения коэффициента передачи

Для точных измерений используют подвижный короткозамыкатель (плунжер). Он позволяет получить единичный коэффициент отражения с переменной фазой  $\rho_{к.з.} = e^{-2i\theta}$ , где  $\theta$  – электрическая длина плунжера. Коэффициент отражения на входе измеряется калиброванным многополюсником и определяется уравнением:

$$\rho_{вх} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}e^{-2i\theta}}{1 - S_{22}e^{-2i\theta}}.$$

Произведя несколько измерений коэффициента отражения на входе устройства при разных положениях плунжера, получаем систему уравнений относительно неизвестного коэффициента передачи  $S_{21}$ . Решение ее дает искомый коэффициент передачи. Для автоматизированных измерительных систем плунжер заменяют дискретным электрически управляемым фазовращателем.

Этот вариант измерений достаточно прост, но имеет существенный недостаток. При большом ослаблении у исследуемого устройства величина  $|S_{21}S_{21}|$  мала по сравнению с  $|S_{11}|$ , что влияет на точность расчета. Иными словами, входной коэффициент отражения мало зависит от коэффициента передачи и определяется, в основном, параметром  $S_{11}$ .

Более сложная схема измерений включает деление сигнала генератора пополам и подачу его на оба входа одновременно. Фазу и амплитуду одного из сигналов регулируют образцовым аттенуатором и фазовращателем (рис. 4.9).

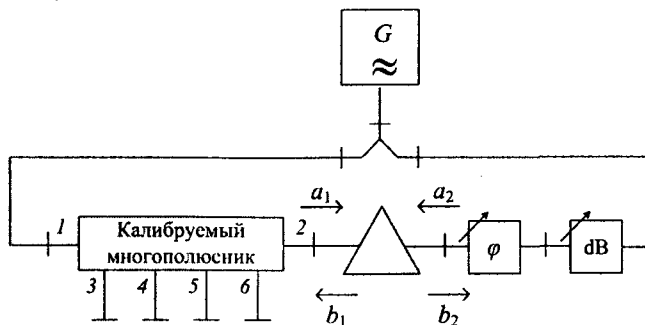


Рис. 4.9. Схема измерений с делением сигнала генератора

Методика измерений меняется незначительно. С помощью фазовращателя и аттенуатора устанавливают различные значения амплитуды и фазы волны  $a_2$  и измеряют коэффициент отражения на входе. По результатам измерения коэффициента отражения на входе составляют систему уравнений относительно неизвестных коэффициентов матрицы рассеяния исследуемого устройства. Решение ее дает искомые параметры.

Логическим продолжением этой схемы является автоматизированная измерительная установка, включающая два калиброванных многополюсника (рис. 4.10).

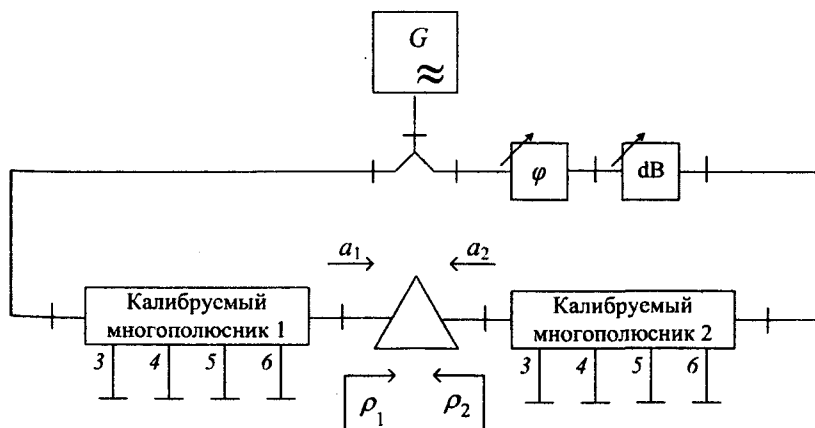


Рис. 4.10. Схема автоматизированной измерительной установки для определения всех коэффициентов матрицы рассеяния

В этом случае измеряют два коэффициента отражения на двух входах одновременно. Фазовращатель и аттенуатор позволяют регулировать отношение комплексных амплитуд  $a_2/a_1$ . Измеряемые коэффициенты отражения на входах записываются следующим образом:

$$\rho_1 = S_{11} + \frac{S_{12}a_2}{a_1}, \quad \rho_2 = S_{22} + \frac{S_{21}a_1}{a_2}. \quad (4.5)$$

Интересно отметить, что при  $|a_2/a_1| > 1$  измеряемый коэффициент отражения  $|\rho_1|$  может быть больше 1. Аналогично может себя вести коэффициент  $|\rho_2|$  при  $|a_1/a_2| > 1$ . Это следует учесть при выборе конструкции калиброванных многополюсников и методики обработки результатов.

Исключим отношение  $a_2/a_1$  из (4.5) и получим

$$S_{21}S_{12} = (\rho_1 - S_{11})(\rho_2 - S_{22}) \quad \text{или} \quad \rho_1\rho_2 = \rho_2S_{11} + \rho_1S_{22} - \Delta, \quad (4.6)$$

где  $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$  – определитель матрицы. Задают три различных отношения  $a_2/a_1$ . Например, можно использовать два значения ослабления аттенуатора  $A_1$  и  $A_2$ , и одно значение фазовращателя  $\Delta\varphi_1$ . В каждом случае измеряются два комплексных коэффициента отражения, которые подставляются в уравнение (4.6). В результате получим систему из трех комплексных нелинейных уравнений для определения  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  и  $\Delta$ . Остальные элементы матрицы рассеяния тогда равны:

$$|S_{12}|^2 = |S_{21}|^2 = |S_{11}S_{22} - \Delta|, \quad \varphi_{21} = \varphi_{12} = \frac{\varphi' + \varphi''}{2} + n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots,$$

где  $\varphi' = \arg(\rho_1 - S_{11})$ ,  $\varphi'' = \arg(\rho_2 - S_{22})$ .

Калибровка измерительной установки производится по обратному алгоритму. Используют образцовые проходные элементы и оконечные нагрузки и проводят:

калибровку по единичному коэффициенту передачи –  $S_{21}=S_{12}=1$ ; при этом два калиброванных многополюсника соединяются напрямую;

калибровку по короткозамыкателю – вместо устройства ставится короткозамыкатель ( $S_{21}=S_{12}=0$ );

калибровку по эталонному отрезку линии передачи – в этом случае модуль коэффициента передачи равен единице, а фаза определяется длиной отрезка.

В зарубежной литературе используют обозначение типа такой калибровки «TRL» – («Thru» – «Reflect» – «Line»). Для уточнения калибровки иногда дополнительно проводят проверку ее качества, подключая образцовый аттенуатор с ослаблением порядка 10 дБ.

Отметим, что в схемах с делением мощности большое значение имеет качество согласования трактов. После делителя мощности необ-

ходимо установить развязывающие устройства – вентили или аттенюаторы (на рис. 4.10 они не показаны). В противном случае работа измерительной схемы будет нарушена.

---

## ВЫВОДЫ

Калибруемые многополюсники применяют для исключения трудоемких фазовых измерений. Определение комплексного коэффициента передачи проводят обработкой данных о мощности сигналов на выходах многополюсника. Метод четырех зондов позволяет упростить реализацию такого многополюсника, но работает в узком частотном диапазоне. Широкополосные калиброванные многополюсники строятся на основе квадратурных мостов и направленных ответвителей.

Калибровка многополюсника включает получение данных при включении образцовых нагрузок и решение обратной задачи для расчета параметров многополюсника. Используют набор образцовых нагрузок – короткозамыкатель, согласованная нагрузка, передвижные нагрузки и пр. Обработку данных проводят в компьютерной измерительной установке, куда продетектированные сигналы поступают через четырехканальный аналого-цифровой преобразователь.

Для определения коэффициента передачи используют данные измерения коэффициента отражения на входе при отражающей нагрузке на выходе. Более точным является способ с делением сигнала генератора и подачей его одновременно на вход и на выход устройства. В автоматизированных устройствах включают два калибруемых многополюсника на входах исследуемого устройства.

# ГЛАВА 5

## МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-УСТРОЙСТВ НА ФИКСИРОВАННЫХ ЧАСТОТАХ

---

Помимо панорамных измерений частотных характеристик параметров рассеяния в измерительной СВЧ-технике используются традиционные одночастотные методы, имеющие в ряде случаев более высокую точность. Приборы, основанные на этих методах, просты в реализации, используют стандартные СВЧ-элементы и применяются с начала возникновения СВЧ-техники. Объединяет их главная особенность – измерение параметров СВЧ-устройств производится в отдельных частотных точках. К ним относят измерительные линии, поляризационные измерители полных сопротивлений, использующие принцип суперпозиции волн, а также приборы, использующие методы замещения и мостовые способы измерения полных сопротивлений и ослабления на СВЧ. Такие приборы используются в случаях, где применение дорогостоящих анализаторов СВЧ-цепей нецелесообразно, а также при проверке и калибровке СВЧ-устройств.

### 5.1. Измерительная линия

Измерительная линия (ИЛ) – это многофункциональный прибор, предназначенный для исследования распределения амплитуды поля вдоль линии передачи. Это распределение формируется суперпозицией падающей и отраженной волн, поэтому по его виду можно измерить параметры нагрузки. Фактически измерительная линия представляет собой чувствительный селективный вольтметр, измеряющий уровень

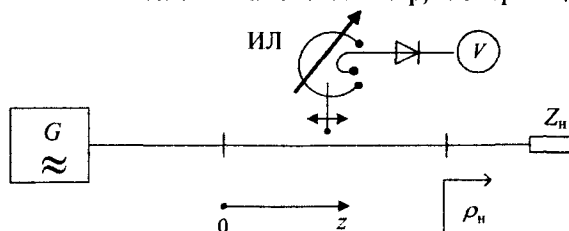


Рис. 5.1. Схема СВЧ-тракта с измерительной линией

суммарного поля в различных точках отрезка линии передачи. Схема измерительного тракта с ИЛ представлена на рис. 5.1.

Основной элемент измерительной линии – это зонд, погружаемый в отрезок линии передачи. Обычно это отрезок тонкого проводника, выполняющий роль своеобразной приемной антенны. Реже используют зонды в виде маленькой петли связи. ЭДС, наводимая на зонд, пропорциональна электрическому полю в месте его расположения. Величина ЭДС очень мала и недостаточна для детектирования. Поэтому зонд связан с объемным резонатором, который настраивают на частоту входного сигнала. При этом амплитуда поля в резонаторе много больше сигнала зонда. С резонатором связана детекторная секция (СВЧ-диод и блокирующий конденсатор). Индикатор на выходе детектора показывает величину, пропорциональную квадрату уровня сигнала в линии. Интересно, что схема измерительной линии аналогична устройству детекторного приемника, изобретенного еще на заре радиотехники.

Зонд, резонатор и детектор размещают на передвижной каретке (индикаторной головке), которая может перемещаться вдоль линии передачи строго по ее оси. Это позволяет провести измерение распределения поля вдоль линии передачи.

Комплексная амплитуда суммарного поля падающей (а) и отраженной (b) волн в однородной линии передачи запишется как

$$U(z) = a(z) + b(z) = a(e^{-ikz} + \rho_n e^{ikz}).$$

Обозначим комплексный коэффициент отражения нагрузки как  $\rho_n = |\rho_n| e^{i\varphi_\rho}$  и получим квадрат модуля суммарного поля в виде

$$|U(z)|^2 = |a|^2 |e^{-ikz} + \rho_n e^{ikz}|^2 = |a|^2 (1 + |\rho_n|^2 + 2|\rho_n| \cos(2kz + \varphi_\rho)).$$

Сигнал, наводимый на зонд, зависит от модуля и фазы коэффициента отражения

$$\frac{|U(z)|}{|a|} = \sqrt{(1 + |\rho_n|^2 + 2|\rho_n| \cos(2kz + \varphi_\rho))}. \quad (5.1)$$

Векторная диаграмма сложения сигналов падающей и отраженной волн и зависимости амплитуды от продольной координаты для различных коэффициентов отражения представлены на рис. 5.2.

Распределение при полном отражении ( $|\rho_n| = 1$ ) имеет вид модуля синусоидальной функции  $\frac{|U(z)|}{|a|} = 2 \left| \sin(kz + \frac{\varphi_\rho}{2}) \right|$ . Минимумы распределения достигают нуля (полное вычитание падающей и отраженной волн) и обострены. Они повторяются через половину длины волны  $\Lambda$

(поскольку  $\sin\left(k\left(z + \frac{\Lambda}{2}\right) + \frac{\varphi_{\rho}}{2}\right) = \sin\left(kz + \frac{\varphi_{\rho}}{2}\right)$ ). Это дает возможность

использовать ИЛ для измерения длины волны в линии и, косвенным образом, для измерения частоты. Для этого устанавливают короткозамыкающую нагрузку и измеряют координаты двух соседних минимумов. Поскольку поле в области минимумов мало (на уровне шумов детектора и индикатора), для уточнения координаты используют метод «вилки». Находят две координаты  $Z_1$  и  $Z_2$  по обе стороны от минимума, сигнал в которых примерно в 2 раза выше, чем уровень шума. Тогда координата минимума находится как среднее арифметическое:

$$Z_{\min} = \frac{(Z_1 + Z_2)}{2}. \quad (5.2)$$

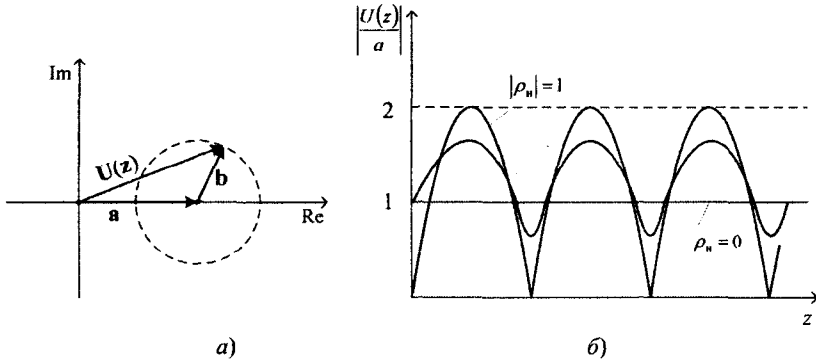


Рис. 5.2. Распределение амплитуды поля вдоль линии передачи:

а – векторная диаграмма сложения волн;

б – продольное распределение амплитуды для разных коэффициентов отражения

Измерение формы распределения поля вдоль линии передачи требуется относительно редко – например, его исследуют для определения затухания в линиях передач. Наиболее часто ИЛ применяют для измерения коэффициента стоячей волны (КСВН). Рассмотрим три наиболее распространенных метода:

- метод непосредственного отсчета;
- метод «удвоенного минимума»;
- метод калиброванного аттенюатора.

**Метод непосредственного отсчета** основан на самом определении КСВН как отношения максимального и минимального уровня распределения поля:

$$\text{КСВН} = \frac{1 + |\rho_n|}{1 - |\rho_n|} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}.$$



Для измерения КСВН необходимо зафиксировать уровень сигнала в максимумах и минимумах стоячей волны. Заметим, что само понятие коэффициента стоячей (и бегущей) волны исторически введено было как раз для удобства работы с измерительной линией.

Методика измерений довольно проста – индикаторную головку линии поочередно переводят в максимум, а затем в минимум распределения и фиксируют показания индикатора  $I_{\max}$  и  $I_{\min}$ . Тогда, полагая характеристику детектора квадратичной, получаем

$$КСВН = \sqrt{\frac{I_{\max}}{I_{\min}}} \quad (5.3)$$

Для более точных измерений требуется учитывать характеристику детектора – зависимость  $I_d = f(U(z))$ . Ее получают экспериментально, проводя калибровку детектора ИЛ. Погрешность метода непосредственного отсчета связана с точностью измерения больших отношений сигналов. При измерении сильно отличающихся уровней сигнала возможен выход за пределы квадратичного участка характеристики детектора. Расчет по (5.3) при  $I_{\max} \gg I_{\min}$  вызовет погрешность измерения. Кроме того, при больших КСВН уровень сигнала в минимумах распределения мал и маскируется шумами детектора и внешними помехами. Поэтому данный метод применяют обычно при КСВН не более 4...5.

Метод «удвоенного минимума» используют для измерения больших КСВН. Он заключается в исследовании распределения вблизи минимума (узла стоячей волны), где характеристику детектора можно считать квадратичной. Поскольку вид распределения (5.1) известен, то по результатам измерения нескольких значений вблизи минимума можно восстановить все распределение и рассчитать КСВН. На практике это делают следующим образом:

находят минимум стоячей волны, фиксируют его координату  $Z_{\min}$  и показания индикатора  $I_{\min}$ ;

передвигая индикаторную головку ИЛ в обе стороны от минимума, находят координаты точек  $Z_1$  и  $Z_2$ , в которых показания в  $M$  раз больше, чем  $I_{\min}$ ; обычно используют  $M = 2$ , поэтому данный метод называют «метод удвоенного минимума»;

$$\text{рассчитывают ширину узла стоячей волны } \Delta Z = |Z_2 - Z_1|;$$

измеряют координату второго минимума распределения и определяют  $\Lambda$  – длину волны в линии;

КСВН рассчитывают

$$КСВН = \sqrt{1 + \frac{M - 1}{\sin^2(\pi \Delta Z / \Lambda)}} \quad (5.4).$$

Для больших КСВН  $\Delta Z \ll \Lambda$  и выражение (5.4) можно упростить:

$$\text{КСВН} \approx \sqrt{M-1} \frac{\Lambda}{\pi \Delta Z}.$$

При отсчете ширины узла на уровне  $M = 2$  получаем простое соотношение:

$$\text{КСВН} \approx \frac{\Lambda}{\pi \Delta Z}, \quad (5.5)$$

которое обычно и используют при измерениях больших КСВН.

Поскольку ширина узла стоячей волны  $\Delta Z$  может быть мала, для ее измерения используют микрометрический измеритель перемещения.

Достоинства метода – возможность измерения больших КСВН, не критичность к характеристике детектора (так как измерение производят при близких значениях сигнала), высокая точность. Однако метод трудоемок, требует больших временных затрат, высокой точности измерения перемещения каретки ИЛ и повышенной чувствительности детектора.

**Метод калиброванного аттенюатора** применяют при наличии измерительного аттенюатора, откалиброванного с высокой точностью (до десятых долей дБ). Практически из стандартных приборов этим требованиям удовлетворяют широкополосные волноводные поляризационные аттенюаторы, рассмотренные далее. Для других типов аттенюаторов (поглощающего типа, предельных и пр.) требуется предварительная калибровка на каждой частоте, что делает их использование для измерения КСВН затруднительным. Метод калиброванного аттенюатора является вариантом способа замещения для измерения отношения двух уровней сигнала. Структурная схема измерительного тракта представлена на рис. 5.3.

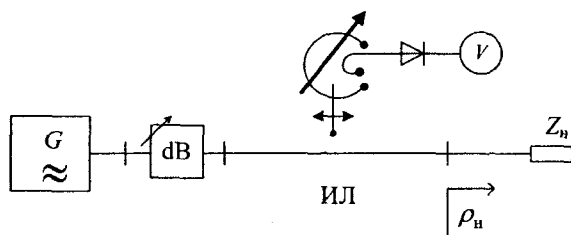


Рис. 5.3. Схема использования калиброванного аттенюатора для измерения КСВН

Методика измерений включает несколько этапов:

устанавливают калиброванный аттенюатор в минимальное положение  $A_{\min}$ , находят минимум стоячей волны и фиксируют показания индикатора  $I_{\min}$ ;

передвигая индикаторную головку ИЛ в максимум стоячей волны, одновременно увеличивают ослабление аттенюатора;

установив зонд в максимум, вводят такое ослабление  $A_{\max}$ , при котором показания индикатора равны  $I_{\min}$ . Тогда искомое значение КСВН равно  $\text{КСВН} = (A_{\max} - A_{\min})$ , дБ;

при необходимости пересчитывают величину КСВН в относительные единицы  $\text{КСВН} = 10^{\frac{A_{\max} - A_{\min}}{20}}$ .

Метод калиброванного аттенюатора не зависит от параметров детектора, но требует наличия калиброванного аттенюатора. Погрешности метода связаны с точностью калибровки аттенюатора и погрешностью фиксации уровней минимума и максимума стоячей волны.

Измерение комплексного коэффициента отражения требует определения его фазового угла  $\varphi_\rho$ . Модуль коэффициента отражения рассчитывается через КСВН. Информация о фазе коэффициента отражения заложена (5.1). При изменении  $\varphi_\rho$  распределение сдвигается по оси  $Z$ . Наиболее удобно фиксировать сдвиг минимума стоячей волны, поскольку именно минимум в распределении наиболее четко выражен. Сдвиг минимума  $\Delta Z_{\min}$  измеряют относительно заранее выбранной отсчетной плоскости («условного конца» линии  $Z_{\min 0}$ ). **Условным концом** называют координату по оси линии, отстоящую от точки расположения нагрузки на целое число полуволн. Таких точек может быть несколько; для измерений выбирают наиболее удобную.

Условные концы определяют при установке на конце ИЛ короткозамыкателя. При этом координаты минимумов попадают в точки условных концов. В этих точках косинус в выражении (5.1) равен (-1), поэтому в них выполняется условие  $2kZ_{\min 0} + \pi = (2n-1)\pi$ ,  $n=1,2,\dots$ . Здесь

$k = \frac{2\pi}{\Lambda}$  – постоянная распространения волны в линии. Ее необходимо

определить, измерив длину волны в линии  $\Lambda$  как удвоенное расстояние между соседними условными концами.

Затем устанавливают исследуемую нагрузку и фиксируют новое положение минимума стоячей волны  $Z_{\min}$ . При малом КСВН нагрузки минимум выражен слабо, поэтому необходимо использовать метод «вилки» (см. (5.2)). Условие минимума будет включать искомый фазовый угол коэффициента отражения

$$2kZ_{\min} + \varphi_\rho = (2n-1)\pi = 2kZ_{\min 0} + \pi,$$

откуда получим

$$\varphi_\rho = \pi - 2k(Z_{\min} - Z_{\min 0}) = \pi - \frac{4\pi}{\Lambda}(Z_{\min} - Z_{\min 0}). \quad (5.6)$$

Направление смещения минимума от условного конца показывает характер реактивности измеряемой нагрузки. При индуктивной нагрузке смещение идет в сторону нагрузки,  $\frac{\Lambda}{4} > (Z_{\min} - Z_{\min 0}) > 0$ , и фазовый угол коэффициента отражения лежит в пределах  $[0, \pi]$ . В случае емкостной нагрузки сдвиг будет в сторону генератора, соответственно  $-\frac{\Lambda}{4} < (Z_{\min} - Z_{\min 0}) < 0$  и  $\varphi_p$  находится в пределах  $[-\pi, 0]$ .

Как правило, данные, получаемые при работе с измерительной линией, обрабатываются и наглядно иллюстрируются с помощью круговой диаграммы полных сопротивлений, которая представляет собой плоскость комплексного коэффициента отражения в полярной системе координат. На единичную окружность наносят шкалу сдвига минимума в долях длины волны, соответствующую фазовому углу коэффициента отражения. С помощью круговой диаграммы можно обрабатывать опытные данные КСВН и  $\frac{Z_{\min} - Z_{\min 0}}{\Lambda}$ , не прибегая к расчетным выражениям. На рис. 5.4 показана упрощенная круговая диаграмма, на единичной окружности которой нанесена шкала координат  $Z/\Lambda$ .

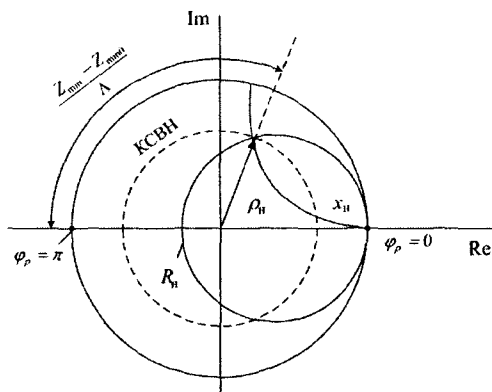


Рис. 5.4. Определение коэффициента отражения и полного сопротивления нагрузки на круговой диаграмме

Полному обороту вектора коэффициента отражения соответствует смещение по координате на половину длины волны; половина оборота равна  $0,25\Lambda$ . Линиями равного КСВН являются окружности на круговой диаграмме, соответствующие постоянному модулю коэффициента отражения. На круговой диаграмме наносят семейство окружностей равного КСВН (или КБВ). Из (5.6) видно, что фаза  $\varphi_p$  указывает на точку,

отстоящую от точки короткозамкнутой нагрузки (КЗ) ( $\varphi_p = \pi$ ) на угол, равный относительному смещению минимума. Откладывая смещение по шкале расстояний (с учетом знака), на пересечении радиуса и окружности измеренного КСВН, получают точку искомого коэффициента отражения нагрузки  $\rho_n$ .

Круговая диаграмма дает возможность получить значение **полного сопротивления нагрузки**  $Z_n = \frac{1}{Y_n} = \frac{1 + \rho_n}{1 - \rho_n}$ . Для этого на диаграмму

наносят семейство окружностей равных активных ( $R_n$ ) и реактивных ( $X_n$ ) сопротивлений. Они отражают зависимость полного сопротивления от комплексного коэффициента отражения и представляют собой для активной части – окружности разного радиуса, соприкасающиеся в точке  $\varphi_p = 0$  и с центрами на вещественной оси. Для мнимой части сопротивления центры окружностей лежат вне единичной окружности и представляют собой дуги, идущие из точки  $\varphi_p = 0$ . Таким образом, поиск точки коэффициента отражения дает одновременно информацию и о комплексном сопротивлении нагрузки. Применение круговой диаграммы позволяет наглядно интерпретировать результаты измерений с помощью ИЛ. В случае исследований на разных частотах полученные результаты удобно представлять в виде частотной зависимости графика вектора коэффициента отражения.

**Конструкция коаксиальной измерительной линии** представляет собой измерительную секцию – отрезок симметричной полосковой линии с круглым центральным проводником и воздушным заполнением (рис. 5.5,а). Волновое сопротивление ее равно стандартному значению (50 или 75 Ом). Для включения ИЛ в измерительный тракт используют стандартные разъемы с широкополосными переходами. Измерительная секция линии представляет собой жесткую несущую конструкцию, однородную по длине. Продольные габариты определяются минимальной рабочей частотой и должны составлять на ней 1,5...2 длины волны.

Вдоль секции передвигается каретка с размещенным на ней резонатором (рис. 5.5,б). Чаще всего используют четвертьволновый коаксиальный резонатор с емкостным возбуждением. Перестройку резонатора проводят, перемещая центральный проводник. Такая конструкция обеспечивает перестройку по частоте до 3...4 раз и минимальные габариты. Зонд коаксиальной ИЛ представляет собой тонкий проводник, погружаемый в измерительную секцию. Зонд создает ток, возбуждающий резонатор через емкостной элемент связи. Глубина погружения зонда может регулироваться, что позволяет менять его связь с полем линии. При настройке резонатора на рабочую частоту амплитуда поля основного колебания резко возрастает. С помощью петли связи сигнал подается на

детектор, который находится в детекторной камере снаружи резонатора, здесь же располагаются блокирующий конструктивный конденсатор и разъем для вывода НЧ-сигнала.

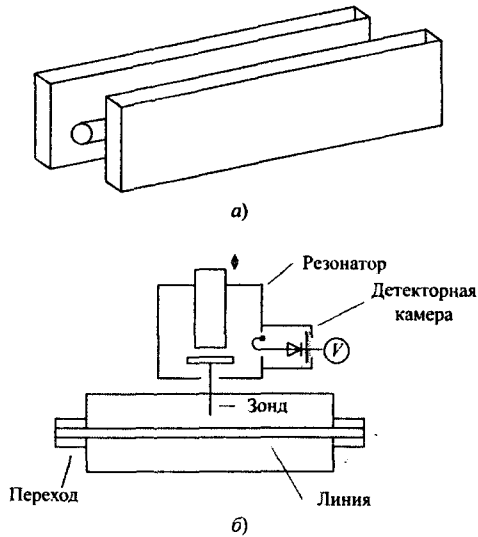


Рис. 5.5. Схема коаксиальной измерительной линии: *а* – измерительная секция; *б* – конструкция линии

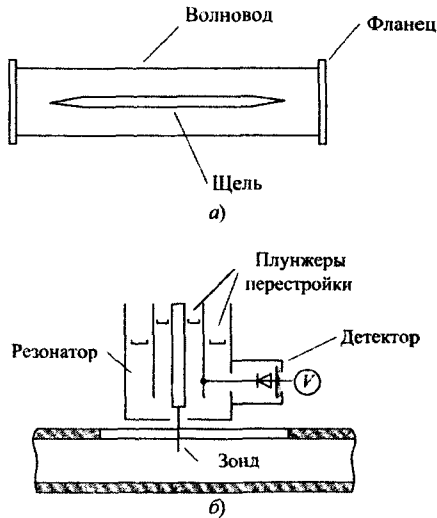


Рис. 5.6. Схема волноводной измерительной линии: *а* – щелевая волноводная секция; *б* – измерительная головка

**Измерительная секция волноводной измерительной линии** представляет собой отрезок прямоугольного волновода с продольной щелью (рис. 5.6,а). Щель прорезана точно в центре широкой стенки, поэтому влияние ее на поле волновода минимально. Для согласования концы щели делаются со скосами. Секция включается в волноводный измерительный тракт с помощью стандартных фланцев. В некоторых ИЛ предусмотрены сменные измерительные секции, что позволяет одну и ту же измерительную линию использовать с несколькими типоразмерами волноводов.

На каретке ИЛ размещается коаксиальный резонатор, возбуждаемый зондом, проходящим в волновод через продольную щель. Для увеличения рабочего диапазона ИЛ используют двухсекционные бикоаксиальные резонаторы с перестройкой в широком диапазоне частот (рис. 5.6,б). Зонд возбуждает внутреннюю секцию резонатора, а внешняя секция связана с детектором. Регулировкой длин обеих секций обеспечивается настройка резонатора на рабочую частоту и оптимальная степень связи с зондом и детектором. Глубина погружения зонда в волноводных линиях имеет большое значение и регулируется с большой точностью в пределах нескольких миллиметров.

С измерительными линиями используют селективные усилители (микровольтметры), настроенные на частоту НЧ-модуляции сигнала в генераторе СВЧ (обычно 1 кГц). В случае немодулированных сигналов применяют чувствительные гальванометры или вольтметры постоянного тока.

Рассмотрим **инструментальные погрешности**, связанные с конструкцией измерительной линии. Основные причины их возникновения: собственный КСВН измерительной секции, обусловленный отражениями от переходов коаксиальной секции и от концов щели в волноводной секции;

неоднородность секции по длине; она приводит к искажению продольного распределения поля;

отражения от зонда; зонд, вводимый в линию передачи, создает переотражения волн. Это эквивалентно включению в линию шунтирующей комплексной проводимости. Активная часть проводимости показывает уровень мощности, поступающей в резонатор. Она определяется глубиной погружения зонда, которой регулируют чувствительность ИЛ. Реактивная часть проводимости отражает искажения поля вблизи зонда и должна быть скомпенсирована. Это делается настройкой в резонанс всей системы «резонатор – зонд». При настройке ИЛ стремятся минимизировать глубину погружения зонда и точно настроить резонатор по максимуму показания индикатора. При этом отражения от зонда минимальны. Нежелательно использовать ненастроенную ИЛ, даже при достаточном уровне сигнала, резонансная настройка позволяет снизить переотражения от зонда;

неравномерность связи зонда с линией при перемещении индикаторной головки; она вызывает искажение данных распределения и связана с дефектами механизма перемещения, вызывающими отклонение зонда по вертикали и по горизонтали. Этот параметр проверяют при измерении распределения поля чисто бегущей волны;

погрешность отсчета перемещения каретки. Например, для измерения методом удвоенного минимума в сантиметровом диапазоне длин волн требуется точность отсчета до сотых долей мм. Погрешность уменьшают, используя микрометрические измерители перемещения;

неквадратичность характеристики детектора. Влияет на измерение КСВН методом непосредственного отсчета с использованием соотношения (5.3);

погрешность измерения уровня сигнала после детектора (погрешность индикатора). Для ее минимизации используют чувствительные селективные НЧ-вольтметры.

Стандартные ИЛ обеспечивают измерение КСВН с точностью 3...5%, определение фазы коэффициента отражения с точностью порядка единиц градусов. Согласно ГОСТ, все стандартные измерительные линии по пределу допускаемой погрешности измерения КСВН и фазового угла коэффициента отражения делятся на три класса точности (табл. 5.1).

**Таблица 5.1. Классификация ИЛ по точности согласно ГОСТ**

| Класс по точности | Коаксиальные ИЛ         |                                  | Волноводные ИЛ          |                                  |
|-------------------|-------------------------|----------------------------------|-------------------------|----------------------------------|
|                   | $\delta\text{КСВН}, \%$ | $\Delta\varphi_{\rho}, ^{\circ}$ | $\delta\text{КСВН}, \%$ | $\Delta\varphi_{\rho}, ^{\circ}$ |
| 1                 | <5,2                    | <5                               | <3                      | <5                               |
| 2                 | 5,2                     | <10                              | 3                       | <10                              |
| 3                 | 12,5                    | <15                              | 4                       | <15                              |

В таблице указаны пределы допускаемых погрешностей – на практике при тщательной настройке измерительные линии могут обеспечить и более высокую точность. Поэтому их используют в качестве образцовых средств для поверки и метрологической аттестации СВЧ-измерительных приборов.

## **5.2. Мостовые методы измерений и измерители полных сопротивлений поляризационного типа**

Для измерений на фиксированных частотах параметров СВЧ-нагрузок с высокой точностью применяют мостовые методы. Напомним, что на низких частотах такой метод (использующий мост Уинстона) яв-



ляется одним из наиболее точных способов определения параметров двухполюсников.

Мостовой метод является реализацией обобщенного метода уравновешивания. Основная идея мостового метода – сравнение параметров измеряемого и образцового элементов в мостовой схеме и ее балансировка до получения нулевого показания индикатора. В качестве такой схемы на СВЧ используют СВЧ-мосты – это двойной волноводный тройник (двойной Т-мост) или направленный ответвитель – гибридное кольцо. На рис. 5.7 показана конструкция и условное обозначение двойного Т-моста, который представляет разветвление волноводов в плоскости широкой стенки – плоскости магнитного поля  $H$  (плечи 1, 2 и 3). К нему сверху присоединено дополнительное плечо 4, образующее  $E$ -тройник в плоскости электрического поля. Устройство имеет плоскость геометрической симметрии, обладает свойствами линейности и взаимности. Матрица рассеяния идеального согласованного двойного Т-моста без потерь представляет собой матрицу направленного ответвителя: при подаче сигнала в плечо 1 мощность делится пополам между плечами 2 и 3, сигналы в них синфазные. Плечо 4 является развязанным относительно плеча 1 – сигнал туда не проходит. При подаче сигнала в плечо 4 мощность также делится пополам, плечо 1 оказывается развязанным, но сигналы в плечах 2 и 3 противофазны. Это отражено в матрице рассеяния отрицательными коэффициентами передачи  $S_{34} = S_{43}$ :

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.7)$$

Отсюда следует важное свойство: если на плечи 2 и 3 установить нагрузки с одинаковыми коэффициентами отражения, то сигнал в плече 4 будет равен нулю. Следовательно, двойной тройник можно использовать

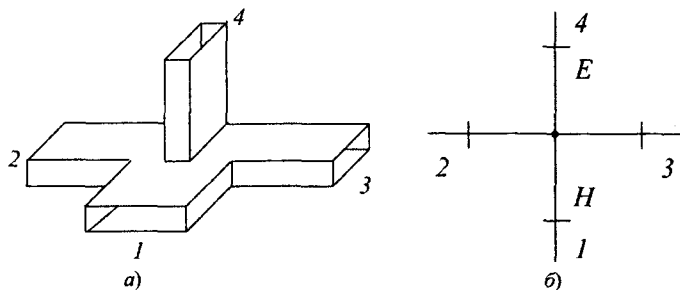


Рис. 5.7. Двойной Т-мост:  
а – вид тройника, б – условное обозначение

в качестве мостового устройства для сравнения нагрузок (импедансный мост). Схема измерительной установки представлена на рис. 5.8.

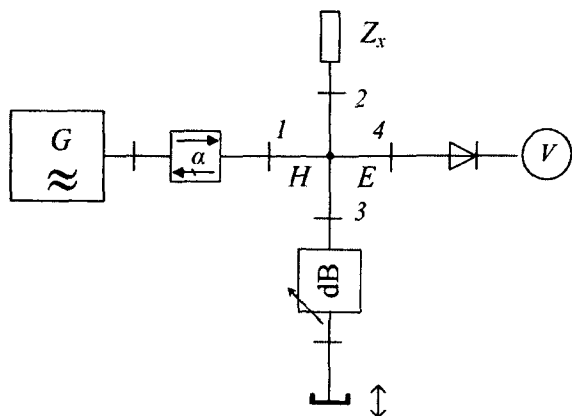


Рис. 5.8. Схема импедансного моста на основе двойного Т-моста

Генератор через развязывающий вентиль подключен к плечу *H*-тройника; плечо *E* нагружено на согласованную детекторную головку с индикатором уровня сигнала. К плечам 2 и 3 подсоединены исследуемая и образцовая нагрузки. В качестве последней можно использовать комбинацию калиброванного аттенюатора и короткозамыкающего плунжера. Она позволяет получить образцовый коэффициент отражения с независимой регулировкой модуля и фазы. Балансировкой моста – подбором ослабления аттенюатора и положения плунжера – добиваются нулевых показаний индикатора. При этом коэффициенты отражения нагрузок в плечах 2 и 3 равны. Искомая величина коэффициента отражения определяется по показаниям аттенюатора  $A_{изм}$  и по координате положения плунжера  $l_{изм}$  относительно условного начала его шкалы  $l_{к.з}$ :

$$|\rho_H| = 10^{-\frac{A_{изм}}{10}}, \quad \varphi_\rho = \frac{4\pi}{\Lambda}(l_{изм} - l_{к.з}) - \pi,$$

где  $\Lambda$  – длина волны в волноводе плунжера.

Условное начало шкалы устанавливают предварительной калибровкой моста на рабочей частоте. Вместо исследуемой нагрузки подключают короткозамыкатель и находят положение плунжера, соответствующее нулевому показанию индикатора. В случае необходимости тут же можно измерить и длину волны в волноводе – для этого надо перестроить плунжер так, чтобы получить второе нулевое показание. Расстояние между координатами двух нулевых показаний равно половине длины волны.

Для коаксиальных измерительных трактов в качестве мостовой схемы используют гибридное кольцо (см. главу 3) с равными волновыми сопротивлениями  $Z_a = Z_b$ . При этом мощность делится между основным и дополнительным плечами пополам, а матрица рассеяния аналогична матрице Т-моста (5.7). Методика измерений остается при этом неизменной.

Основной источник погрешностей мостовых приборов – несовершенство установки параметров образцовой нагрузки и собственный коэффициент отражения моста, для минимизации которого используют подстроечные элементы, позволяющие согласовать мост на каждой рабочей частоте.

В низкочастотной части СВЧ-диапазона габариты мостовых схем резко возрастают. В этих случаях применяют поляризационные измерители комплексных сопротивлений. Эти приборы относятся к виду РЗ (измерители полных сопротивлений нагрузки). Рассмотрим конструкцию коаксиального измерителя поляризационного типа для метрового диапазона волн, где он с успехом заменяет измерительную линию. Конструкция прибора показана на рис. 5.9.

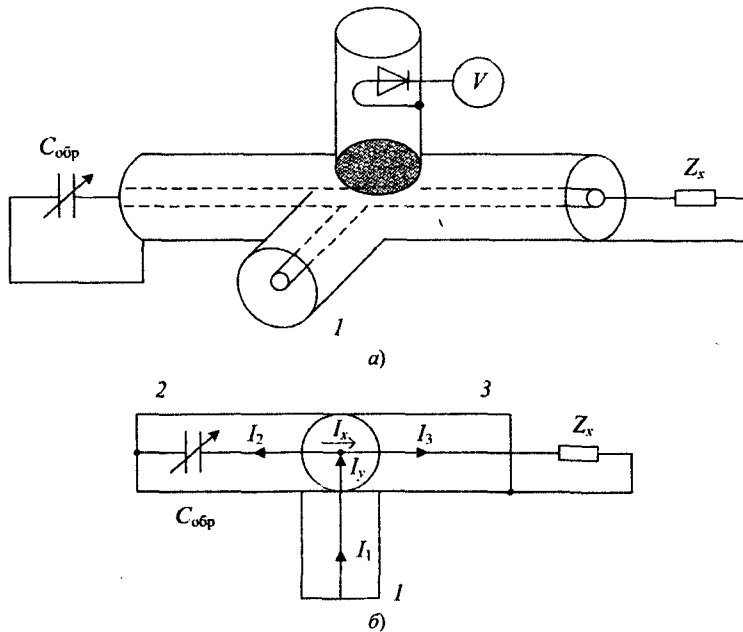


Рис. 5.9. Коаксиальный поляризационный измеритель полных сопротивлений:

а – конструктивная схема; б – принципиальная схема

Сигнал генератора подают на входное плечо 1 Т-образного коаксиального соединения. К плечу 3 подключают исследуемую нагрузку. В плечо 2 включен образцовый переменный конденсатор  $C_{обр}$ . Его шкала градуирована в значениях частоты, на которых его реактивное сопротивление равно волновому сопротивлению коаксиального тракта (50 или 75 Ом)  $\frac{1}{2\pi f C_{обр}} = Z_0$ . Нормированная комплексная проводимость конденсатора при этом равна  $Y_{обр} = i$ .

Конструкция измерителя содержит также вертикальное плечо, представляющее собой отрезок круглого запердельного волновода, возбуждаемого токами в проводниках Т-образного соединения. На рис. 5.9,б представлена схема возбуждения волновода:  $I_y$  – ток по координате  $Y$  равен току сигнала генератора (по закону Кирхгофа он равен сумме токов в плечах 2 и 3  $I_y = I_1 = I_2 + I_3$  и пропорционален сумме образцовой и измеряемой проводимостей  $I_y \equiv Y_{обр} + \frac{1}{Z_x} = i + \frac{1}{Z_x}$ );  $I_x$  – ток по координате

$X$ ; он равен разности токов в плечах 2 и 3  $I_x = I_3 - I_2 \equiv \frac{1}{Z_x} - i$ . В круглом волноводе возбуждаются две ортогональные нераспространяющиеся волны типа  $H_{11}$ , фазы которых отличаются на  $90^\circ$ . Распределение амплитуды суммарного поля по окружности волновода будет иметь вид эллипса. В этом случае говорят, что поле имеет эллиптическую поляризацию. Для измерения распределения предусматривают перемещаемую по окружности петлю связи и детектор (см. рис. 5.9,а). При вращении петли на индикаторе получаем распределение амплитуды  $U(\theta)$ , напоминающее распределение поля в измерительной линии, только продольная координата заменена углом поворота  $\theta$ :

$$U(\theta) \equiv iZ_x \cos(\theta) + \sin(\theta). \quad (5.8)$$

При согласованной нагрузке распределение амплитуд по окружности равномерно (круговая поляризация), поскольку отраженной волны нет. При произвольной нагрузке в распределении появляются максимумы и минимумы, координаты которых определяются фазовым углом коэффициента отражения. Отношение максимального и минимального напряжений распределения равно КСВН нагрузки. Полный оборот детектора эквивалентен перемещению зонда ИЛ на длину волны, а сдвиг не зависит от частоты. Это позволяет проградуировать шкалу поворота непосредственно в фазовых углах коэффициента отражения нагрузки.

Измерение проводят следующим образом. При короткозамкнутой нагрузке калибруют начало шкалы по фазовому углу  $180^\circ$ . Затем подключают исследуемую нагрузку и измеряют КСВН и координату минимума распределения. Все методы измерения, описанные для ИЛ, могут быть использованы и для поляризационных измерителей. Отличие в том, что фазовый угол коэффициента отражения отсчитывается непосредственно по положению минимума распределения и измерение длины волны не нужно.

Волноводные поляризационные измерители полных сопротивлений применяют для замены измерительных линий с большими размерами измерительной секции. Это актуально для волноводных трактов относительно низких частот (доли и единицы ГГц). Рассмотрим конструкцию такого прибора. Она основана на преобразовании падающей и отраженной волн типа  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе в две волны  $H_{11}$  круглого волновода, вращающихся в противоположных направлениях. Это делается с помощью отверстия или системы щелей, прорезанных в широкой стенке волновода на расстоянии четверти его ширины (рис. 5.10). Известно, что в этом сечении амплитуды составляющих магнитного поля основной волны равны, а фазы их сдвинуты на  $90^\circ$ . Отрезок согласованного круглого волновода устанавливается на широкой стенке перпендикулярно ей. Возбуждаемые в нем две волны имеют эллиптическую поляризацию, распределение амплитуды суммарного

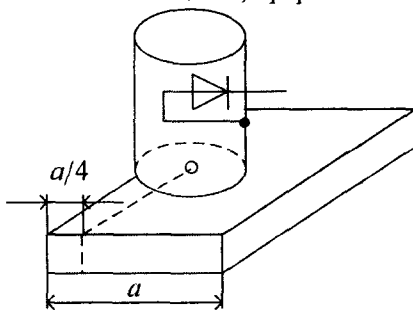


Рис. 5.10. Схема волноводного поляризационного измерителя полных сопротивлений

поля описывается соотношением (5.8). В круглом волноводе предусматривают вращающуюся по окружности детекторную секцию, аналогичную описанной выше для коаксиального измерителя. Методика измерений также аналогична. В волноводных измерителях присутствует дополнительная шкала, градуированную по частоте. Она откалибрована по короткозамыкателю относительно выходного фланца прибора и показывает начало отсчета фазового угла на разных частотах. Это позволяет исключить калибровку прибора в процессе измерений.

В измерителях полных сопротивлений разместить резонатор не позволяют ограниченные размеры прибора и низкие рабочие частоты. Чувствительность поляризационных измерителей из-за отсутствия резонатора невелика. Приходится увеличивать мощность сигнала генератора. Кроме того, на показания влияют помехи в виде побочных гармо-

нических составляющих сигнала генератора. Для их фильтрации в комплект прибора включают набор фильтров низких частот с разными частотами среза. Эти фильтры помещают между генератором и прибором. Однако отсутствие резонатора является и определенным преимуществом, так как поляризационные измерители полных сопротивлений не требуют настройки детекторной головки.

В качестве примера приведем данные отечественных приборов такого типа. Коаксиальный измеритель полных сопротивлений РЗ-33 имеет тракт с волновым сопротивлением 75 Ом и следующие технические параметры:

- рабочий диапазон частот – 150...1000 МГц;
- погрешность измерения КСВН не хуже 7%;
- диапазон измерения 1,1...10,0;
- погрешность измерения фазы не хуже 7° (при КСВН <2).

Волноводные приборы серии РЗ-39...48 имеют различные типоразмеры волноводов – от 110×55 мм до 17×8 мм, перекрывают диапазон частот 1,72...16,67 ГГц и обеспечивают следующие технические параметры:

- погрешность измерения КСВН не хуже 4%;
- погрешность измерения фазы не хуже 4° (при КСВН < 2) и < 10° (при КСВН < 1,2).

### 5.3. Измерение ослабления на СВЧ.

#### Измерительные аттенюаторы

**Ослабление** (и обратная ему величина – коэффициент усиления по мощности) – важные параметры СВЧ-многополюсников, показывающие отношение мощностей на входе и на выходе при согласованном генераторе и нагрузке. Иногда используют понятие *потери* или *затухание*  $L$ , которые определяются отношением мощностей на входе и на выходе при реальных рассогласованных генераторе и нагрузке. Разницу между потерями и ослаблением называют **потерями рассогласования**.

Рассмотрим схему включения исследуемого устройства с матрицей рассеяния  $[S]$  к рассогласованному генератору и нагрузке и отображающий ее граф (рис. 5.11). Анализ графа методом некасающегося контура позволяет определить отношение мощностей падающей и прошедшей волн и рассчитать потери:

$$L = 10 \lg \left( \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}} \right) = 20 \lg \left( \frac{|a_1|}{|b_2|} \right) = 20 \lg \left( \frac{|1 - \rho_r S_{11} - \rho_n S_{22} + \rho_r \rho_n S_{21} S_{12}|}{|S_{21}|} \right) \neq A.$$

Для минимизации погрешностей рассогласования предусматривают развязывающие устройства после генератора и перед нагрузкой.

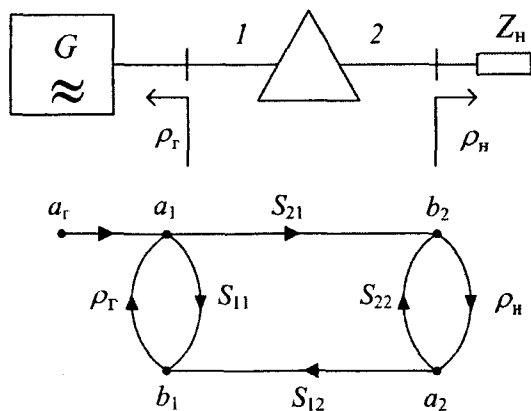


Рис. 5.11. Схема определения ослабления СВЧ-устройства

Наиболее часто для измерения ослабления используют метод разделения волн с направленными ответвителями, рассмотренный в главе 3. Однако в ряде случаев применяют и другие методы.

Достаточно простой способ измерения небольших ослаблений основан на использовании **рефлектометров** или **измерительных линий**. Схема измерительного тракта приведена на рис 5.12.

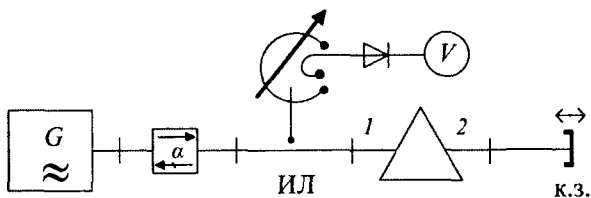


Рис. 5.12. Схема измерения ослабления с использованием измерительных линий

На выходе устройства подключают короткозамыкающий плунжер, измерительную линию устанавливают на входе. Для исключения перетражений от генератора предусматривают развязывающий вентиль или аттенуатор. Измеряют коэффициент отражения от входа устройства:

$$\rho_{\text{изм}} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}e^{-2i\theta_{\text{пл}}}}{1 - S_{22}e^{-2i\theta_{\text{пл}}}},$$

где  $\theta_{\text{пл}} = kl_{\text{пл}}$  – электрическая длина плунжера. При небольших отражениях от выхода  $|S_{22}| \ll 1$  и коэффициент отражения на входе определяется суперпозицией двух волн – отраженной от входа устройства ( $\sim S_{11}$ ) и дважды прошедшей через устройство ( $\sim S_{21}S_{12}$ ):

$$\rho_{\text{изм}} \approx S_{11} + S_{21}S_{12}e^{-2i\theta_{\text{пл}}}.$$

Фаза второй волны меняется при перемещении плунжера, что используется для разделения волн. С этой целью снимают зависимость модуля коэффициента отражения  $\rho_{\text{изм}}$  от положения плунжера. Она имеет вид, аналогичный распределению поля стоячей волны. Разность модулей максимального ( $|\rho_{\text{max}}| = |S_{11}| + |S_{21}S_{12}|$ ) и минимального ( $|\rho_{\text{min}}| = |S_{11}| - |S_{21}S_{12}|$ ) коэффициентов отражения позволяют рассчитать искомое ослабление:

$$A, \text{дБ} = 10 \lg \left( \frac{\rho_{\text{max}} - \rho_{\text{min}}}{2} \right).$$

Преимущество такого способа в том, что измерения проводятся только на входе устройства. В данном случае, в отличие от метода разделения волн, не требуется сравнивать амплитуды волн в разных линиях (на входе и на выходе).

Определение ослабления методом замещения проводят путем сравнения измеряемой величины с образцовой. В этом случае используют предварительно откалиброванные измерительные аттенюаторы. Существует несколько модификаций метода замещения. На рис 5.13 приведена схема использования калиброванного аттенюатора в методе замещения на СВЧ. Она включает калиброванный аттенюатор, исследуемое устройство и индикатор уровня (детекторная головка, измеритель мощности и пр.). Методика измерений довольно проста – аттенюатор устанавливают на минимальное вносимое ослабление  $A_1$  и фиксируют показания индикатора. Затем убирают исследуемое устройство (например, заменяют его отрезком линии без потерь) и регулируют ослабление аттенюатора  $A_2$  так, чтобы получить те же самые показания индикатора. Измеряемое ослабление равно разности  $A = A_2 - A_1$ , дБ. Погрешности метода зависят от точности калибровки аттенюатора и погрешностей фиксации уровня на индикаторе уровня.

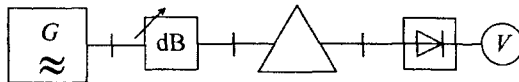


Рис. 5.13. Схема измерения ослабления методом замещения на СВЧ

Иногда используют параллельную схему сравнения, которая позволяет не разбирать измерительный тракт в процессе измерений (рис. 5.14). Сигнал генератора делится на два канала – образцовый (ОК) и измерительный (ИК). В образцовом канале устанавливают калиброванный аттенюатор, в измерительном – исследуемое устройство. Выходные сиг-



налы каналов детектируются и подаются на измеритель отношения или дифференциальный усилитель, используемый как нуль-индикатор. Измерение сводится к установке равных выходных сигналов в каналах путем регулировки attenuатора. Это происходит при равенстве ослаблений attenuатора и устройства.

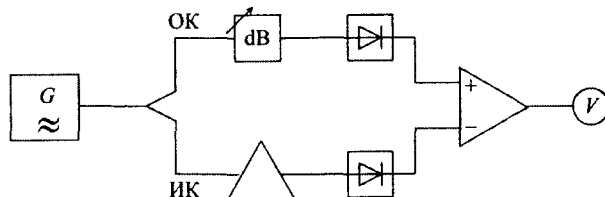


Рис. 5.14. Схема сравнения для измерения ослабления на СВЧ

Погрешность за счет неидентичности каналов устраняют калибровкой. Вместо исследуемого устройства включают отрезок линии или фиксированный attenuатор с известным ослаблением и добиваются равенства показаний. Ослабление калиброванного attenuатора при этом будет соответствовать нулевому значению измеряемого параметра.

Применяют разновидности способа замещения – метод замещения на промежуточной частоте (ПЧ) и низкой частоте (НЧ). При этом фактически используют метод разделения волн с преобразованием частоты. Однако измерение отношения амплитуд падающей и проходящей волн проводят методом замещения на ПЧ преобразованных сигналов. Более простой, но менее точный способ – метод замещения на НЧ. В этом случае применяют детектирование сигналов падающей и проходящей волн и используют метод замещения для выходных сигналов детекторов (на НЧ). В этих методах образцовым элементом является калиброванный ВЧ- или НЧ-attenuатор высокого класса точности.

Такие методы применяют в измерительных установках для метрологической аттестации СВЧ-attenuаторов. Например, в отечественном приборе Д1-14/1 используется метод замещения на ПЧ; прибор предназначен для измерения модуля коэффициента передачи фиксированных attenuаторов с большими ослаблениями, переменных attenuаторов с широким динамическим диапазоном и пр. в диапазоне 0...85 дБ. Он представляет собой чувствительный супергетеродинный приемник с однократным образованием частоты, работающий в диапазоне 0,1...17440 МГц. В измерительной схеме используется метод замещения на промежуточной частоте 6,5 МГц. Суммарная погрешность измерения не более 0,9 дБ.

Рассмотрим конструкции стандартных измерительных СВЧ-attenuаторов. Стандартные attenuаторы входят в подгруппу Д (согласно

ГОСТ – это аттенюаторы и приборы для измерения ослабления). По принципу действия аттенюаторы разделяют на резисторные (вид Д2), поглощающие (вид Д5), предельные (вид Д4) и поляризационные (вид Д3).

**Резисторные поглощающие аттенюаторы** (фиксированные или со ступенчатой регулировкой) представляют собой симметричные П-образные или Т-образные звенья из ВЧ-резисторов (рис. 5.15) и применяются в диапазоне частот от нуля до 3...4 ГГц.

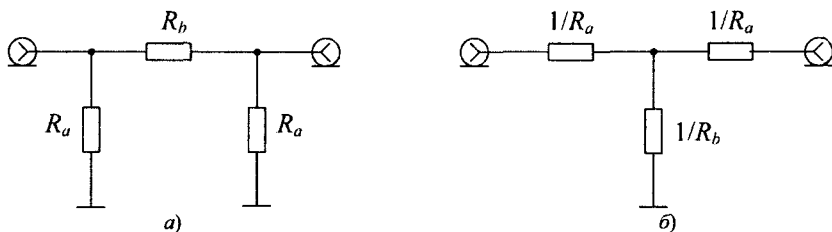


Рис. 5.15. Схема фиксированного аттенюатора:  
а – П-образного типа; б – Т-образного типа

Соотношение сопротивлений резисторов для указанных схем найдется из условий согласования ( $S_{11}=S_{22}=0$ ) и заданного вносимого ослабления  $A$  ( $|S_{21}| = 10^{-\frac{A, \text{дБ}}{20}}$ )

$$R_a = \frac{1 + |S_{21}|}{1 - |S_{21}|}, \quad R_b = \frac{1 - |S_{21}|^2}{2|S_{21}|}.$$

Погрешность вносимого ослабления  $\Delta A$  связана с точностью выполнения резисторов  $\frac{\Delta R}{R}$  следующим соотношением:

$$\Delta A = \pm 8,7 \left( 1 + 2 \frac{1 - |S_{21}|}{1 + |S_{21}|} \right) \frac{\Delta R}{R}, \text{ дБ}$$

Резисторы выпускают в виде керамических цилиндров и дисков с напыленным на них поглощающим слоем. Чаще всего применяют стандартные коаксиальные аттенюаторы с ослаблением 3, 6, 10, 20 и 40 дБ.

Они имеют КСВН не хуже 1,4...1,5 и малую неравномерность частотной зависимости (например, для аттенюатора 20 дБ в пределах  $\pm 1$  дБ).

**Фиксированные аттенюаторы** применяют как развязывающие устройства и как образцовые меры ослабления. Для измерений методом замещения применяют **ступенчатые аттенюаторы**. Они представляют собой набор (магазин) постоянных резисторов. Обычно аттенюатор управляется двоичным кодом 1-2-4-8 ... Например, набор содержит последовательно подключаемые фиксированные аттенюаторы 1, 2, 4 и

8 дБ. Их комбинация дает любое вносимое ослабление в пределах 0...15 дБ с дискретом 1 дБ. При необходимости добавляют коммутируемые секции 16 дБ и 32 дБ. Для управления используют как механические коммутаторы, так и электромагнитные реле с герметизированными контактами (герконы). Так, резистивный ступенчатый аттенюатор Д2-24 работает на частотах до 1 ГГц, имеет диапазон перестройки 0...59 дБ с дискретом 1 дБ. Начальное ослабление составляет 0,2 дБ, КСВН < 1,2 в коаксиальном тракте 50 Ом. В автоматизированных приборах нашли применение коммутаторы на *p-i-n*-диодах, имеющих большое быстродействие и высокую надежность.

Переменные аттенюаторы поглощающего типа Д5 применяют для плавного изменения ослабления в коаксиальных и волноводных измерительных трактах. Их действие основано на затухании электромагнитных волн в отрезке линии передачи с регулируемыми потерями. Рабочим узлом такого устройства является одна или две пластины с нанесенным на них слоем поглотителя. С помощью механизма перемещения можно регулировать положение пластин в линии передачи и тем самым изменять вносимое ослабление.

Коаксиальные поглощающие аттенюаторы строятся на основе симметричной полосковой линии с круглым центральным проводником (рис. 5.16), аналогичной измерительной секции коаксиальной ИЛ. Ослабление регулируют, погружая в линию две поглощающие пластины. Особенностью таких устройств является значительная зависимость их градуировки от частоты. Поэтому к аттенюатору прилагают градуировочные графики ослабления, измеренные для нескольких частот рабочего диапазона. Точность таких приборов невысока, их чаще используют для регулировки уровня СВЧ-сигнала. В качестве примера приведем данные коаксиального аттенюатора Д5-18. Диапазон рабочих частот (3...7) ГГц, диапазон регулировки ослабления (1...20) дБ, КСВН = 1,4.

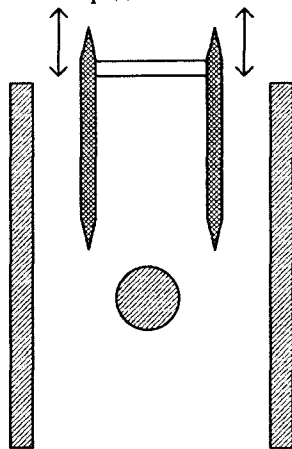


Рис. 5.16. Конструкция коаксиального поглощающего аттенюатора

Волноводные поглощающие аттенюаторы строят на основе отрезка прямоугольного волновода (рис. 5.17). Поглощающие пластины, вводимые в волновод, для согласования имеют клиновидные концы. Их перемещают от узкой стенки волновода к его центру, где вносимое ослабление максимально. Такие конструкции часто применяют в волновод-

ных генераторах СВЧ, где используются для установки уровня выходной мощности. Приведем технические характеристики аттенюатора Д5-21, работающего в диапазоне частот 8,3...11,55 ГГц (волновод 23×10 мм). Прибор имеет начальное ослабление 1 дБ, максимальное ослабление 30 дБ. Погрешность установки ослабления ±(0,5...1,5) дБ, КСВН не хуже 1,08.

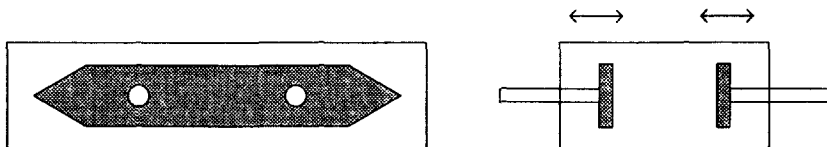


Рис. 5.17. Конструкция волноводного аттенюатора поглощающего типа

**Предельные аттенюаторы** (вид Д4) применяют в коаксиальных трактах. В этом случае используют эффект затухания электромагнитного поля в запредельном круглом волноводе. Известно, что основной тип поля волновода на частотах ниже критической экспоненциально уменьшается  $U(z) = U_0 e^{-\alpha z}$  с постоянной затухания, равной

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_{rh}}\right)^2 - 1} \approx \frac{2\pi}{\lambda_{кр}} \quad \text{при } \lambda \gg \lambda_{кр}.$$

Используют как волну  $H_{11}$  круглого волновода, для которой  $\lambda_{кр} = 3,41r$ , так и волну  $E_{01}$  ( $\lambda_{кр} = 2,62r$ ); выбор типа поля осуществляют способом возбуждения поля. Аттенюатор представляет собой отрезок круглого волновода радиуса  $r$ , на входе и выходе которого включены элементы связи с коаксиальным трактом (рис. 5.18). Ослабление, вносимое аттенюатором, зависит от расстояния между элементами связи  $L$  по линейному закону, что является большим преимуществом данного типа приборов:

$$A, \text{ дБ} = A_{нач} + 8,68\alpha L, \quad (5.9)$$

где  $A_{нач}$  — начальный уровень ослабления. Его величина определяется значительным коэффициентом отражения от входов аттенюатора и может достигать 10...20 дБ. Для снижения  $A_{нач}$  на входе и выходе включают согласующие резисторы. Большое начальное ослабление является

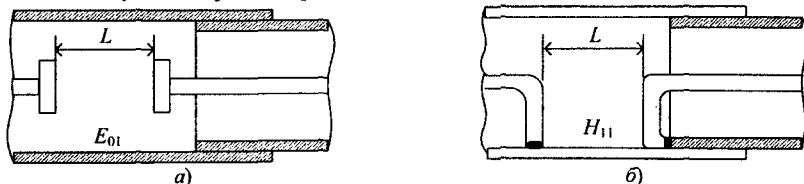


Рис. 5.18. Конструкция предельного аттенюатора: а — с емкостными элементами связи; б — с петлями связи

существенным недостатком данного типа аттенюатора и не позволяет использовать предельные аттенюаторы на малых уровнях сигналов. К достоинствам относят линейность шкалы и стабильность ее градуировки, постоянство в широком диапазоне частот. Часто у предельных аттенюаторов шкалу градуируют в единицах длины, а ослабление рассчитывают по (5.9). Такие аттенюаторы имеют относительно высокую точность ( $< 1,5$  дБ) и большой уровень вносимого ослабления (от 10...20 до 120 дБ и выше), их применяют в выходных цепях генераторов СВЧ и для измерений на средних и высоких уровнях мощности.

**Поляризационные аттенюаторы** (вид ДЗ) – наиболее точные приборы, применяемые для измерений ослабления и КСВН в волноводных трактах. Принцип их действия основан на зависимости поглощения электромагнитных волн от плоскости их поляризации. Аттенюатор состоит из трех соединенных между собой волноводных секций круглого сечения (рис. 5.19). Крайние секции закрепляются неподвижно и соединены с переходами от прямоугольного волновода к круглому. Средняя секция – отрезок круглого волновода – имеет возможность поворачиваться вокруг продольной оси. Внутри секции по диаметру установлена тонкая слюдяная пластинка с поглощающим слоем. Входная волна типа  $H_{10}$  прямоугольного волновода в переходах преобразуется в похожую на нее волну  $H_{11}$  круглого волновода. Разложим электрическое поле волны в центре волновода по осям  $x$  и  $y$  поглощающей пластины на составляющие  $E_x = E \sin(\theta)$  и  $E_y = E \cos(\theta)$ , где  $\theta$  – угол поворота пластины относительно направлению электрического поля. Составляющая  $E_x$  параллельна пластине, а  $E_y$  – перпендикулярна. Длина средней секции выбирают так, чтобы составляющая  $E_x$  полностью поглотилась. Составляющая  $E_y$  проходит секцию практически без ослабления и в последней секции она опять разлагается на две составляющие – по ширине ( $E'_x = E_y \sin(\theta)$ ) и высоте ( $E'_y = E_y \cos(\theta) = E \cos^2(\theta)$ ) прямоугольного

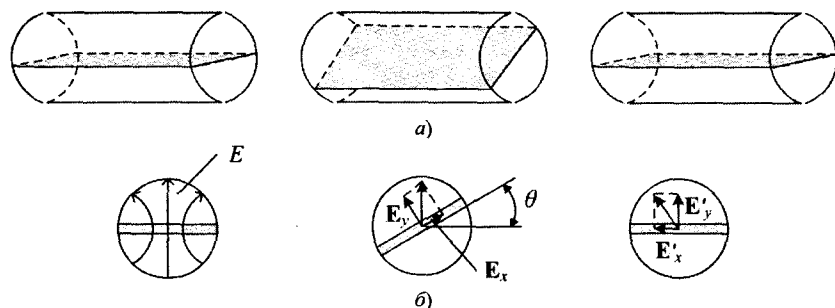


Рис. 5.19. Конструкция поляризационного волноводного аттенюатора:  
а – волноводные секции; б – векторная картина электрического поля

волновода. На выходе появляется только вертикальная составляющая, поэтому ослабление аттенюатора определяется с учетом начального ослабления следующим образом:

$$A, \text{ дБ} = 20 \lg(\sec^2(\theta)) + A_{\text{нач}}.$$

Отсчет ослабления производят по шкале, связанной с вращающейся секцией. Оптическая шкала позволяет повысить точность считывания показания. Достоинством этого типа аттенюаторов является высокая точность, малая зависимость ослабления от частоты, стабильность параметров, небольшой КСВН входов. Так, например, поляризационный аттенюатор ДЗ-33А имеет диапазон рабочих частот 8,24...12,05 ГГц (волновод 23×10 мм), начальное ослабление 0,5 дБ, КСВН не более 1,2. Пределы измерения ослабления 0...70 дБ с точностью установки  $\pm(0,01+0,005A)$ , дБ ( $\pm 0,7$  дБ при  $A > 50$  дБ). К сожалению, аналогичные конструкции в коаксиальном и полосковом вариантах отсутствуют.

В заключение отметим, что в измерительной технике иногда применяют переменные аттенюаторы с электрическим управлением. Это ферритовые аттенюаторы (вентили) на основе эффекта Фарадея. В них вносимое ослабление зависит от тока управления по линейному закону. Другой вариант приборов с электрическим управлением – это аттенюаторы на основе *p-i-n*-диодов с непрерывным законом управления. Известны конструкции с плавной регулировкой ослабления до 30...60 дБ. Такие аттенюаторы отличаются малыми габаритами, высоким быстродействием, относительно широкой полосой частот. Они используются в автоматизированных измерителях для регулировки уровня, амплитудной модуляции сигнала. Однако приборы с электрическим управлением имеют невысокую точность и стабильность параметров по сравнению с механическими.

#### 5.4. Измерение фазовых сдвигов на СВЧ

Методы измерения фазовых сдвигов на СВЧ подразделяются на методы с преобразованием частоты (гетеродинные методы) и методы, использующие фазовые детекторы СВЧ.

**Методы с преобразованием частоты** обеспечивают наилучшую точность и являются основой для создания фазометров СВЧ-диапазона (вид Ф2, ФК2). Схема СВЧ-фазометра (рис. 5.20) напоминает схему измерительного блока векторных анализаторов цепей СВЧ, рассмотренных в главе 3.

Фазометр включает два идентичных канала – опорный и измерительный. В опорном канале предусматривают фазовращатель (линию переменной длины), используемый для компенсации электрической длины исследуемого устройства и калибровки прибора. В каждом кана-

ле производят преобразование частоты сигналов на низкую частоту с сохранением информации о фазовом сдвиге сигналов. Необходимо обеспечить построение преобразователей частоты с идентичными фазо-частотными характеристиками. Настройку фазометра на частоту входного сигнала производят ручным изменением частоты гетеродина. При большом рабочем диапазоне частот его разбивают на поддиапазоны.

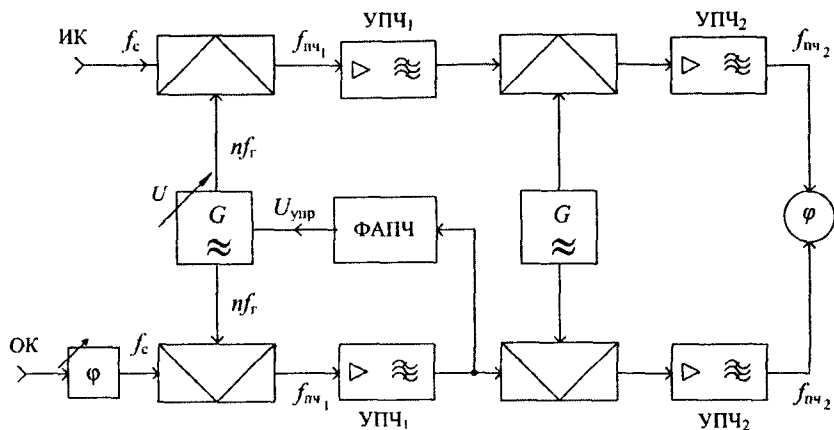


Рис. 5.20. Схема СВЧ-фазометра с преобразованием частоты

Другой вариант построения преобразователей – использование гармоник гетеродина. Сигнал гетеродина в этом случае содержит большое количество высших гармоник. Частоту его делают относительно невысокой. Тогда при подаче входного сигнала с частотой  $f_c$  частоту гетеродина  $f_{гет}$  подбирают так, чтобы на  $n$ -ной гармонике выполнялось условие настройки фазометра:

$$f_c - nf_{гет} = f_{пч1},$$

где  $f_{пч1}$  – первая промежуточная частота. При небольшой перестройке гетеродина можно перекрыть весь рабочий диапазон фазометра. Простота управления гетеродином позволяет автоматизировать процедуру настройки, используя систему фазовой автоподстройки частоты гетеродина (ФАПЧ).

Данный способ автоматической настройки реализован в стробоскопических преобразователях частоты, рассмотренных в главе 3. Сигнал гетеродина в них представляет собой последовательность кратковременных стробимпульсов с частотой порядка сотни МГц. Длительность импульсов делают малой (десятки пс); спектр таких импульсов содержит гармоники весьма высоких порядков и перекрывает широкий

диапазон частот (до десятков ГГц). Система ФАПЧ подстраивает частоту импульсов до тех пор, пока какая-нибудь из гармоник спектра преобразованного сигнала не попадет в полосу пропускания усилителя ПЧ<sub>1</sub>. После этого происходит автоматический захват частоты. Частота выходного сигнала при этом поддерживается постоянной даже при изменении частоты входного сигнала. Стробоскопические преобразователи частоты обеспечивают широкий диапазон частот фазометров – вплоть до сотен ГГц.

Задача подавления зеркального канала решается в фазометрах путем двойного или тройного преобразования частоты. Напомним, что если на входе присутствует помеха с частотой  $f_n = f_c - 2f_{ПЧ_1}$ , то ее сигнал после преобразования также попадает в полосу пропускания УПЧ ( $nf_{гет} - f_n = f_{ПЧ_1}$ ), где ее отделить от полезного сигнала уже нельзя. Образуется «зеркальный» канал прохождения помехи. Подавить его можно, выбрав достаточно высокую промежуточную частоту УПЧ и тем самым отодвинув частоту зеркального канала за пределы рабочего диапазона прибора. Перед первым преобразователем ставят полосовой фильтр, выделяющий измеряемый сигнал и подавляющий сигналы помех с частотой зеркального канала.

Однако на высокой первой промежуточной частоте измерение фазового сдвига вызывает затруднения. Используют преобразование на вторую, более низкую (порядка сотен кГц) ПЧ, на которой и производят определение фазового сдвига. Для этого применяют преобразование фазового сдвига во временной интервал. Схема такого измерителя приведена на рис. 5.21.

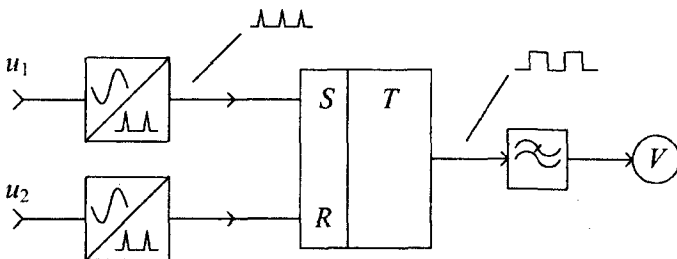


Рис. 5.21. Схема измерителя фазового сдвига с преобразованием во временной интервал

Она содержит два преобразователя формы сигнала – формирующие устройства (ФУ). Они вырабатывают кратковременные импульсы в момент перехода синусоиды входного сигнала через нуль. Эти импульсы преобразуются в триггере в периодическую последовательность



прямоугольных импульсов с постоянной амплитудой  $U_0$ . Длительность импульсов  $\tau$  пропорциональна фазовому сдвигу, а период  $T$  равен периоду входного сигнала. Тогда их постоянная составляющая  $U_{\text{изм}} =$

$$= \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{U_0 \tau}{T} = \frac{U_0 \Delta \varphi}{360^\circ}$$

пропорциональна измеряемому фазовому сдвигу.

Если ее измерить вольтметром постоянного тока (аналоговым или цифровым) и откалибровать подбором амплитуды импульса, то показания вольтметра будут численно совпадать с фазовым сдвигом. Для увеличения точности измерения применяют метод дискретного счета для измерения временных интервалов (электронно-счетный частотомер). Погрешность измерения фазового сдвига с преобразованием частоты связана с нестабильностью параметров каналов, их неидентичностью, точностью измерителя фазового сдвига на НЧ и составляет единицы градусов.

Другие методы измерения основаны на определении фазового сдвига непосредственно на СВЧ (гомодинный способ) с использованием фазовых детекторов (ФД). Рассмотрим фазовый детектор на основе суммарно-разностной схемы.

На рис 5.22 представлена схема фазового детектора на основе двойного Т-моста или гибридного кольца, рассмотренных ранее. Волна, поступающая в плечо 1, делится между плечами 2 и 3 синфазно, а волна, поступающая в плечо 4 (сдвинутая на фазовый угол  $\Delta\varphi$ ), – противофазно. Сами плечи 1 и 4 – развязанные (изолированные друг от друга). К плечам 2 и 3 подключены квадратичные детекторы. Комплексные амплитуды сигналов на входах детекторов равны

$$U_2 = \frac{U_1 + U_4}{\sqrt{2}}, \quad U_3 = \frac{U_1 - U_4}{\sqrt{2}}.$$

На векторной диаграмме (рис. 5.23) поясняется сложение и вычитание сигналов с фазовым сдвигом.

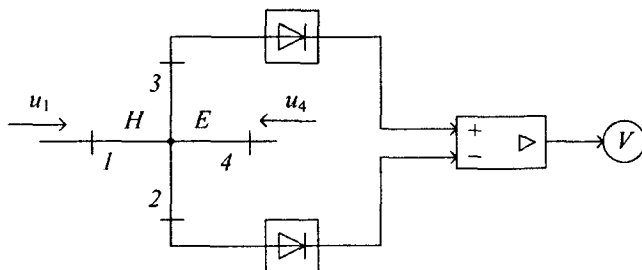


Рис. 5.22. Схема фазового детектора на основе двойного Т-моста

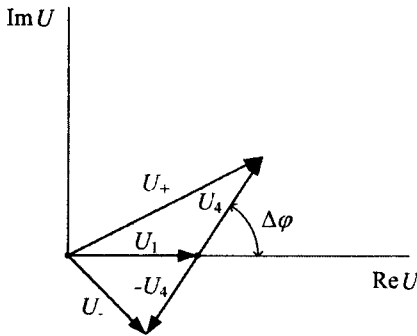


Рис. 5.23. Векторная диаграмма сигналов в фазовом детекторе

Выходные постоянные напряжения детекторов пропорциональны квадратам модулей суммарного и разностного сигналов:

$$U_+ \equiv U_1^2 + U_4^2 - 2U_1U_4 \cos(\Delta\varphi),$$

$$U_- \equiv U_1^2 + U_4^2 + 2U_1U_4 \cos(\Delta\varphi).$$

Эти напряжения вычитаются дифференциальным усилителем постоянного тока. Разностное напряжение  $U_{\text{вых}} \equiv 4U_1U_4 \cos(\Delta\varphi)$  измеряется вольтметром, который отградуирован в градусах. Шкала прибора при этом неравномерна с нулем в центре.

Аналогичный фазовый детектор может быть реализован на основе 3-дБ направленного ответвителя (например, на связанных линиях). Отличие этого варианта состоит в том, что на входы детекторов подаются квадратурные (сдвинутые на  $90^\circ$ ) сигналы:

$$U_2 = \frac{U_1 - iU_4}{\sqrt{2}}, \quad U_3 = \frac{U_4 - iU_1}{\sqrt{2}}.$$

В результате их детектирования и вычитания получаем следующее выражение для выходного напряжения фазового детектора:  $U_{\text{вых}} \equiv 4U_1U_4 \sin(\Delta\varphi)$ . Зависимость показаний также нелинейная, но с нулем в начале шкалы. Погрешности фазовых детекторов зависят от качества выполнения СВЧ-элементов (недостаточное согласование и развязка мостов и направленных ответвителей), неквадратичности характеристик детекторов и их неидентичности. Частотный диапазон таких устройств невелик – они применяются обычно для одночастотных измерений.

Для определения фазовых сдвигов на фиксированных частотах можно использовать измерительную линию. На рис 5.24 показана схема подачи на ИЛ двух сигналов, сдвинутых по фазе на угол  $\Delta\varphi$ .

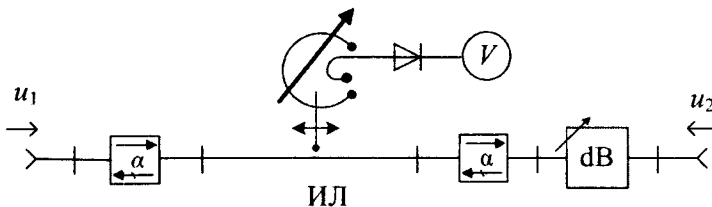


Рис. 5.24. Схема использования измерительной линии для определения фазового сдвига

Вентили (или развязывающие аттенюаторы) позволяют избежать переотражения от источников сигналов. Измерение производят, фиксируя положение минимума стоячей волны  $l_{\min}$  относительно условного начала координат  $l_0$ . Его определяют, подавая на линию один и тот же сигнал (т.е. два сигнала с нулевым фазовым сдвигом). Тогда фазовый сдвиг определяют по сдвигу минимума  $\Delta\varphi = \frac{4\pi}{\Lambda}(l_{\min} - l_0)$ . Для расчета

требуется измерить длину волны в линии как удвоенное расстояние между двумя минимумами. Для увеличения точности фиксации минимума требуется уравнивать амплитуды волн. С этой целью в измерительный тракт включают плавный аттенюатор. В ИЛ получают стоячую волну и резко выраженный минимум.

В СВЧ-технике для измерения фазового сдвига применяют **компенсационный метод**. Он похож на метод замещения, рассмотренный при измерении ослабления и заключается в сравнении измеряемого фазового сдвига с фазовым углом образцового фазовращателя (рис. 5.25). Устройством сравнения может быть фазовый детектор любого рассмотренного типа. В один из каналов (обычно опорный) включают калиброванный фазовращатель. Его регулировкой добиваются нулевых (нулевой метод) или заранее известных – например  $90^\circ$  (дифференциальный метод) показаний на выходе фазового детектора. Калибровки фазового детектора не требуется – он используется только как нуль-индикатор. Измеряемая величина отсчитывается по шкале фазовращателя. Погрешность компенсационного метода зависит от точности фиксации момента равенства фаз (чувствительности нуль-индикатора) и погрешности калибровки фазовращателя. Особенностью фазовращателей СВЧ является зависимость фазового сдвига от частоты. Это отличает такие приборы от похожих конструкций калиброванных аттенюаторов и сужает возможности компенсационного метода. На каждой частоте приходится делать предварительную калибровку фазовращателя.

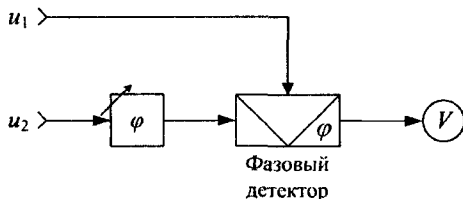


Рис. 5.25. Схема компенсационного метода измерения фазового сдвига на СВЧ

Конструкция фазовращателя должна обеспечивать диапазон регулировки не менее  $180^\circ$ , точность и стабильность градуировки, требуемый рабочий диапазон частот. Наиболее часто используют следующие типы фазовращателей СВЧ: отражательного типа, на линиях переменной длины, диэлектрические и поляризационные приборы, фазовращатели с электрическим управлением.

Для реализации фазовращателя отражательного типа (рис. 5.26) используют передвижной короткозамыкатель (плунжер), который позволяет получить переменную фазу коэффициента отражения  $\Delta\varphi^\circ = \frac{720^\circ l_{пл}}{\Lambda}$ , с точностью порядка долей градуса. Для разделения падающей и отраженной волн и получения проходной конструкции используют направленные ответвители и невзаимный трехплечий циркулятор.

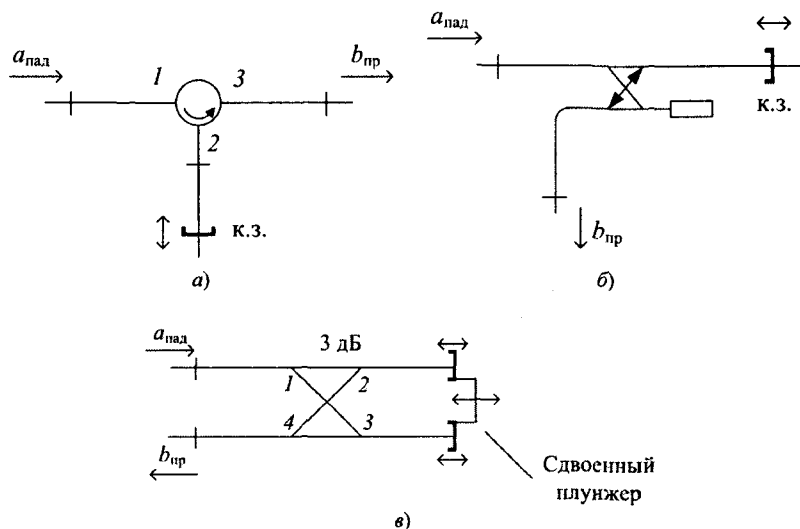


Рис. 5.26. Схемы СВЧ-фазовращателей отражательного типа:  
 а – с трехплечим циркулятором; б – с направленным ответвителем;  
 в – с трехдецибельным квадратурным мостом

В схеме с циркулятором (рис. 5.26,а) мощность падающей волны  $a_{пад}$  проходит из плеча 1 в плечо 2, плечо 3 – развязано. Отраженная от плунжера волна поступает в плечо 3 и не попадает в плечо 1. Фазовращатель согласован по входу. При отсутствии циркулятора можно использовать направленный ответвитель отраженной волны (рис. 5.26,б). Эта конструкция имеет значительное рассогласование входа. Вариант с трехдецибельным направленным ответвителем – квадратурным мостом (рис. 5.22,в) – лишен этого недостатка, однако требует применения сдвоенного плунжера в плечах 2 и 3. Здесь могут быть использованы различные конструкции мостов: двойной Т-мост, гибридные кольца, шлейфные мосты и пр. Отражательный вариант фазовращателя может быть как в коаксиальном, так и в волноводном вариантах.

**Фазовращатели на линиях переменной длины** – проходные устройства, представляющие собой отрезок коаксиальной линии передачи с регулируемой длиной. Используют два отрезка линии с несколько отличающимися поперечными размерами. Один из отрезков при этом находится внутри другого. Его перемещают, тем самым изменяя общую длину фазовращателя и вносимый им фазовый сдвиг. Применяют **телескопические и тромбонные** конструкции, вторые имеют удвоенный фазовый сдвиг на единицу перемещения. Такие конструкции трудно использовать на низких частотах СВЧ-диапазона – здесь требуется большое перемещение для обеспечения регулировки фазы в пределах  $180^\circ$ . Погрешности фазовращателей на линиях переменной длины для диапазона 1...12 ГГц лежат в пределах  $0,1...1^\circ$  и связаны с погрешностями рассогласования, точностью измерения перемещения.

В **диэлектрических фазовращателях** переменный фазовый сдвиг получают перемещением диэлектрической пластинки внутри линии передачи. Конструкции волноводных фазовращателей подобны волноводным аттенуаторам поглощающего типов. Отличие заключается в том, что вместо поглощающей используют пластинку без потерь с большой диэлектрической проницаемостью. Плавно регулируя расположение пластины в волноводе, меняют постоянную распространения волны и, соответственно, фазовый набег, который в значительной степени зависит от частоты, что требует калибровки на рабочей частоте.

Более точными являются **фазовращатели поляризационного типа**. Конструктивно они аналогичны поляризационному аттенуатору, однако вместо поглотителя используют диэлектрическую пластину. Регулировкой ее положения меняют вносимый фазовый сдвиг, определяемый углом поворота пластины. Этот сдвиг слабо зависит от частоты, что позволяет градуировать поляризационные фазовращатели в градусах фазового угла и использовать их практически во всем частотном диапазоне волновода. Погрешность поляризационных фазовращателей составляет  $2...5^\circ$ , вносимые потери порядка 1...2 дБ.

Отмечено, что при непрерывном вращении пластины можно получить линейно нарастающий фазовый сдвиг. Это эквивалентно смещению частоты выходного сигнала на величину, равную частоте вращения пластины. Такое устройство (фазовращатель Фокса) иногда используют как преобразователь частоты для получения двухчастотных источников сигнала в анализаторах цепей СВЧ.

Электрически управляемые фазовращатели как образцовые измерительные приборы используют редко из-за нестабильности их параметров. Наиболее распространены конструкции ферритовых волноводных фазовращателей, управляемых постоянным магнитным полем.

Применяют также дискретные электрически управляемые фазовращатели. В них изменение фазового сдвига реализуют коммутацией набора отрезков линии передачи разной длины.

---

## **ВЫВОДЫ**

Для образцовых измерений на фиксированных частотах используют измерительные линии. Они позволяют исследовать распределение поля в линии передачи, определить КСВН и фазовый угол коэффициента отражения. Обработку данных проводят с использованием круговой диаграммы полных сопротивлений. Применяют коаксиальные и волноводные конструкции ИЛ.

Поляризационные измерители полных сопротивлений позволяют заменить ИЛ на низких частотах, где габариты приборов становятся неприемлемыми. Используют также мостовые методы, позволяющие сравнить исследуемую и образцовую нагрузки.

Измерение ослабления на СВЧ проводят как методом разделения волн (направленными ответвителями), так и методом замещения. Для этого используют калиброванные аттенюаторы. Применяют ступенчатые, поглощающие, предельные и поляризационные аттенюаторы.

Измерение фазового сдвига проводят фазометрами СВЧ с преобразованием частоты в область низких частот. Применяют фазовые детекторы СВЧ на основе суммарно-разностного метода. Они используются также как нуль-индикаторы в методе замещения. В этом случае применяют калиброванные фазовращатели отражательного и поляризационного типа, а также фазовращатели на линиях переменной длины и диэлектрические фазовращатели.

# ГЛАВА 6

## ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ

---

### 6.1. Общие сведения о генераторах СВЧ

Измерение параметров СВЧ-устройств происходит путем подачи на объект исследования эталонного сигнала и определения реакции на него. В большинстве измерительных задач (измерение АЧХ, матрицы рассеяния) эталонным является синусоидальный сигнал известной амплитуды и частоты. Источники такого сигнала – **измерительные генераторы СВЧ**. Они относятся к подгруппе радиочастотных генераторов (вид Г4). Генераторами СВЧ обычно называют приборы с рабочим диапазоном частот от 1 до 40 ГГц. Они, согласно ГОСТ, делятся на две группы – в соответствии с типом измерительного тракта, для которых они предназначены. Различают **генераторы с коаксиальным и волноводным выходами**. Частотный диапазон первых ограничен рабочим диапазоном выходного тракта (для разьема типа 7/3 это порядка 18 ГГц). На высоких частотах используют генераторы с волноводным выходом. Как правило, генераторы СВЧ обеспечивают небольшое перекрытие по частоте, поэтому их часто выпускают сериями, состоящими из однотипных приборов с разными частотными диапазонами.

По параметрам выходных сигналов генераторы можно разделить на **генераторы сигналов** и **генераторы стандартных сигналов**. Первые предназначены для выработки гармонических сигналов относительно большого уровня мощности (доли Вт) и часто имеют некалиброванный выход. Генераторы стандартных сигналов обеспечивают более высокую стабильность частоты и калиброванный уровень мощности на выходе. Такие генераторы часто содержат встроенный измеритель мощности (ваттметр СВЧ).

Для обеспечения работы низкочастотных индикаторов (детекторных головок, измерительных линий и пр.) в генераторах СВЧ используют амплитудную НЧ-модуляцию меандром с частотой 1 кГц (АМ). СВЧ-сигнал в таком случае представляет собой радиоимпульсы с прямоугольной огибающей и длительностью 0,5 мс. После детектирования (например, в измерительной линии) на выходе получают НЧ-сигнал с

частотой 1 кГц. Его подают на узкополосный усилитель с индикатором – измерителем уровня сигнала. Такой прием позволяет существенно увеличить чувствительность приборов и снизить влияние шумов и помех. Если модуляция нежелательна, включают режим непрерывной генерации (НГ) и используют индикаторы постоянного тока. Для получения радиоимпульсов в генераторах СВЧ используют также импульсную модуляцию (ИМ) внешними импульсами различной полярности (обычно с длительностью от долей до сотен мкс). Некоторые конструкции генераторов предусматривают режим частотной модуляции (ЧМ) внутренним и внешним НЧ-сигналом. Девиация частоты регулируется в пределах нескольких МГц. Электронное управление частотой генераторов СВЧ используют также для стабилизации частоты выходного сигнала по образцовому внешнему генератору.

Особую группу составляют **генераторы качающейся частоты (ГКЧ)**. Так называют генераторы с электрической перестройкой в широких пределах, применяемые в анализаторах цепей СВЧ. Обычно они входят в состав измерительных установок в качестве отдельного блока.

В настоящее время в СВЧ-диапазоне все большее применение находят **синтезаторы частоты и генераторы с цифровым управлением**. Они позволяют получить высокостабильные гармонические сигналы высокой спектральной чистоты с возможностью дискретной перестройки их параметров.

В диапазоне СВЧ применяют тестовые сигналы, отличные от гармонических. Это импульсные сигналы малой длительности. Их получают с помощью **генераторов импульсов** (вид Г5). Радиоимпульсы получают, модулируя генератор СВЧ таким видеоимпульсом.

Для исследования шумовых свойств усилительных устройств СВЧ используют **генераторы шума** (вид Г2). Эти генераторы вырабатывают случайные сигналы, статистические и частотные свойства которых нормированы и могут быть установлены с заданной точностью.

Схемы СВЧ-генераторов имеют много общего. На рис. 6.1 представлена обобщенная схема генератора гармонических сигналов СВЧ. Сигнал вырабатывается автогенератором с ручной механической или электрической (аналоговой или цифровой) перестройкой по частоте. Частотная модуляция осуществляется регулировкой напряжения, подаваемого на управляющий элемент резонансной структуры автогенератора. Амплитудную и импульсную модуляции осуществляют коммутацией питающих напряжений автогенератора. Последнее иногда нарушает режим работы генератора, поэтому изменение амплитуды сигнала предпочтительнее осуществлять не в задающем генераторе, а с помощью внешнего полупроводникового модулятора. Для увеличения точ-



ности установки частоты используют встроенный частотомер (резонансный или электронно-счетный). Сигнал на частотомер подается через ответвитель или устройство связи (зонд, петля).

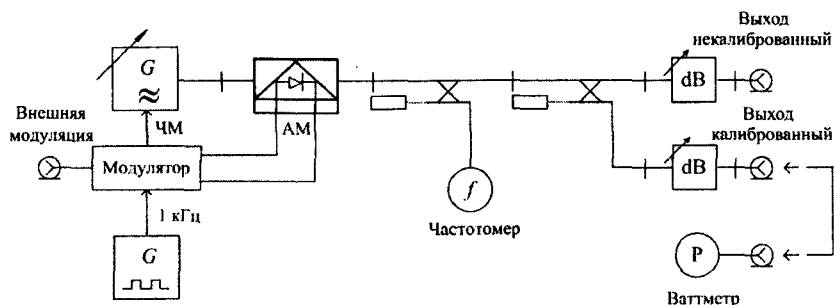


Рис. 6.1. Обобщенная схема СВЧ-генератора гармонических сигналов

Установка номинального уровня генерируемой мощности осуществляется регулировкой режима автогенератора. При возможности в генераторах предусматривают широкополосный усилитель сигнала. Выходной уровень затем регулируют аттенуатором. Используют как поглощающие, так и предельные типы аттенуаторов. Обычно в генераторе предусматривают два выхода сигнала. Некалиброванный выход обеспечивает максимальную мощность выходного сигнала (единицы мВт и более) с плавной регулировкой в сторону уменьшения. Калиброванный выход позволяет с помощью образцового аттенуатора устанавливать заданную мощность выходного сигнала, точность которой контролируют с помощью встроенного ваттметра. Как правило, ваттметр выполняется в виде автономного блока; сигнал на его вход подают с помощью отрезка кабеля с калиброванного выхода. В волноводных генераторах используют внутреннее соединение ваттметра с выходным трактом.

Генераторы СВЧ описываются следующими метрологическими и эксплуатационными параметрами:

- тип измерительного тракта (коаксиальный или волноводный, тип разъема или волновода);
- диапазон вырабатываемых частот;
- диапазон установки выходной мощности;
- КСВН выхода генератора;
- погрешности установки частоты и уровня мощности; это погрешности калибровки шкал частоты, уровня и их дискретность (цена деления);
- нестабильность частоты генератора и паразитная девиация частоты;
- нестабильность уровня выходного сигнала и уровень паразитной АМ;

уровень побочных составляющих (гармонических и негармонических); его выражают в виде отношения среднеквадратического значения паразитных составляющих к уровню сигнала (в % или дБ от уровня первой гармоники); этот параметр отражает немонохроматичность сигнала генератора;

уровень фазовых шумов генератора; этот параметр показывает уровень шумовых компонент, обусловленных фазовыми флуктуациями выходного сигнала. Задается относительной мощностью шума в полосе 1 Гц при некоторой отстройке от несущей частоты (10...50 кГц); выражается в дБ/Гц относительно уровня сигнала несущей частоты (иногда вводят обозначение дБн/Гц или дВс/Hz).

Генераторы СВЧ требуют тщательной экранировки блоков с целью подавления паразитных связей и излучения в окружающее пространство. Особое внимание уделяют экранировке выходного аттенюатора калиброванного выхода, где влияние помех сказывается на точности установки малых уровней сигнала.

## **6.2. Генераторы СВЧ с механической перестройкой частоты**

Наибольшее распространение в настоящее время в измерительных генераторах СВЧ получили автогенераторы с СВЧ-транзисторами и диодами Ганна.

**Транзисторные генераторы** наиболее пригодны для низких частот СВЧ-диапазона. В автогенераторе используют как полевые, так и биполярные транзисторы, включенные в микрополосковые и коаксиальные частото задающие схемы. Механическую перестройку по частоте осуществляют переменными конденсаторами, отрезками линий переменной длины, электрическую – управляемыми варикапами (для режима ЧМ). Для перекрытия широкого частотного диапазона используют схемы умножителей частоты на полупроводниковых СВЧ-диодах.

На более высоких частотах используют схемы, в которых генерация обусловлена явлениями в арсенид-галлиевой структуре диода Ганна. При большой напряженности приложенного к структуре электрического поля в ней образуется пульсирующий электрический ток. Частота его зависит от размера структуры и напряженности ускоряющего поля и может достигать диапазона СВЧ. Вольтамперная характеристика диода Ганна имеет участок с отрицательным наклоном. Включение такого диода в резонансную структуру эквивалентно внесению в нее отрицательной активной проводимости и вызывает нарастающие гармонические колебания. Мощность генератора можно регулировать напряжением на диоде, при этом также меняется и частота генерации. Последнее

обстоятельство используют для частотной модуляции генератора. Генераторные диоды включают в резонансные цепи, представляющие собой микрополосковые колебательные системы либо объемные резонаторы коаксиального типа. Для перестройки частоты используют механическую перестройку резонаторов с помощью короткозамкнутых плунжеров или переменных конденсаторов.

Достоинства полупроводниковых генераторов СВЧ – малые габариты, низкое напряжение питания, простота и удобство эксплуатации. К недостаткам следует отнести невысокую выходную мощность и низкие рабочие частоты, невысокую стабильность частоты.

На высоких частотах в диапазоне миллиметровых волн транзисторные и диодные генераторы построить сложно. Здесь используют традиционные электронные СВЧ-приборы – клистроны и лампы обратной волны (ЛОВ).

Генераторы на отражательных клистродах используются в СВЧ-измерениях давно. Отражательный клистрон – это автогенератор с внутренним резонатором, предназначенный для получения СВЧ-сигнала небольшого уровня мощности. Перестройка по частоте производится механически, путем изменения объема резонатора клистрода. Кроме этого, частота в небольших пределах изменяется электрическим образом регулировкой напряжения на отражателе клистрода (электронная перестройка). Особенностью клистронного генератора является необходимость подбора оптимального напряжения на отражателе при перестройке частоты. Этим достигается максимальная мощность в середине зоны генерации клистрода. В стандартных измерительных генераторах настройку обеспечивают потенциометрами с требуемой функциональной зависимостью коэффициента деления напряжения. Тем не менее, предусматривают и ручную регулировку напряжения отражателя для подстройки клистрода по индикатору уровня выходного сигнала.

Частотный диапазон перестройки клистрода невелик (20...30%), поэтому в генераторах предусматривают сменные клистронные блоки с общим или отдельными выходами. Частоту генерации устанавливают грубо по шкале перестройки резонатора. Точное значение измеряют с помощью встроенного резонансного частотомера. Амплитудную модуляцию выходного сигнала осуществляют подачей модулирующего напряжения типа меандр на отражатель клистрода или на его анод. Частотную модуляцию реализуют подачей управляющего напряжения на отражатель.

Клистронные измерительные генераторы СВЧ имеют максимальный уровень мощности порядка единиц и десятков мВт, нестабильность частоты порядка  $10^{-4} \dots 10^{-5}$ , полосу электронной перестройки порядка

2...5 МГц. Наличие электронной перестройки позволяет включать прибор в систему фазовой автоподстройки частоты. Это существенно увеличивает стабильность частоты и точность ее установки. Достоинствами являются также простота конструкции, высокая механическая прочность и надежность, малый уровень шумов. К недостаткам клистронных генераторов следует отнести громоздкость, большие питающие напряжения и мощность, низкая стабильность напряжения, маленький частотный диапазон перестройки, зависимость частоты от температуры. В настоящее время их используют в основном в измерительных генераторах миллиметрового диапазона волн.

Другие электронные приборы СВЧ – лампы бегущей и обратной волны, магнетроны – в измерительных генераторах СВЧ с механической перестройкой применяются редко.

### **6.3. Генераторы качающейся частоты СВЧ-диапазона**

Генераторы с электрической перестройкой частоты (генераторы качающейся частоты – ГКЧ) представляют собой генераторы, управляемые напряжением (ГУН) и имеющие перестройку в широком диапазоне частот. Их используют в автоматизированных измерителях параметров цепей СВЧ, в панорамных измерительных приемниках, анализаторах спектра последовательного типа.

Основные требования к генераторам качающейся частоты – перестройка в заданном частотном диапазоне при минимальной неравномерности уровня выходного сигнала. Для исследования устройств с большим ослаблением ГКЧ должен иметь повышенный уровень подаваемой мощности (до 10 мВт и более). Это обеспечивает динамический диапазон измерения 30...60 дБ. От ГКЧ требуют минимального уровня побочных составляющих спектра (гармонических и негармонических). При наличии в сигнале ГКЧ высших гармоник они будут также сдвигаться вместе с основной частотой. Возможна ситуация, когда в полосу пропускания широкополосных устройств могут попасть одновременно две и более гармоники. Это приводит к изменению выходного сигнала и искажению результата измерения. Проблема усугубляется в случае, если устройство имеет периодически повторяющуюся частотную характеристику. Кроме того, важным требованием к ГКЧ является линейность зависимости его частоты от управляющего напряжения. Это позволяет получить равномерную частотную шкалу на экране панорамных индикаторов без дополнительной коррекции. Задачи построения ГКЧ, удовлетворяющих всем этим требованиям, решают по-разному в зависимости от области рабочих частот.

При построении широкодиапазонных ГКЧ часто используют умножение частоты (рис. 6.2). Сигнал с ГУН относительно низких частот подают на умножитель частоты (генератор гармоник). Фильтр выделяет полосу частот, в которой находится одна из высших гармоник сигнала умножителя. Переключая фильтр и выбирая номер выделяемой гармоники, переключают диапазоны качания частоты. Так, при вариации частоты ГУН в пределах 100...120 МГц на 100 гармонике мы получаем ГКЧ с перекрытием 10...12 ГГц. К сожалению, уровень сигнала высших гармоник невелик, поэтому умножение частоты применяют обычно в небольшое число раз (2...4 раза). Такие схемы часто используются в транзисторных генераторах СВЧ.

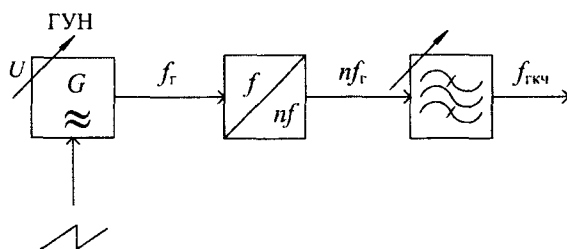


Рис. 6.2. Схема генератора качающейся частоты с умножением частоты

Другой способ расширения диапазона качания ГКЧ – это гетеродинное преобразование частоты (рис. 6.3).

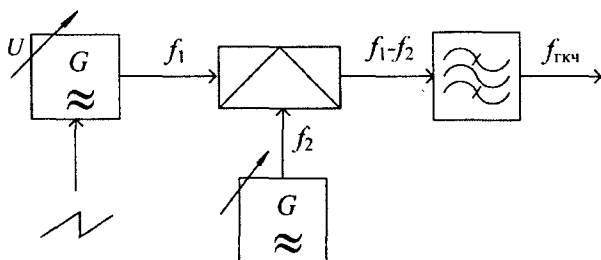


Рис. 6.3. Схема генератора качающейся частоты с преобразованием частоты

Схема содержит высокочастотный ГУН, смеситель и перестраиваемый генератор с фиксированной частотой (гетеродин). На выходе фильтр выделяет разностную частоту. Это позволяет сместить частоту ГУН вниз и расширить относительный диапазон качания. Например, при наличии ГУН с перестройкой 10...11 ГГц (полоса качания 10%) смещение ее на 9 ГГц в область более низких частот позволяет получить перекрытие диапазона 1...2 ГГц (100%). Этот метод используют редко

из-за низкой стабильности разностной частоты и трудностей построения высокочастотного ГУН.

Наиболее предпочтительный способ построения ГКЧ – это использование приборов, имеющих электронную перестройку частоты генерации в широких пределах. Таким свойством обладают рассмотренные выше клистроны и диоды Ганна, однако диапазон перестройки этих приборов недостаточен, а неравномерность выходной мощности велика. Поэтому в ГКЧ сантиметрового и миллиметрового диапазона используют лампы обратной волны (ЛОВ).

Такой электронный прибор представляет собой автогенератор СВЧ-диапазона, в котором отсутствует узкополосная резонансная система. Частота генерации задается напряжением на ускоряющем электроде ЛОВ. Его регулировкой обеспечивают электронную перестройку в пределах октавы (в 2 раза) и более при приемлемой неравномерности генерируемой мощности сигнала. Отметим, что зависимость частоты от ускоряющего напряжения нелинейная, что необходимо учитывать при конструировании ГКЧ.

Генераторы на ЛОВ обеспечивают выходную мощность порядка десятков мВт и применяют в волноводных ГКЧ сантиметрового и миллиметрового диапазона волн, где использование других типов ГКЧ затруднено. К недостаткам следует отнести громоздкость, высокие напряжения питания и управления, сложность построения модуляторов (требуются управляющие напряжения в единицы кВ), неравномерность мощности при перестройке, наличие побочных гармонических составляющих сигнала.

В современных ГКЧ часто применяют различные типы автогенераторов (транзисторные, диодные) с колебательными системами, частота которых меняется электрически. Это прежде всего **резонаторы на монокристаллическом железо-иттриевом гранате (ЖИГ-резонаторы)**, перестраиваемые в широких пределах внешним магнитным полем электромагнита. Этот резонатор представляет собой сферу диаметром 0,5...1 мм, помещенную между полюсами электромагнита. Резонансная частота ЖИГ-сферы линейно зависит от напряженности постоянного поля электромагнита, и следовательно, от тока в его обмотке. На рис. 6.4. представлена упрощенная схема микрополоскового ГКЧ с таким резонатором.

Резонатор связан с диодом Ганна (или транзистором) и с выходным трактом с помощью ортогональных петель связи. Питание на диод подают через развязывающий дроссель и блокировочный конденсатор. В отсутствие постоянного магнитного поля, приложенного к ЖИГ-сфере, диод Ганна и нагрузка не связаны между собой. При подаче магнитного поля на резонансной частоте сферы возникает связь между диодом и нагрузкой. Регулировка магнитного поля меняет частоту генерации. Зависимость

частоты от напряженности магнитного поля практически линейна (отклонение до 1%). Частотный диапазон перестройки достигает 50...100% и более при незначительном (3...5 дБ) изменении уровня выходной мощности. Недостатками таких систем являются относительно медленная перестройка частоты из-за ограниченной скорости изменения тока в катушке электромагнита, большая потребляемая мощность в электромагните из-за температурной зависимости свойств материала резонатора.

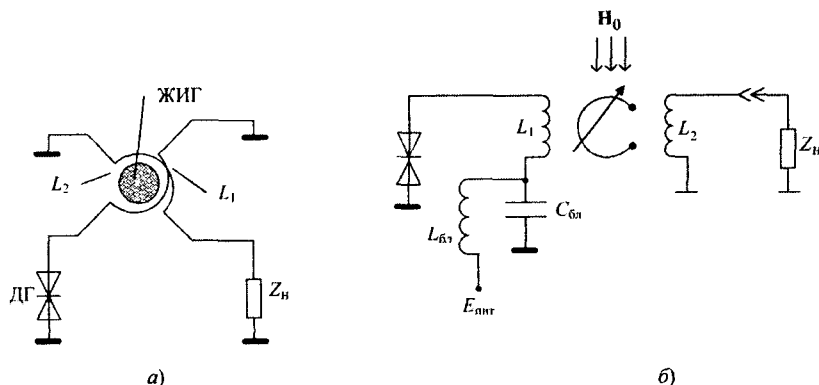


Рис. 6.4. Генератор качающейся частоты на ЖИГ-резонаторе с электронной перестройкой:

а – включение ЖИГ-резонатора; б – схема генератора

Другой способ электрической перестройки резонансных систем ГКЧ – включение в систему управляемых конденсаторов (варикапов). К достоинствам таких схем относят малые габариты, удобство управления, низкие напряжения, высокая скорость перестройки. Недостатками считают малый диапазон перестройки, нелинейность характеристики управления, температурная зависимость емкости, более низкая надежность по сравнению с ЖИГ-резонаторами.

Стабилизации уровня выходной мощности ГКЧ достигают, вводя в состав генератора систему автоматической регулировки мощности (АРМ). Устройством, плавно регулирующим выходной уровень сигнала, стараются сделать электрически управляемый аттенуатор в выходном тракте генератора (аналогично модулятору на рис. 6.1). В противном случае используют изменение режима генераторного прибора – подстройку напряжения питания транзистора, анодного напряжения ЛОВ и пр. Однако, последнее нежелательно, так как при изменении режима ухудшаются другие параметры – стабильность частоты, уровень побочных излучений и пр.

## 6.4. СВЧ-синтезаторы и генераторы с цифровым управлением

В настоящее время наиболее популярными источниками образцовых сигналов являются генераторы с цифровым управлением частотой и синтезаторы частоты. Они отличаются высоким качеством параметров сигнала, его спектральной чистотой, высокой стабильностью частоты и уровня и малым дискретом перестройки.

Принцип действия синтезаторов следующий. Источником сигнала является не автогенератор с плавной регулировкой частоты, а высокостабильный кварцевый генератор фиксированной частоты. Выходной сигнал необходимой частоты получают с помощью операций преобразования, умножения и деления частоты, которые не меняют высокой стабильности, заложенной в исходном сигнале. Таким образом, установка частоты выполняется дискретно, а не плавно, как в аналоговых генераторах. Дискрет перестройки называют шагом сетки частот синтезатора – он задается при его проектировании. Синтезаторы позволяют получать сигнал с дискретностью частоты до долей Гц и обеспечивают цифровой программный способ управления частотой.

Известны два типа синтезаторов: с прямым и косвенным синтезом частот. В приборах с прямым синтезом частот используют формирование сетки опорных частот путем многократного умножения и смещения исходной частоты (рис. 6.5). Устройство формирования опорных частот создает сетку из фиксированных частот, кратных исходной частоте. Это делается подачей исходного сигнала на нелинейный элемент и выделения соответствующих гармоник с помощью полосовых фильтров. Основным элементом устройства синтеза частот является частотная декада. Каждая декада формирует колебание, частота которого равна одной из  $N$  цифр десятичного числа заданной выходной частоты генератора. Она содержит один или два смесителя и делителя частоты на 10. Декады включаются последовательно. Коммутация  $N$  входных сигналов декад осуществляют электронным переключателем, управляемым кнопками с передней панели или цифровым кодом.



Рис. 6.5. Схема генератора с прямым синтезом частот



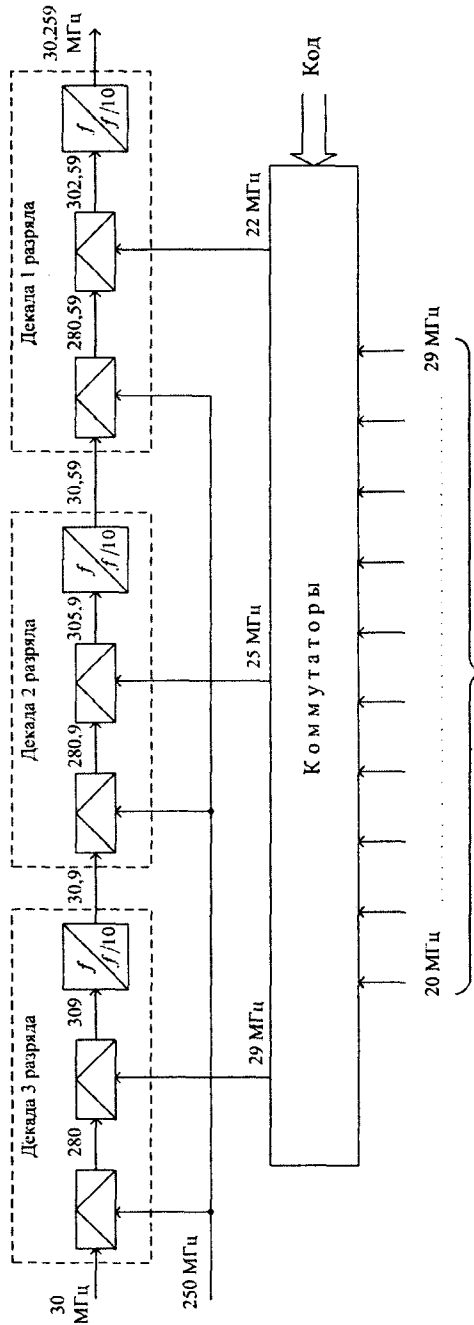


Рис. 6.6. Схема блока синтеза частоты с последовательным включением декад

На рис. 6.6 представлен пример синтеза частоты 30,259 МГц тремя декадами, на которые подают исходный сигнал с частотой 30 МГц, опорный сигнал 250 МГц. На схеме видно, как происходит последовательное добавление каждой цифры выходной частоты при прохождении сигналом каждой декады. Значение цифры задается подачей на декаду одной из опорных частот 20...29 МГц. Существуют варианты блока синтеза с параллельным включением декад.

Прямой метод синтеза имеет недостатки: громоздкость, сложность системы фильтрации, наличие побочных колебаний на выходе синтезатора. Частотный диапазон таких приборов не превышает сотен МГц. Для его расширения может быть использовано умножение частоты, однако при этом возрастает нестабильность выходной частоты до уровня, соизмеримого с нестабильностью автогенераторов СВЧ с объемными резонаторами. Другой вариант – суммирование сигнала синтезатора с сигналом стабильной высокой частоты – порождает на выходе смесителя большое количество комбинационных составляющих.

В диапазоне СВЧ применяют в основном синтезаторы с **косвенным принципом синтеза**. Синтезатор представляет собой автогенератор СВЧ с управлением напряжением (ГУН). Высокая стабильность и дискретная перестройка частоты генератора достигается синхронизацией его от вспомогательного генератора с цифровым управлением частотой (например, ВЧ синтезатора, описанного ранее). На рис. 6.7 представлена упрощенная схема такого прибора. Основой такого прибора составляет система ФАПЧ. На фазовый детектор ФД подают два сигнала – первый от ВЧ-синтезатора с дискретной перестройкой частоты и второй – с делителя частоты. Этот делитель имеет переменный коэффициент деления и уменьшает частоту ГУН в целое число раз. Выходной сигнал фазового детектора является управляющим напряжением для ГУН. Система подстраивает частоту ГУН до тех пор, пока частоты ВЧ-синтезатора и поделенная выходная частота не будут равны. Меняя коэффициент деления, можно изменять выходную частоту с большим дискретом. Регулировку частоты с малым шагом осуществляют перестройкой синтезатора. Трудности реализации приведенной схемы связаны с тем, что для малого шага изменения частот приходится использовать низкочастотные синтезаторы. Требуется ГУН, способный перекрыть

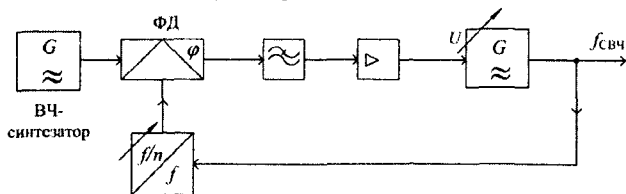


Рис. 6.7. Схема синтезатора СВЧ с косвенным методом синтеза частоты

требуемый СВЧ диапазон. Сложно реализовать делитель частоты с большим переменным коэффициентом деления. Для удовлетворительной фильтрации помех и гармоник сигнала ВЧ синтезатора в системе ФАПЧ полоса фильтрации управляющего напряжения делается достаточно узкой. В результате большой инерционности ФАПЧ время установления выходной частоты может быть значительным. Для его снижения используют грубую дискретную перестройку частоты генератора и точную подстройку по сигналу ВЧ-синтезатора.

В синтезаторе с двумя петлями ФАПЧ эти трудности в значительной степени устранены. На рис. 6.8 приведена структурная схема варианта СВЧ-синтезатора, реализующая этот метод.

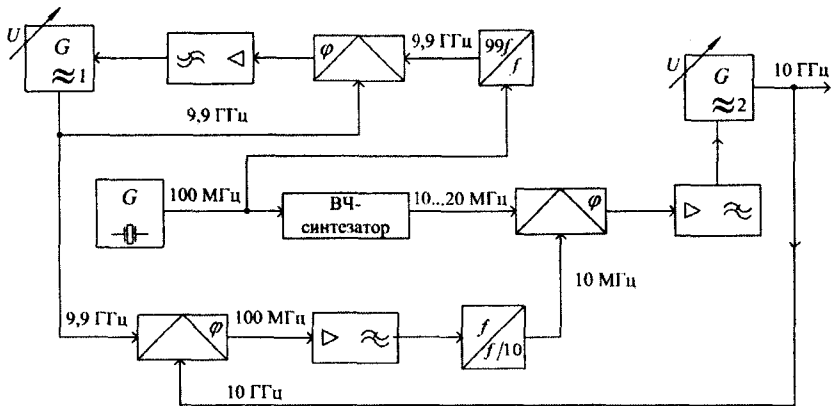


Рис. 6.8. Схема синтезатора с двумя петлями ФАПЧ

В этой схеме малый дискрет перестройки обеспечивает ВЧ-синтезатор, работающий в диапазоне 10...20 МГц, для которого опорным является сигнал кварцевого генератора 100 МГц. Этот же сигнал 100 МГц подают на программируемый умножитель частоты. Для получения выходного значения 10 ГГц устанавливают коэффициент умножения частоты  $n = 99$  и сигнал 9,9 ГГц подают на фазовый детектор (ФД) первой петли ФАПЧ. Она управляет частотой первого автогенератора с грубой перестройкой частоты (шаг 100 МГц). Сигнал этого генератора синхронизируется с сигналом после умножителя частоты (9,9 ГГц). Выходной сигнал вырабатывается вторым генератором СВЧ. Его частоту синхронизируют второй петлей ФАПЧ. Для этого выходной сигнал с частотой 10 ГГц подают на смеситель и сравнивают с частотой первого генератора 9,9 ГГц. Сигнал разностной частоты 100 МГц после делителя частоты на 10 подают на ФД второй петли ФАПЧ. Опорным сигналом для нее является сигнал ВЧ-синтезатора 10 МГц. Управляющее напряжение подстраивает выходную частоту генератора на требуемое значение 10 ГГц. Меняя частоту ВЧ-синте-

затора в пределах 10...20 МГц, получаем на выходе сигнал в диапазоне 10...10,1 ГГц. Для переключения диапазона частот используют изменение коэффициента умножения частоты в первой системе ФАПЧ.

СВЧ-синтезаторы обладают малым уровнем шума (до –100 дБ/Гц и менее), высокой стабильностью частоты, равной стабильности кварцевого генератора ( $10^{-8}$ ... $10^{-10}$  за сутки), малым шагом перестройки (до 0,1 Гц) и низким уровнем побочных составляющих. Программное управление частотой позволяет их использовать как генераторы качающейся частоты в автоматических анализаторах СВЧ-цепей.

В качестве примера рассмотрим параметры серии отечественных синтезаторов частоты РЧ6-01...РЧ6-03. Они работают в диапазоне частот 1,07-17,85 ГГц и имеют следующие режимы работы: непрерывная генерация на одной фиксированной частоте, автоматическая и ручная цифровая перестройка в заданном диапазоне частот. В качестве опорного сигнала используется сигнал внутреннего кварцевого генератора.

Технические характеристики синтезаторов РЧ6-01...РЧ6-03:

диапазон частот: 1,07...17,85 ГГц; дискретность перестройки частоты 5...20 кГц. Время установки частоты < 40 мс;

относительная погрешность по частоте в течение 1 года:  $\pm 3 \times 10^{-7} \cdot f$ ;

среднее относительное изменение частоты за 1 сутки:  $\pm 5 \times 10^{-10}$ ;

относительная плотность мощности фазовых шумов: при отстройке 80 Гц – 46 дБ/Гц, при отстройке 100 кГц – 90 дБ/Гц;

уровень гармоник порядка – 40 дБ;

комбинационные составляющие: не более – 60 дБ (при отстройках выше 500 кГц);

максимальная мощность выходного сигнала: 3...10 мВт.

---

## ВЫВОДЫ

Основной источник тестовых сигналов – измерительный генератор СВЧ. Он вырабатывает синусоидальный сигнал высокой частоты. Используют транзисторные и диодные генераторы. В миллиметровом диапазоне применяют клистроны и лампы обратной волны.

В генераторах предусматривают амплитудную и (или) частотную модуляцию. Амплитудная модуляция (манипуляция) применяется для измерения уровней протектированных сигналов индикаторами переменного тока. Для анализаторов цепей СВЧ используют генераторы качающейся частоты с широким диапазоном перестройки.

Для генерации сигналов высокой стабильности используют синтезаторы СВЧ с цифровым управлением. Применяют прямой и косвенный методы синтеза частоты. Последний позволяет перекрывать широкий диапазон с дискретной установкой значения выходной частоты.

# ГЛАВА 7

## МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ НА СВЧ

---

### 7.1. Классификация методов измерения параметров сигналов в диапазоне СВЧ

Самой распространенной задачей в радиоизмерениях является определение параметров радиосигналов. Эта задача особенно важна в диапазоне СВЧ. Напомним, что радиосигнал в радиотехнике – сигнал, вид которого близок к синусоидальному, отличающийся от него *модуляцией* параметров – меняющимися во времени амплитудой  $U(t)$  и начальной фазой  $\varphi(t)$ :

$$u(t) = U(t) \cos(2\pi f t + \varphi(t)) = U(t) \cos(\Phi(t)),$$

где  $f$  – частота радиосигнала (частота несущей),  $\Phi(t)$  – его полная фаза. Скорость изменения полной фазы принято называть **мгновенной частотой радиосигнала**  $f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi}{dt} = f + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}$ . Здесь  $f$  – несущая частота, а скорость изменения амплитуды и начальной фазы малы по сравнению со скоростью изменения полной фазы. Спектр радиосигнала при этом узок и сосредоточен вблизи частоты несущей. Различают **амплитудную (АМ), частотную (ЧМ) и фазовую (ФМ) модуляции**. Последние два типа модуляции являются частными случаями угловой модуляции. При амплитудной модуляции начальная фаза постоянна – меняется только амплитуда сигнала. Параметром АМ является коэффициент амплитудной модуляции  $m$ , который обычно измеряют при гармоническом законе изменения амплитуды  $U(t) = U_m(1 + m \cos(2\pi Ft + \theta))$ .

При частотной и фазовой модуляции во времени меняется мгновенная частота или начальная фаза. Параметр для гармонического закона частотной модуляции – **девиация частоты  $\Delta f$** , которая определяет максимальное отклонение мгновенной частоты от несущей  $f(t) = f + \Delta f \cos(2\pi Ft + \psi)$ . Параметр фазовой модуляции – ее **индекс  $\beta$** , который определяет максимальное отклонение начальной фазы  $\varphi(t) = \varphi + \beta \cos(2\pi Ft + \theta)$  и выражается в радианах. Для гармонического

закона угловой модуляции индекс и девиация связаны между собой частотой модулирующего сигнала  $F$ :  $\frac{F}{\beta} = \frac{\Delta f}{F}$ . Поэтому измерения девиации частоты и индекса модуляции обычно производятся одним и тем же способом.

Рассмотрим классификацию измерительных задач, возникающих при исследовании радиосигналов, и выделим из них типичные для измерений в СВЧ-диапазоне. Уровень сигнала на СВЧ, как уже упоминалось, чаще выражают не напряжением, а мощностью, измеряемой с помощью широкополосных ваттметров (приборы подгруппы М). Измерение частоты несущей производят СВЧ-частотомерами – электронно-счетными (вид Ч3) или резонансными (вид Ч2). Определение начальной фазы производится путем измерения фазового сдвига между исследуемым и опорным сигналами. Для этого используют фазометры СВЧ (вид Ф2, ФК2), принцип действия которых рассмотрен ранее. Параметры модуляции – коэффициент модуляции, девиацию и индекс модуляции – измеряют специализированными приборами: для АМ – модулометрами (вид С2), для ЧМ и ФМ – девиомерами (вид С3), а также комбинированными измерителями модуляции (вид СК3). Все эти приборы применяют и в диапазоне СВЧ.

Исследование вида СВЧ-сигнала производят осциллографами – универсальными (вид С1), скоростными и стробоскопическими (вид С7). В последние годы развитие цифровой техники позволило создать цифровые осциллографы (вид С9) с частотами дискретизации сигнала в единицы ГГц. Это дало возможность с их помощью исследовать быстротекающие процессы с частотным спектром, заходящим в низкочастотную часть СВЧ-диапазона. Однако наиболее полную информацию о свойствах сигнала на СВЧ получают посредством анализа его спектральных характеристик, который производят используя спектроанализаторы (вид С4). Методы измерений и измерительная техника, позволяющая решить некоторые из указанных задач, рассмотрены в настоящей главе.

## 7.2. Измерение мощности на СВЧ

**Мощность сигнала** – произведение мгновенных значений напряжения и тока (мгновенная мощность). В радиотехнике чаще говорят об мощности как квадрате напряжения сигнала на нагрузке 1 Ом:

$$p(t) = u(t)i(t) = \frac{u^2(t)}{1 \text{ Ом}}.$$

Наряду с абсолютными единицами (ватт, милливатт и др.) широко используются относительные логарифмические единицы мощности:

$$P, \text{ дБ} = 10 \lg \left( \frac{P}{P_0} \right),$$

где  $P_0$  – мощность, принимаемая за исходный уровень. Используют уровни  $P_0 = 1$  мВт и 1 Вт, соответственно логарифмическая единица обозначается дБ·мВт (сокращенно дБм) и дБВт.

Как правило, интерес представляет средняя мощность, измеренная за заранее выбранный интервал времени  $T$ :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt .$$

Если сигнал периодичен, то время усреднения  $T$  выбирают равным или кратным целому числу периодов. Для модулированных колебаний время усреднения должно быть кратным периоду сигнала модуляции.

Для импульсных сигналов важным параметром является импульсная мощность  $P_{\text{и}}$ , которая определяется при времени усреднения  $T$ , равном длительности импульса. Иногда используют понятие пиковой мощности  $P_{\text{пик}}$ , которая равна максимальной мгновенной мощности, и для радиоимпульсов измеряется как усредненное за период несущей значение мгновенной мощности в максимуме огибающей импульса. Для прямоугольной огибающей пиковая и импульсная мощности совпадают. Отношение пиковой и средней мощности часто называют **пик-фактором сигнала**.

Проблемы измерения пиковой мощности сигналов в диапазоне СВЧ возросли с развитием цифровых систем передачи информации. Появились новые форматы цифровой модуляции радиосигналов, в которых решается задача повышения пропускной способности канала связи с фиксированной полосой частот. В таких системах результирующий спектр радиосигнала в полосе канала практически равномерен (напоминает спектр белого шума). Особенность таких сигналов – большой пик-фактор (10...30 и выше). Он зависит от фазовых соотношений спектральных составляющих. Поэтому для сигналов с цифровой модуляцией измерение только средней мощности недостаточно. Требуется измерять пиковую мощность сигнала с быстрым законом модуляции (ширина спектра модулирующего видеосигнала может составлять от сотен кГц до десятков МГц) в широком динамическом диапазоне (до 50...70 дБ).

Измерение мощности радиосигналов на СВЧ через напряжение и ток производят редко из-за неоднозначности отсчета этих величин. В ваттметрах используют преобразование электромагнитной энергии в другой тип энергии, удобный для дальнейшего измерения. Наиболее часто это преобразование СВЧ-колебаний в тепловую энергию. Эффект нагревания затем измеряют с помощью низкочастотных методов. Используют и некоторые другие принципы.

По функциональному назначению СВЧ-приборы для измерения мощности разделяют на **ваттметры поглощающего типа** (вид М3) и **ваттметры проходящей мощности** (вид М2). Первые предназначены для измерения мощности, рассеиваемой в согласованной нагрузке самого ваттметра. Вторые позволяют оценивать мощность, проходящую через ваттметр от генератора к произвольной нагрузке.

Измерительный тракт **ваттметра поглощаемой мощности** содержит приемный измерительный преобразователь (датчик) с присоединительным разъемом (фланцем) и измерительную НЧ-схему, которая позволяет оценить результат преобразования СВЧ-энергии. В **ваттметрах проходящей мощности** в измерительном тракте имеется отрезок стандартной линии передачи с измерительным преобразователем. Он включается в линию передачи между источником сигнала и нагрузкой. Ваттметр содержит измерительную НЧ-схему для оценки результата преобразования. Рассмотрим основные параметры ваттметров СВЧ:

**рабочий диапазон частот**; это полоса частот, в которой погрешность ваттметра не превышает паспортную; для коаксиальных приборов эта полоса обеспечивает перекрытие частот не менее октавы (в 2 и более раз); волноводные ваттметры работают в рабочем диапазоне частот соответствующего волновода; расширения рабочего диапазона ваттметров достигают использованием сменных датчиков;

**пределы измерения мощности**; это диапазон измеряемых мощностей; современные ваттметры обеспечивают диапазон измерений от долей мкВт до десятков Вт и более (до 140 дБ). Различают ваттметры малой (до 10 мВт), средней (10 мВт...10 Вт) и большой (более 10 Вт) мощности;

**динамический диапазон ваттметра**; это соотношение мощностей максимального и минимального сигналов, которые могут быть измерены одновременно без искажения; динамический диапазон определяется нелинейностью измерительного преобразователя и составляет 30...40 дБ, что существенно меньше диапазона измеряемых мощностей;

**КСВН входа ваттметра**; определяет систематическую погрешность рассогласования приемного преобразователя; в зависимости от класса точности прибора этот параметр находится в пределах 1,1...1,7;

**основная погрешность и класс точности**; класс точности дает оценку максимальной допустимой относительной погрешности прибора; используют ваттметры с классом точности от 1,0 до 25,0;

**коэффициент эффективности**; этот параметр используется при калибровке ваттметра на постоянном токе и НЧ и характеризует степень эквивалентности замещения СВЧ-мощности; типовые значения коэффициента эффективности – 0,7...1,0.



Рассмотрим конструкции измерительных преобразователей, наиболее часто используемых в стандартных измерителях малого и среднего уровня мощности. Это терморезисторные, термоэлектрические и диодные преобразователи.

**Терморезисторные преобразователи** позволяют определить мощность СВЧ-сигнала по изменению сопротивления термочувствительного элемента. Терморезисторы делят на две группы – болометры и термисторы. **Болометры** представляют собой тонкую проволоку (нить) или пленку на диэлектрической подложке. Их изготавливают из платины, палладия и других металлов, имеющих сильную зависимость сопротивления  $R_0$  от рассеиваемой в них мощности. Болометры имеют положительный температурный коэффициент сопротивления и зависимость сопротивления от рассеиваемой мощности, близкую к линейной (рис. 7.1,а)

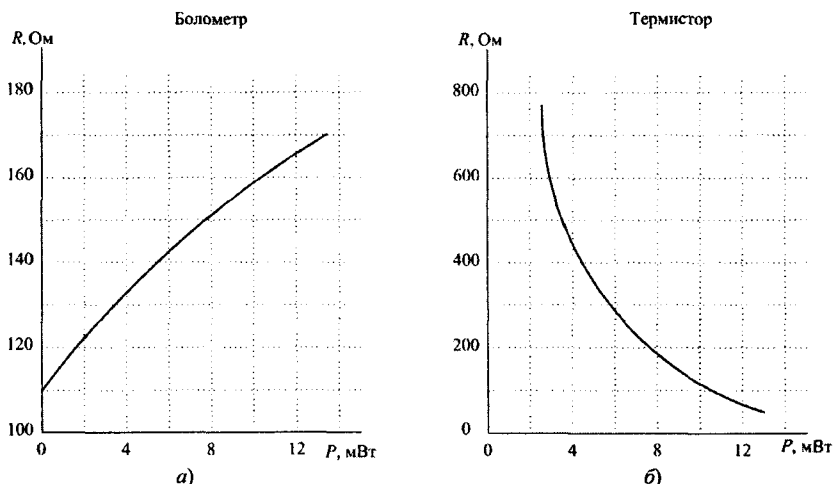


Рис. 7.1. Зависимость сопротивления болометра (а) и термистора (б) от рассеиваемой мощности СВЧ

Чувствительность болометра  $\frac{dR_0}{dP}$  (наклон зависимости, см.

рис. 7.1,а) лежит обычно в пределах 1...12 Ом/мВт. Болометры имеют высокую повторяемость результатов преобразования, незначительную зависимость параметров от температуры и малый разброс от экземпляра к экземпляру. Малая теплоемкость и тепловая инерция позволяют использовать их для импульсных измерений. Недостатками болометров являются низкая перегрузочная способность и невысокая чувствительность.

**Термисторы** – нелинейные полупроводниковые резисторы – изготавливают в виде бусинок или цилиндров малого размера. Термисторы имеют экспоненциальную зависимость сопротивления от рассеиваемой мощности (см. рис. 7.1,б):

$$R_t = R_0 \exp\left(-\beta \frac{t-t_0}{t_0 t}\right),$$

где  $t_0$  – температура окружающей среды;  $t$  – температура термистора, нагретого измеряемым сигналом;  $\beta$  – постоянный коэффициент. Термисторы имеют отрицательный температурный коэффициент сопротивления и более высокую чувствительность (до 100 Ом/мВт и выше) по сравнению с болометрами. Они чаще применяются для измерения средней мощности, поскольку более инерционны, чем болометры, и нуждаются в предварительном прогреве. Это увеличивает время подготовки к измерениям. Термисторы устойчивы по отношению к перегрузкам, однако им присуща сильная зависимость от температуры окружающей среды. Последнее обстоятельство требует введения в состав прибора термокомпенсационных схем.

Измерительный блок терморезисторного ваттметра, в сущности, представляет собой высокочувствительный омметр. Простейшим вариантом такого устройства является резистивный четырехплечий мост (рис. 7.2). В одно плечо включают терморезистор, другие резисторы моста  $R_1 - R_3$  подбирают так, чтобы в отсутствии СВЧ-сигнала обеспечить заданное сопротивление терморезистора постоянному току. Регулируя ток питания моста резистором  $R_4$ , подбирают величину сопротивления терморезистора так, чтобы сбалансировать мост. При этом достигается согласование измерительного преобразователя и тракта СВЧ. Настройку баланса ведут по нулевому показанию индикатора.

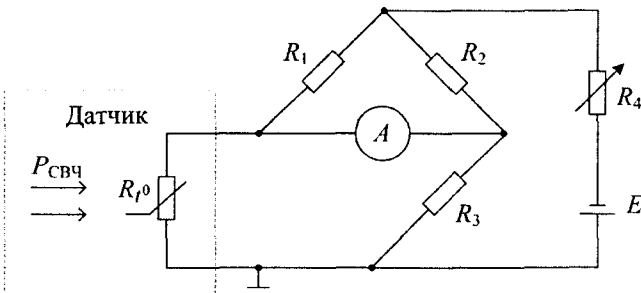


Рис. 7.2. Схема измерительного блока терморезисторного ваттметра СВЧ

При подведении к терморезистору СВЧ-мощности он разогревается и его сопротивление изменяется. Баланс моста нарушается. Ток раз-

баланса в небольших пределах линейно зависит от величины нагрева. Это позволяет отградуировать микроамперметр, включенный в диагональ моста, в единицах мощности. Такая схема не обеспечивает температурной стабильности градуировки шкалы и имеет малый динамический диапазон. На практике используют уравновешенные мостовые схемы и замещение мощности СВЧ-мощностью постоянного тока или тока НЧ. При этом сопротивление термистора в процессе измерения поддерживается постоянным, что улучшает стабильность и согласование. Применяют различные схемы автоматической балансировки моста и цифровой отсчет результата измерения.

Конструктивно терморезисторные приемные преобразователи выполняются в виде серий отдельных приборов (вид М5); их называют **болومترическими** или **термисторными головками**. На рис. 7.3,а представлена упрощенная конструкция коаксиальной терморезисторной головки.

Терморезистор является нагрузкой коаксиальной линии по СВЧ-сигналу. Для измерения его сопротивления необходимо его включить в измерительную НЧ-схему. Это делается установкой блокирующего конструктивного конденсатора  $C_{бл}$  и развязывающего дросселя  $L_{др}$ , соединяющего центральный проводник с корпусом головки. Реактивное сопротивление дросселя на СВЧ велико, поэтому он не вносит заметного рассогласования. Эквивалентная схема такой головки представлена на рис. 7.3,б.

Для стабилизации терморезисторных преобразователей используют конструкции с двумя одинаковыми термисторами (рис. 7.4,а)

Два идентичных термосвязанных термистора включены по СВЧ-сигналу параллельно (через блокировочный  $C_{бл}$  и разделительный  $C_p$  конденсаторы), а в цепь измерительного НЧ-сигнала – последовательно. Термисторы выполняют в виде одной бусинки с тремя выводами (рис. 7.4,б). Эта головка не требует использования развязывающего дросселя и хорошо согласуется в широком диапазоне частот (от постоянного тока до 18 ГГц).

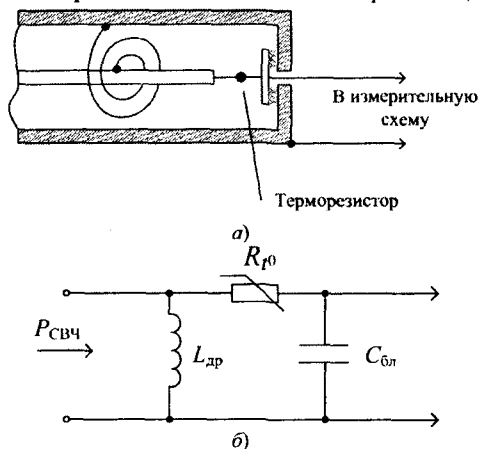


Рис. 7.3. Коаксиальная терморезисторная головка:

а – конструкция; б – эквивалентная схема

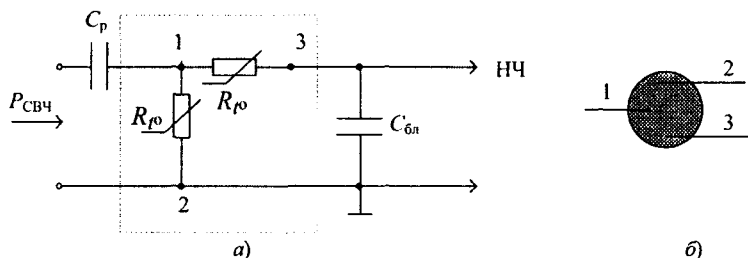


Рис. 7.4. Термисторная головка с термокомпенсированными элементами:  
а – эквивалентная схема; б – схема конструкции двойного термистора

Волноводные конструкции термисторных и болометрических преобразователей в целом аналогичны детекторным головкам, рассмотренным ранее. Они выполнены на отрезках прямоугольных волноводов с плавным переходом к П-образному. Терморезистор устанавливают на гребне волновода. Для разделения СВЧ- и НЧ-цепей применяют конструктивный блокировочный конденсатор. Часто используют конструкции с двумя терморезисторами – рабочим и термокомпенсирующим, улучшающим температурную стабильность датчика.

Термисторные головки выпускаются сериями, перекрывающими широкий частотный диапазон и работающими с разными измерительными трактами. Так, отечественные термисторные коаксиальные головки М5-88...М5-89 работают в диапазоне 0,03...12 ГГц. Серия волноводных термисторных головок М5-40...М5-45, М5-49, М5-50 перекрывает рабочий диапазон частот 5,64...78,3 ГГц и имеет волноводные тракты сечением от 35×15 мм до 3,6×1,8 мм. Ваттметр МЗ-10А, использующий данный набор головок, имеет точность измерения мощности 6...10% в диапазоне мощностей 0,05...10 мВт.

Терморезисторный метод используется в широком диапазоне частот – от постоянного тока до миллиметровых длин волн. Измеряемые мощности – от единиц микроватт до десятков мВт для болометров и сотен мВт – для термисторов. Погрешности измерения определяются точностью измерения вариаций сопротивления (точностью измерительной схемы), погрешностью калибровки приемного преобразователя, погрешностями температурного дрейфа, погрешностью рассогласования датчика.

**Термоэлектрические преобразователи** используют преобразование СВЧ-энергии в тепло, которое нагревает спай термопары. Получаемая термо-ЭДС измеряется чувствительным вольтметром. В СВЧ-диапазоне используют пленочные термопары, которые представляют собой две полоски из разных металлов, напыленных на диэлектрическую подложку. В месте контакта располагают резистивный элемент, нагрев которого СВЧ-сигналом приводит к появлению термо-ЭДС на концах тер-

мопары. Величина ЭДС пропорциональна рассеянной мощности и, как правило, мала (доли микровольта). Для ее определения используют высокочувствительные измерительные микровольтметры постоянного тока (аналоговые и цифровые).

Термопары размещают в выносных датчиках, во многом аналогичных терморезисторным головкам. Сопротивление резистора подбирают для лучшего согласования датчика. Для увеличения чувствительности используют пары термопар, включенных параллельно по СВЧ, а по выходному сигналу – последовательно. В качестве примера рассмотрим структурную схему серии приемных термоэлектрических преобразователей (power sensors) Agilent 8480A (рис. 7.5). В датчике использован блок пленочных микрополосковых термопар, выполненных на основе контакта металл–кремний. Постоянную термо-ЭДС с помощью модуляторов на полевых транзисторах преобразуют в меандр с частотой 220 Гц. Это напряжение подают на вход встроенного высокочувствительного усилителя переменного тока, охваченного отрицательной обратной связью (ООС) в составе всего измерительного блока. Для термокомпенсации в цепи ООС используют терморезистор. Усилитель имеет схему компенсации дрейфа нуля.

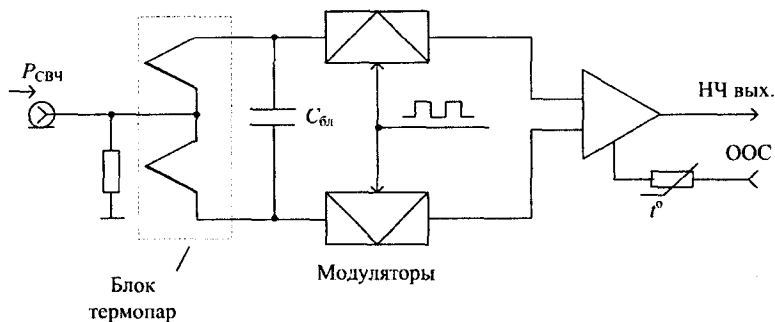


Рис. 7.5. Схема термоэлектрического датчика мощности

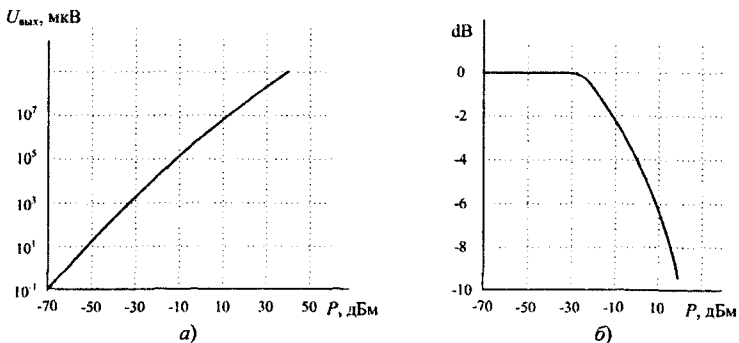
Такой датчик работает в широком диапазоне частот от 100 кГц до 50 ГГц с динамическим диапазоном  $-30...+20$  дБм (1 мкВт ... 100 мВт). Максимальная средняя входная мощность 300 мВт, импульсная – до 10 Вт. КСВН на входе преобразователя в пределах 1,1...1,28. Коэффициент эффективности меняется в диапазоне в пределах 0,95...1,0, калибровка датчика делается на частоте 50 МГц по уровню мощности 1 мВт. Такие преобразователи используются с ваттметрами Agilent E4416A...E4419B и HP435A...HP438A.

Термоэлектрический метод имеет ряд преимуществ по сравнению с терморезисторным. Величина термо-ЭДС слабо зависит от температу-

ры окружающей среды. Не требуется сложных схем омметров, балансировки моста и пр. Термоэлектрические преобразователи имеют динамический диапазон до 50 дБ, чувствительность порядка 1 мВ/мВт. Термоэлектрические ваттметры имеют малое время установления показаний и практически не требуют подготовки к работе. Термопары пригодны для измерения средней и импульсной мощности.

К недостаткам термоэлектрического метода относят нелинейность зависимости выходного напряжения от уровня СВЧ-сигнала при больших уровнях мощности, неравномерность частотной характеристики и малую чувствительность термоэлектрических преобразователей. Развитие микроэлектронных технологий позволило существенно снизить влияние указанных недостатков. В настоящее время термоэлектрический метод стал одним из основных методов измерения мощности на СВЧ.

**Диодные преобразователи** используют полупроводниковые квадратичные диоды для трансформации СВЧ-сигнала в постоянное напряжение. В отличие от обычных детекторных головок такие датчики должны иметь стабильные параметры и калиброванный коэффициент преобразования. Типичная характеристика диодного преобразователя показана на рис. 7.6. Характеристика начинается на уровне внутренних шумов диода ( $-70$  дБм) и квадратична примерно до значения  $-20$  дБм, далее начинается переходный участок, а с точки  $0$  дБм характеристика приближается к линейной (рис 7.6,б). Для расширения динамического диапазона в современных датчиках иногда используют корректировку детекторной характеристики. Поправочные коэффициенты, определенные при калибровке преобразователя в переходном участке в районе  $-20\dots 0$  дБм и на линейном участке (более  $0$  дБм) записываются в память датчика. При измерениях эти данные используются для компенсации неквадратичности характеристики конкретного диода.



**Рис. 7.6.** Детекторная характеристика диодного датчика мощности: *а* – зависимость выходного напряжения от мощности в логарифмической системе координат, *б* – отклонение детекторной характеристики от квадратичной

Диодные преобразователи обладают высокой чувствительностью и используются в диапазоне мощностей от  $-70$  до  $+20$  дБм. Важной особенностью является малая инерционность диода, что позволяет применять такие преобразователи для измерения импульсной и пиковой мощности. Импульсные диодные ваттметры позволяют исследовать сигналы со сложными законами широкополосной модуляции (рабочая полоса по видеосигналу модуляции до 5 МГц и более). Такие приборы дают возможность вывести на экран измерительного блока форму огибающей мощности исследуемого импульса, выделить интересующую часть импульса для измерения пиковой мощности (стробирование сигнала). Например, двухканальный ваттметр НР8990А предназначен для анализа пиковых свойств сложных импульсных сигналов. Он позволяет измерить пиковую и среднюю мощность в диапазоне 0,5 – 40 ГГц (с несколькими преобразователями). Рабочий диапазон мощностей  $-32 \dots +20$  дБм, длительность фронта/среза импульса менее 1 мкс, точность измерений 3,5%. Предусмотрен вывод огибающей импульсов на жидкокристаллический дисплей.

Для больших уровней мощности рассмотренные выше преобразователи малопригодны (в силу низкой перегрузочной способности и нелинейности коэффициента преобразования). В этом случае применяют другие методы измерения.

**Калометрический метод** заключается в прямом измерении результатов превращения энергии СВЧ-колебаний в тепло по изменению температуры согласованной нагрузки линии передачи. Существует несколько типов калометрических преобразователей – статические (адиабатические) и циркуляционные (проточные). **Статические преобразователи** представляют собой нагреваемую согласованную нагрузку, погруженную в жидкость (калометрическое тело). Рассеиваемая мощность СВЧ нагревает калометрическое тело, температура которого измеряется термометром. По скорости изменения температуры судят о мощности СВЧ, рассеянной в нагрузке. В качестве калометрического тела используют дистиллированную воду или растворы на ее основе. Известны конструкции с твердыми поглотителями («сухие» калориметры). Для высокой точности измерений требуется обеспечить надежную теплоизоляцию нагрузки от окружающей среды. Предварительная калибровка калориметрического ваттметра производится на постоянном токе. Недостатком статических калориметров является необходимость их охлаждения перед следующим измерением.

Рассмотрим часто используемый **проточный калориметр**. Процесс измерения СВЧ мощности сводится к определению приращения температуры циркулирующей жидкости и ее расхода. На рис. 7.7 представлена упрощенная схема прибора.

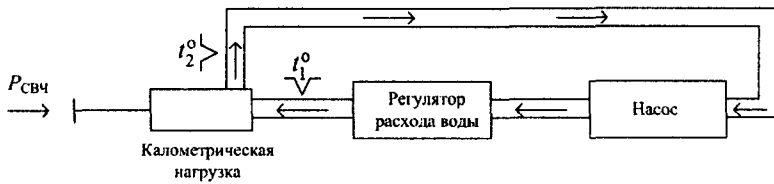


Рис. 7.7. Схема калометрического проточного ваттметра СВЧ

Измеряемая мощность СВЧ-сигнала рассеивается в согласованной нагрузке на конце СВЧ-тракта. Нагрузка помещена в поток жидкости (обычно дистиллированная вода), циркулирующей в системе с постоянной скоростью. Приращение температуры измеряют с помощью двух термометров, расположенных до и после нагрузки (например, это могут быть термопары). Расход воды должен быть строго постоянным, что контролируется с помощью расходомера. Связь между средней мощностью СВЧ-сигнала и приращением температуры в установившемся режиме определяется линейной зависимостью:

$$P_{\text{СВЧ}} = c_p q d \Delta t^0,$$

где  $c_p$  – удельная теплоемкость воды (Дж/кг);  $q$  – расход воды ( $\text{м}^3/\text{с}$ );  $d$  – плотность воды ( $\text{кг}/\text{м}^3$ );  $\Delta t^0$  – разность температур воды на входе и на выходе преобразователя ( $^{\circ}\text{C}$ ). Конструкция проточного преобразователя представляет собой коаксиальную (рис. 7.8,а) или волноводную (рис. 7.8,б) калометрическую нагрузку, заполненную протекающей жидкостью.

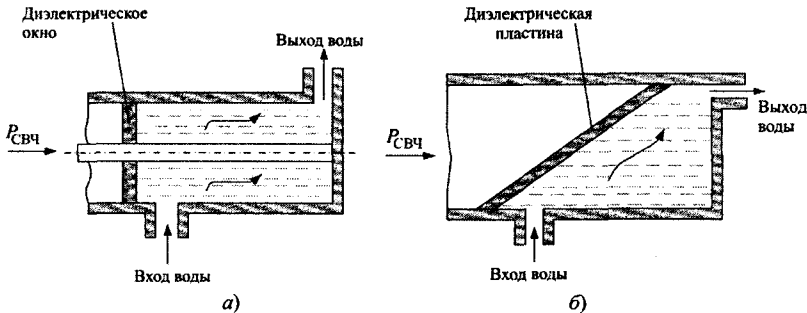


Рис. 7.8. Конструкция калометрической нагрузки:  
а – коаксиальной; б – волноводной

Как правило, поглощающим веществом нагрузки является сама вода, поскольку она на частотах выше 500 МГц обладает заметными потерями ( $\text{tg} \delta > 0,01$ ). От измерительного тракта жидкость отделена ди-



электрическим окном в виде клиновидного выступа или скошенной пластинки из керамики или стекла с малыми потерями. Выбор формы и размеров диэлектрического окна, а также длины скоса пластинки или клина делают так, чтобы достичь наименьшей величины КСВН в возможно более широкой полосе частот. Обычно клин имеет длину, равную половине или более длины волны. Такие нагрузки могут обеспечить КСВН не хуже 1,02...1,05 в полосе 20...30 %.

Калометрический метод можно применять в широком диапазоне частот и измерять мощности от единиц мВт до десятков и сотен кВт. Динамический диапазон измерений составляет 30...40 дБ, точность измерения средней мощности от десятых долей до единиц процента. Причины погрешностей – рассогласование нагрузки, неравномерность частотной зависимости коэффициента эффективности при калибровке на постоянном токе, неточность измерения температуры и расхода.

Приведем параметры отечественного калометрического ваттметра МКЗ-71. Этот прибор предназначен для измерения среднего значения мощности непрерывных и импульсно-модулированных СВЧ-колебаний в волноводном тракте. Прибор МКЗ-71 состоит из трех функционально законченных блоков: гидравлического, измерительного и высокочастотного. Он имеет два независимых канала – калориметрический и канал импульсных измерений. В калориметрическом канале реализована прямоотсчетная схема измерения среднего значения мощности СВЧ-сигналов, в импульсном – применена индикаторная головка с СВЧ-диодом, совмещенная с нагрузкой.

Основные технические характеристики прибора МКЗ-71:

- диапазон частот: 5,64...37,5 ГГц;
- пределы измерения средней мощности: 10...1000 Вт;
- допустимая импульсная мощность – 1...120 кВт;
- СВЧ-тракт: прямоугольный волновод 35×15 мм;
- КСВН входа: <1,2.

Для измерения проходящей мощности используют как ваттметры поглощаемой мощности в сочетании с направленными ответвителями, так и приборы, использующие другие принципы.

Так, в **пондеромоторных ваттметрах** измеряется механический вращающий момент, который испытывает металлическая пластинка, помещенная в волноводе. Пластинка поворачивается на угол, пропорциональный проходящей мощности. Угол поворота измеряют прецизионной оптической системой отсчета. Такие ваттметры обладают высокой точностью измерений, не боятся перегрузок и используются при образцовых калибровочных измерениях. К их недостаткам относят малую чувствительность и низкую виброустойчивость, узкую рабочую полосу частот.

Для измерения проходящей мощности используют эффект Холла. Измерительные датчики Холла представляют собой пластинку полупроводника, помещенную в волновод (рис. 7.9). Электрическое поле  $E$ -волны

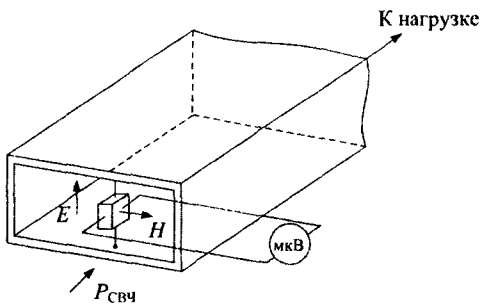


Рис. 7.9. Схема измерителя проходящей мощности с датчиком Холла

основного типа создает в датчике электрический ток, отклоняемый магнитным полем  $H$  к краю пластины. При этом между краями пластинки возникает ЭДС Холла, пропорциональная произведению напряженностей  $E$  и  $H$ . Это соответствует плотности потока мощности в точке расположения датчика. Измерив ЭДС Холла, оценивают проходящую мощность в волно-

воде. Датчики Холла имеют чувствительность  $0,4 \dots 1$  мкВ/Вт в диапазоне СВЧ. Такие датчики просты в конструкции, имеют высокую надежность, хорошую линейность шкалы и слабую зависимость от частоты. Они малоинерционны, что позволяет использовать их для измерения импульсной мощности. К недостаткам следует отнести невысокую температурную стабильность, низкую точность и малый динамический диапазон.

**Метод поглощающей стенки** основан на измерении мощности, рассеиваемой в терморезистивной пленке на боковой стенке линии передачи (волновод или коаксиальная линия). Принцип действия аналогичен болометрическому или термисторному преобразователю. Достоинством является высокая электрическая прочность и малый КСВ, недостатки — большая инерционность и низкая чувствительность.

**Зондовый метод** использует несколько точечных измерителей мощности (термопар, диодов и пр.), размещенных вдоль линии передачи. Зонды имеют слабую связь с линией и мало влияют на распространение волны в линии. Используют последовательное соединение измерителей для суммирования сигналов зондов, которые дают информацию о проходящей мощности. Применяют также неэквидистантное (неравномерное) расположение зондов для расширения рабочей полосы прибора. Недостатками такого метода являются малая чувствительность, зависимость от частоты и нелинейность преобразования.

### 7.3. Измерение частоты СВЧ-сигналов

Частота радиосигнала — важный параметр, требующий высокоточных измерений. Поскольку частота радиосигнала может меняться во

времени, различают несколько задач: измерение средней частоты, измерение нестабильности частоты (долговременной и кратковременной), измерение частоты заполнения радиоимпульсов.

В диапазоне СВЧ наиболее распространены два метода измерения частоты. Традиционный **резонансный метод** в настоящее время имеет вспомогательный характер и применяется в основном в частотомерах измерительных генераторов СВЧ. Второй метод – **метод дискретного счета** – используется в электронно-счетных частотомерах СВЧ (ЭСЧ).

**Резонансный метод** измерения частоты заключается в сравнении измеряемой частоты  $f_x$  с собственной частотой колебаний  $f_0$  высокодобротного образцового резонатора. Резонатор делается перестраиваемым по частоте  $f_0$  с помощью прецизионного механизма, снабженного шкалой. Предварительно проводится калибровка резонатора – шкала механизма перестройки градуируется в единицах собственной частоты. Колебательная система через элемент связи возбуждается исследуемым сигналом. С помощью механизма перестройки меняют собственную частоту колебаний резонатора до тех пор, пока она не совпадет с входной частотой. Момент резонанса фиксируют по максимальному показанию индикатора уровня, по шкале перестройки производят отсчет результата измерения.

В резонансных частотомерах используют различные типы колебательных систем. На низких частотах применяют объемные коаксиальные резонаторы нескольких типов. **Полуволновый резонатор** представляет собой закороченный с двух концов отрезок коаксиальной линии. Длина отрезка меняется с помощью короткозамыкающего плунжера (рис. 7.10,а). Резонанс наступает при кратности длины резонатора  $L$  и половины длины волны измеряемого колебания  $\lambda$ :

$$L = n\lambda/2, \quad n = 1, 2, 3 \dots$$

Полуволновый резонатор является по сути **волномером** – измерителем длины волны колебаний – и не требует предварительной градуировки по частоте. Измерения можно провести при градуировке шкалы в единицах длины. Для этого, перестраивая резонатор, последовательно фиксируем два резонанса. Разница между двумя соседними отсчетами равна половине длины волны. Частота определяется расчетным путем

$$f = \frac{299,778}{\lambda, [\text{мм}]}, [\text{ГГц}].$$
 Такие конструкции резонаторов используют в области

1...3 ГГц. На других частотах резко увеличиваются размеры полуволнового резонатора, либо диапазон перестройки по длине становится слишком маленьким и требует повышенной точности механизма. Полуволновые резонаторы используют редко из-за малого диапазона перестройки и трудностей осуществления надежного контакта плунжера.

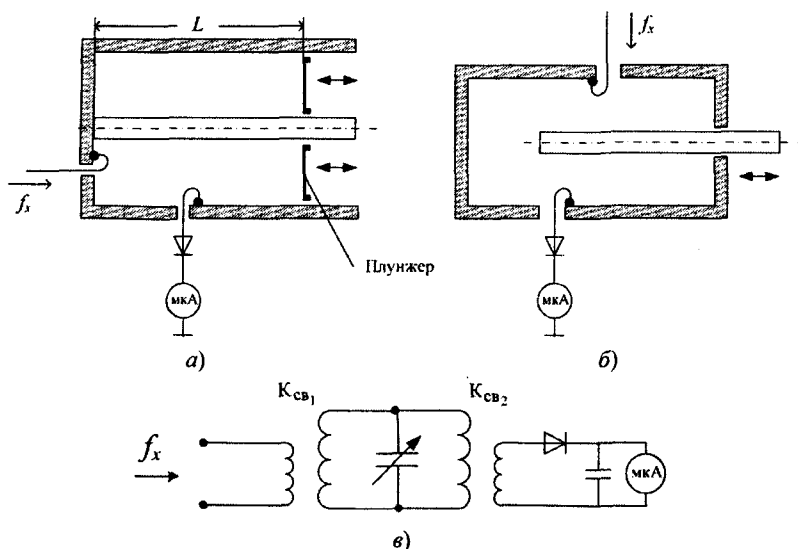


Рис. 7.10. Коаксиальные резонансные частотомеры: а – полуволновый; б – четвертьволновый; в – проходная схема частотомера

Более удобен для измерений четвертьволновый резонатор с подвижным центральным проводником (рис. 7.11,б). В такой системе резонанс наступает при длине проводника, приблизительно равной

$$L \approx (2n-1) \frac{\lambda}{4}, \quad n = 1, 2, 3 \dots$$

При большой длине стержня на частоту сильное влияние оказывает емкость между его торцом и стенкой линии (емкостная нагрузка). Коаксиальная часть при этом представляет собой индуктивность контура. Величины эквивалентной индуктивности и емкости относительно большие, при этом частота резонанса минимальна. При малой длине стержня весь объем частотомера практически представляет собой цилиндрический резонатор с колебанием типа  $E_{0n1}$ . Этот тип колебаний имеет продольное электрическое и поперечное магнитное поле. Частота резонанса при этом максимальна. Перекрытие по частоте у четвертьволновых резонаторов составляет 3...4 раза. Такие приборы используют в диапазоне от 500 МГц до 10 ГГц.

На более высоких частотах применяют волноводные резонаторы полуволнового типа. Обычно используют круглые волноводы из-за технологичности и простоты изготовления плунжера. Резонанс определяет не только длина резонатора, но и выбранный тип колебания. Используют как аксиально-неоднородный тип колебания  $H_{111}$  (рис. 7.11,а), так и аксиально-однородный тип  $H_{011}$  (рис. 7.11,б).

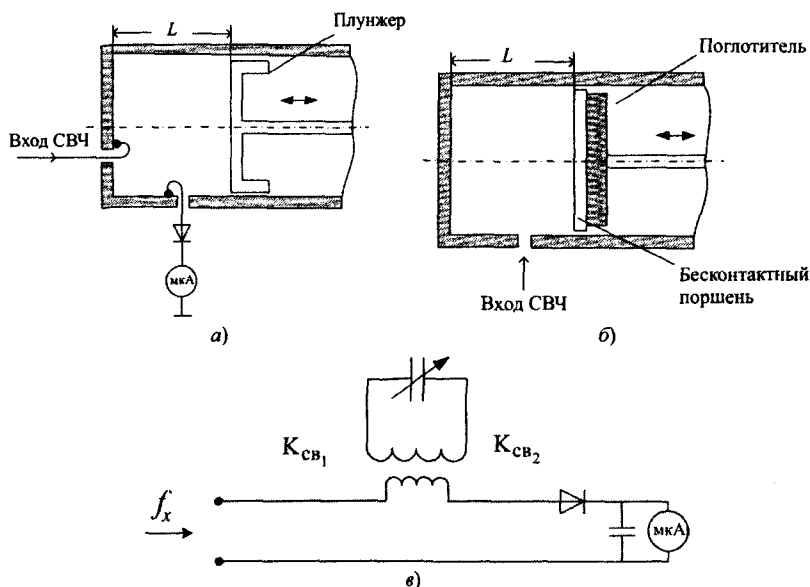


Рис. 7.11. Волноводные резонансные частотомеры:  
 а – резонатор с колебанием  $H_{111}$ ; б – резонатор с колебанием  $H_{011}$ ;  
 в – эквивалентная схема частотомера с поглощением

В первом случае (тип  $H_{111}$ ) резонансная длина волны  $\lambda_0$  связана с диаметром  $d$  и длиной резонатора  $L$  следующей зависимостью:

$$\left(\frac{2}{\lambda_0}\right)^2 = \left(\frac{1}{L}\right)^2 + 1,37\left(\frac{1}{d}\right)^2.$$

Токи этого типа колебания протекают между цилиндрической и торцевой стенками в области расположения короткозамыкающего плунжера. Плунжер при этом должен обеспечивать хороший электрический контакт, иначе будет наблюдаться нестабильность градуировки частотомера. Колебание этого типа возбуждают отверстием в торцевой стенке или петлями связи, аналогичными коаксиальной конструкции.

Для резонатора с колебанием  $H_{011}$ , возбуждаемого отверстием в боковой стенке, характерно отсутствие токов между торцевой и цилиндрической стенками. Это позволяет использовать бесконтактный плунжер, представляющий собой диск, изолированный от стенок резонатора. Просачивающаяся через зазор энергия СВЧ рассеивается в слое поглотителя, нанесенного на заднюю стенку плунжера. Связь между размерами резонатора и резонансной длиной волны  $\lambda_0$  для колебания  $H_{011}$  определяется следующим выражением:

$$\left(\frac{2}{\lambda_0}\right)^2 = \left(\frac{1}{l}\right)^2 + 5,94\left(\frac{1}{d}\right)^2.$$

Чаще всего в резонансных частотомерах используют **проходную схему** включения резонатора между источником и детектором (см. рис. 7.10,б). Настройка в резонанс осуществляется по максимуму показаний индикатора детектора. Иногда применяют резонатор с поглощением на резонансной частоте (**абсорбционная схема**). В этом случае используют один элемент связи (см. рис. 7.11,б), а детектор включают в конце линии передачи (рис. 7.11,в). Вдали от резонанса входное сопротивление резонатора мало, и он не вносит изменений в показания детектора. При настройке контура на частоту входного сигнала его сопротивление резко возрастает и показания индикатора падают.

Зависимость показаний индикатора от перестройки резонатора повторяет форму АЧХ колебательного контура. Точность фиксации момента резонанса будет зависеть от остроты этой характеристики, т.е. от нагруженной добротности резонатора  $Q_n$ . Напомним, что нагруженная добротность – это отношение запасенной энергии в резонаторе к мощности потерь как в резонаторе, так и во входной цепи и детекторе. Поэтому для повышения точности фиксации момента резонанса необходимо увеличивать нагруженную добротность. Это достигается увеличением запасенной энергии (для этого выбирают оптимальный тип поля и увеличивают объем резонатора); уменьшением активных потерь в резонаторе (внутренняя поверхность резонатора серебрится и полируется, при этом контакты имеют минимальные переходные сопротивления, используются специальные конструкции бесконтактных плунжеров); уменьшением связи резонатора с источником сигнала и детектором (это достигается уменьшением площади петель связи, размера отверстия и пр., выбор оптимальной связи осуществляется путем компромисса между чувствительностью частотомера и его добротностью).

В коаксиальных резонаторах удается получить нагруженную добротность порядка 1000...2000, волноводные конструкции могут быть реализованы с добротностью до 10000...30000.

Одной из причин погрешностей резонансных частотомеров является нестабильность градуировки шкалы за счет температурных изменений и старения материала резонатора. Борются с этим, применяя для изготовления резонатора материалы с малым температурным коэффициентом расширения (инвар, квар и др.), а также используя прецизионные механизмы перестройки со стабильными характеристиками.

Еще одна составляющая погрешности – дискретность шкалы (конечная цена деления). Ее уменьшают, используя точные винтовые механизмы перестройки и спиральные шкалы увеличенной длины.

Точность резонансного метода может быть достаточно велика (погрешность до 0,01%). Такие частотомеры обладают высокой чувствительностью и применяются для измерений частоты в диапазоне до 50 ГГц. Они не требуют питания, компактны и используются, в основном, как встраиваемые частотомеры генераторов СВЧ. Их недостатки – большая трудоемкость изготовления и высокая стоимость.

Для измерений повышенной точности используют метод дискретного счета. Его принцип заключается в подсчете за известный (образцовый) интервал времени  $T_{сч}$  (временные ворота) числа импульсов  $N$ , сформированных из входного сигнала неизвестной частоты  $f_x$ . Тогда измеряемую частоту (точнее, ее среднее значение за время  $T_{сч}$ ) можно определить по формуле  $f_x \approx N/T_{сч}$ . Метод дискретного счета является разновидностью метода сравнения – результат показывает, во сколько раз неизвестная частота больше известной эталонной, из которой формируют интервал  $T_{сч}$ . Значение  $N$  соответствует целому числу периодов  $T_x = 1/f_x$ , укладывающихся в интервале  $T_{сч}$ .

Приборы, принцип действия которых основан на методе дискретного счета, называют электронно-счетными частотомерами (ЭСЧ). Современные ЭСЧ – это многофункциональные приборы для измерения частотно-временных параметров сигналов (частоты, периода, числа импульсов, временных интервалов и пр.). ЭСЧ различаются количеством измеряемых параметров, диапазоном и точностью измерений.

Схема ЭСЧ в режиме измерения частоты представлена на рис. 7.12. Сигнал неизвестной частоты  $f_x$  подают на вход ЭСЧ. Сигнал образцовой частоты  $f_{кв} = 1/T_{кв}$  вырабатывается высокостабильным кварцевым генератором. Входное устройство содержит аттенуатор, схему автоматической регулировки усиления и подавитель внешних помех (сглаживающий фильтр). Обычно ЭСЧ имеет большое входное сопротивление (порядка 1 МОм), но для ВЧ-измерений используют стандартное входное сопротивление 50 или 75 Ом.

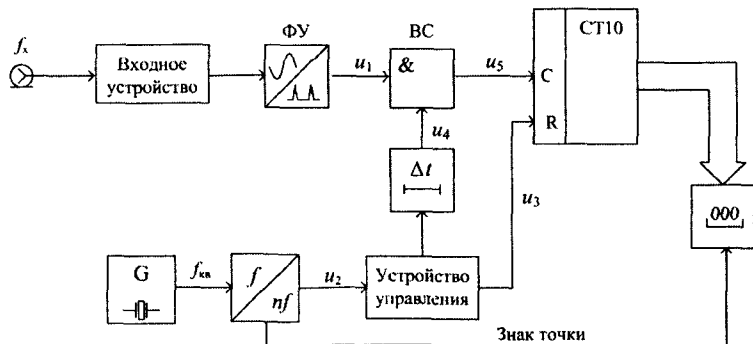


Рис. 7.12. Схема электронно-счетного частотомера

Формирующее устройство (ФУ) представляет собой преобразователь формы сигнала. Оно содержит усилитель-ограничитель с регулируемым порогом срабатывания, дифференцирующую цепочку и импульсный диодный ограничитель. Задача устройства – преобразовать входной сигнал синусоидальной или другой формы в короткие импульсы  $u_1$ , частота повторения которых равна частоте входного сигнала (рис. 7.13). Так как именно эти импульсы в дальнейшем поступают на счетчик, то их называют **счетными импульсами**. Вид формирующего устройства определяет чувствительность ЭСЧ – минимальный уровень сигнала, частоту которого можно измерить без ошибок. Для повышения чувствительности в частотомерах иногда предусматривают входной широкополосный усилитель.

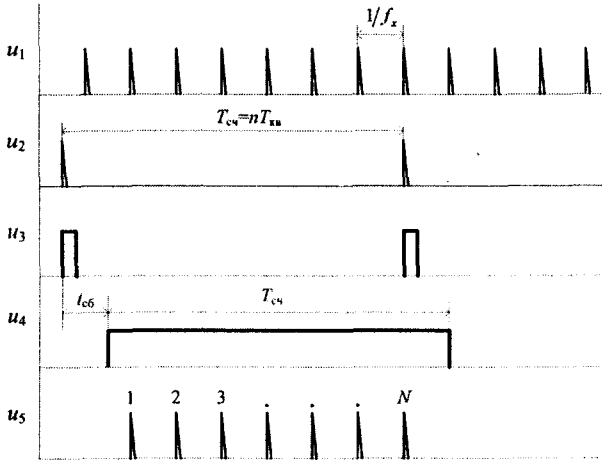


Рис. 7.13. Осциллограммы сигналов ЭСЧ в режиме измерения частоты

**Временной селектор (ВС)** — это логический элемент «И», который выделяет из входной последовательности пачку  $N$  импульсов, укладываемых в образцовый интервал  $T_{сч}$  – временные ворота. Длительность ворот  $T_{сч}$  формируют делением частоты сигнала кварцевого генератора. В ЭСЧ используют термостатированные генераторы с кварцевой стабилизацией частоты. Работа термостата контролируется по индикатору на лицевой панели прибора. Установку  $T_{сч}$  производят делением частоты  $f_{кв}$  с помощью декадного делителя частоты. Коэффициент деления выбирают из соотношения  $n = 10^k$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$  При этом  $T_{сч} = nT_{кв} = T_{кв} \cdot 10^k$ .

Выбор временных ворот  $T_{сч}$  определяет интервал усреднения частоты, поскольку ЭСЧ измеряет среднюю частоту. Обычно применяют



временные ворота в пределах 1 мс...10 с. Меньшее время увеличивает погрешность дискретности (см. ниже), а большее время (10 с и более) – снижает быстродействие измерений.

Устройство управления позволяет выбрать режим работы ЭСЧ. Типовым является режим периодического запуска, когда измерение повторяется через регулируемый интервал времени (иногда его называют временем индикации). В ряде случаев используют одиночный запуск – измерение выполняется при поступлении на вход внешнего запуска импульса. Ручной запуск осуществляют нажатием кнопки на приборе.

В начале измерения на счетчик из устройства управления посылается импульс сброса  $u_3$ . Одновременно триггером устройства управления формируется прямоугольный строб-импульс длительностью  $T_{сч}$ . Этот импульс сдвигается во времени в устройстве задержки на время  $t_{сб}$ , необходимое для сброса счетчика. После задержки импульс  $u_4$  (временные ворота) подается на селектор и открывает его. Число импульсов  $u_5$ , проходящих через временной селектор на счетчик, равно  $N = \text{int} [f_x T_{сч}]$ , где  $\text{int} [ ]$  означает целую часть числа.

Процесс измерения сводится к подсчету числа импульсов  $N$ , укладываемых в временные ворота  $T_{сч}$ , дешифрации показаний счетчика и индикации его состояния на цифровом табло. Если выбрать частоту кварцевого генератора в виде  $f_{кв} = 10^p$  [Гц], где  $p$  – целое число, то с учетом коэффициента деления  $n = 10^k$  получим  $f_x = 10^{(p-k)}N$  [Гц]. Таким образом, число сосчитанных импульсов пропорционально измеряемой частоте с коэффициентом, кратным 10. Это позволяет упростить масштабирование результатов измерения. На цифровом индикаторе предусматривают знак десятичной точки, положение которой связано с коэффициентом деления частоты кварцевого генератора. Кроме этого на индикаторе высвечиваются обозначения производных единиц (кГц, МГц, ГГц). Таким образом, ЭСЧ дает прямые показания измеряемой частоты, выраженной в системных единицах.

Погрешность измерения частоты методом дискретного счета включает две составляющие: погрешность установки частоты кварцевого генератора  $\delta_{кв} = \pm \Delta f_{кв} / f_{кв}$  и погрешность дискретности счета  $\delta_d$   $\delta f = \pm (\delta_{кв} + \delta_d)$ . Первая составляющая является погрешностью меры и определяется нестабильностью частоты кварцевого генератора, а также погрешностью его калибровки. Типовые значения нестабильности термостатированного генератора ЭСЧ составляют  $\pm (1 \times 10^{-7} \dots 5 \times 10^{-9})$  за сутки.

Погрешность дискретности является погрешностью сравнения. Она возникает из-за того, что длительность временных ворот  $T_{сч}$  в общем случае не совпадает с целым числом периодов измеряемого сигнала. Максимальная ошибка при подсчете количества периодов составляет

$\pm 1$ , что соответствует единице последнего разряда счетчика. Абсолютная погрешность дискретности равна  $\pm 1/T_{сч}$ , а относительная погрешность  $\delta_d = \pm 1/(f_x T_{сч}) = \pm 1/N$ . Таким образом, при фиксированном  $T_{сч}$  погрешность дискретности обратно пропорциональна измеряемой частоте и определяет разрешающую способность ЭСЧ (возможность различать близко расположенные значения измеряемой частоты). На низких частотах погрешность дискретности является основной составляющей, определяющей точность измерений частоты методом дискретного счета. На высоких частотах (более сотни МГц) она становится меньше нестабильности частоты опорного генератора, и ею часто можно пренебречь.

Верхняя граница измеряемых частот определяется быстродействием основных элементов схемы, и прежде всего счетчика. Для большинства ЭСЧ эта граница составляет несколько сотен МГц. Для расширения рабочего диапазона частот в область СВЧ применяют преобразование сигнала на более низкую частоту. Чаще всего используются следующие типы преобразователей:

быстродействующие делители входной частоты. Они позволяют уменьшить частоту входного сигнала в целое (обычно от 2 до 16 раз); расширение диапазона измерений в таких устройствах невелико (до нескольких ГГц); достоинством такого способа является простота и надежность;

дискретные гетеродинные преобразователи частоты; переносчики частоты с ФАПЧ.

**Дискретное гетеродинное преобразование частоты** позволяет перенести измеряемую частоту в область более низких частот путем

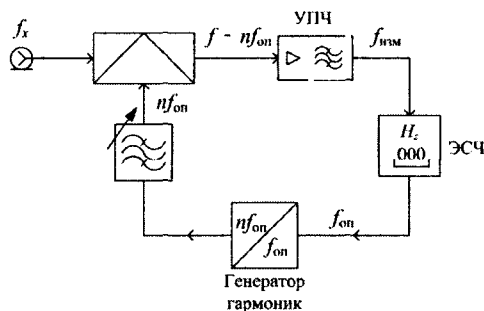


Рис. 7.14. Схема дискретного гетеродинного преобразователя частоты

вычитания из нее известной образцовой частоты. На рис. 7.14 представлена структурная схема преобразователя частоты такого типа. Сигнал опорной частоты  $f_{оп}$  с кварцевого генератора ЭСЧ подают на умножитель частоты – генератор гармоник (ГГ). Этот блок создает набор гармоник, частоты которых кратны исходной опорной частоте. Основным

элементом его является диод с накоплением заряда, который обеспечивает резкое изменение тока через диод. Узкополосным перестраиваемым фильтром выделяется  $n$ -я гармоника тока – ее подают на смеситель. Выходной сигнал с разностной частотой  $f_{изм} = f_x - n f_{оп}$  выделяют

усилителем промежуточной частоты и подают на частотомер. Результат измерения определяют по известному номеру гармоники и показаниям ЭСЧ. Метод дискретного преобразования применим не только к сигналам с постоянной частотой, но и к ЧМ-сигналам с девиацией частоты до нескольких десятков МГц.

Метод дискретного преобразования неудобен тем, что необходим ручной подбор номера гармоники гетеродина. Для автоматизации используют электрически перестраиваемые фильтры на ЖИГ-сферах, управляемые уровнем сигнала на выходе УПЧ.

В настоящее время чаще применяют автоматизированные переносчики частоты с фазовой автоподстройкой частоты (рис. 7.15), аналогичные преобразователям частоты в векторных анализаторах цепей СВЧ. Гетеродин, управляемый напряжением, вырабатывает сигнал с частотой  $f_{\text{гет}}$ . Генератор гармоник создает на выходе набор гармонических составляющих этого сигнала, которые селективируются узкополосным фильтром. Смеситель преобразует входной сигнал и  $n$ -ю гармонику гетеродина в гармонический сигнал промежуточной частоты  $f_{\text{пч}}$ . Он поступает на фазовый детектор, куда также подается сигнал опорной частоты с кварцевого генератора ЭСЧ. На выходе фазового детектора вырабатывается управляющее напряжение системы ФАПЧ, подстраивающее гетеродин до наступления синхронизации (захвата частоты) по какой-либо гармонике гетеродина. При захвате выполняется условие  $f_x - nf_{\text{гет}} = f_{\text{оп}}$ , где  $f_{\text{оп}}$  – известная опорная частота, а частота гетеродина  $f_{\text{гет}} = f_{\text{изм}}$  измеряется с помощью ЭСЧ.

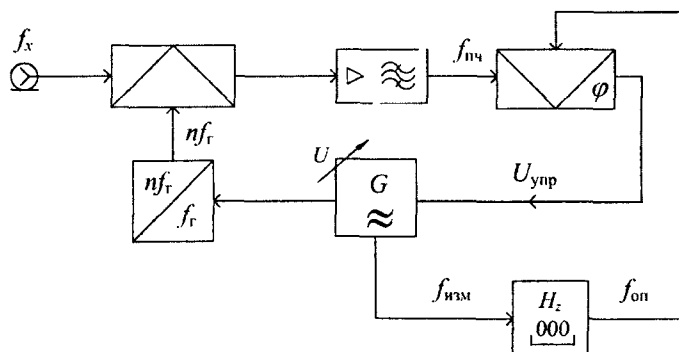


Рис. 7.15. Схема переносчика частоты с ФАПЧ

Если ориентировочное значение измеряемой частоты неизвестно, то номер используемой гармоники требуется определить по двум измерениям. Для этого ручной перестройкой гетеродина добиваются захвата частоты по двум соседним гармоникам с номерами  $n$  и  $n+1$ . Получают

два значения частоты гетеродина  $f_x - nf_{\text{гет1}} = f_{\text{оп}}$  и  $f_x - (n+1)f_{\text{гет2}} = f_{\text{оп}}$ .

Отсюда определяют номер гармоники  $n = \frac{f_{\text{гет2}}}{(f_{\text{гет1}} - f_{\text{гет2}})}$ . Входная частота

тогда равна

$$f_x = \frac{f_{\text{гет1}}f_{\text{гет2}}}{(f_{\text{гет1}} - f_{\text{гет2}})}.$$

Другой способ состоит в измерении неизвестной частоты на прямом ( $f_x - nf_{\text{гет1}} = f_{\text{оп}}$ ) и зеркальном ( $nf_{\text{гет2}} - f_x = f_{\text{оп}}$ ) каналах переносчика. В этом случае номер гармоники рассчитывается

$$f_x = \frac{2f_{\text{оп}}}{(f_{\text{гет1}} - f_{\text{гет2}})}$$

Такие процедуры устранения неоднозначности выбора номера гармоники могут быть реализованы как в ручном, так и в автоматическом режимах работы переносчика.

Достоинством переносчиков частоты является возможность измерения несущей частоты импульсно-модулированных (ИМ) сигналов. Система ФАПЧ обладает инерционностью и позволяет сохранить синхронизацию гетеродина в промежутках между импульсами. При этом на ЭСЧ подается сигнал гетеродина постоянной частоты. В случае коротких импульсов, когда захват ФАПЧ в автоматическом режиме настройки затруднен, используют ручной режим поиска гармоники по осциллографическому или стрелочному индикатору, включенному на выходе фазового детектора. Для этого при разомкнутой петле ФАПЧ переключают гетеродин до тех пор, пока на экране осциллографа не возникнет картина нулевых биений несущей частоты импульса с частотой гармоники гетеродина.

Преимуществом преобразователей частоты по сравнению с обычным ЭСЧ является довольно высокая чувствительность ( $-30 \dots -35$  дБм). Она определяется большим коэффициентом усиления УПЧ в петле ФАПЧ. Динамический диапазон преобразователя определяется линейностью входного смесителя и достигает  $40 \dots 50$  дБ. Частотный диапазон современных частотомеров СВЧ с преобразователями частоты превышает  $40$  ГГц.

#### 7.4. Анализаторы спектра СВЧ-сигналов

В диапазоне СВЧ наблюдение формы сигнала (зависимости его от времени) не позволяет получить полную информацию о нем. Так, осциллограмма радиосигнала с частотной модуляцией мало отличима от синусоидального сигнала, наличие в составе сигнала дополнительных

гармонических составляющих маскируется большой величиной гармоники несущей частоты и пр. Поэтому анализ спектральных характеристик радиосигналов в диапазоне СВЧ более информативен и позволяет измерить большее количество его параметров (мощность, частоту, коэффициент модуляции и пр.). Практически анализатор спектра в СВЧ-диапазоне заменил осциллограф как универсальный прибор для исследования радиосигналов.

Напомним, какие существуют **спектральные характеристики радиосигнала**. Для сигнала  $u(t)$  вводят **спектральную функцию** (или **спектральную плотность**), определяемую прямым преобразованием Фурье:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-i\omega t} dt .$$

Эта функция комплексная, имеет размерность В/Гц и представляет распределение амплитуд и фаз гармонических составляющих по частотной оси. Спектральная функция существует при абсолютной интегрируемости функции сигнала. Для реальных сигналов это условие обычно выполняется.

Спектральная функция – это функционал уже закончившегося процесса (интеграл берется до «бесконечного» времени). В реальных условиях измерять можно только **текущий частотный спектр**:

$$S(\omega, t) = \int_{-\infty}^t u(t)e^{-i\omega t} dt ,$$

характеризующий незаконченный процесс. Чаще измеряют модуль этого выражения – его называют **амплитудной спектральной функцией**, или **амплитудным спектром сигнала**. Фазу измерить сложнее, поэтому стандартные измерительные задачи этого не предусматривают.

Для периодических бесконечных сигналов спектральная функция представляет собой последовательность дельта-функций, смещенных друг относительно друга на частоту повторения сигнала. Для этого случая обычно используют спектральное представление в виде **ряда Фурье**:

$$u(t) = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n \cos\left(n \frac{2\pi}{T} t + \varphi_n\right),$$

где  $T$  – период повторения сигнала ( $u(t \pm kT) = u(t)$ ,  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ ).

**Ряд Фурье** – совокупность гармонических колебаний с кратными частотами. Амплитуды  $U_n$  и начальные фазы  $\varphi_n$  гармоник представляют собой амплитудный и фазовый спектры периодических сигналов. Как правило, практический интерес представляет измерение амплитудного спектра. Составляющая с нулевой частотой  $U_0$  является постоянной составляющей сигнала – ее измеряют вольтметрами постоянного тока.

В особый класс сигналов, исследуемый в спектральном представлении, можно выделить шумовые и случайные сигналы. Важной характеристикой шумового сигнала является его **спектральная плотность мощности**:

$$W(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|S(\omega, T)|^2}{T},$$

где  $S(\omega, T)$  – спектральная плотность реализации случайного процесса в интервале  $[-T/2, T/2]$ . Размерность спектральной плотности мощности  $[B^2 \cdot c]$  совпадает с размерностью энергии сигнала, поэтому иногда говорят об **энергетическом спектре** случайного сигнала. Фактически это характеристика распределения мощности случайного сигнала по частоте.

Сформулируем измерительные задачи спектрального анализа сигналов СВЧ. Это измерение амплитуд и частот гармонических составляющих периодических сигналов, измерение амплитудной спектральной функции непериодических сигналов и спектральной плотности мощности случайных сигналов. Эта задача решается с помощью *анализатора спектра*.

Рассмотрим стандартные анализаторы спектра СВЧ-диапазона. Они строятся преимущественно по принципу последовательного анализа спектра узкополосным фильтром. Фактически такой прибор является узкополосным селективным вольтметром с супергетеродинным принципом перестройки по частоте. На выходе фильтра ставят измеритель уровня (квадратичный детектор). Результат измерения подают на отсчетное устройство. Как правило, в СВЧ-диапазоне используют электронную перестройку частоты и панорамный принцип индикации результата.

Структурная схема прибора с последовательным методом анализа представлена на рис. 7.16. Она напоминает схему анализатора цепей СВЧ, рассмотренных ранее. Управление перестройкой частоты гетеродина производится генератором пилообразного напряжения  $u_{\text{упр}}(t)$ . Он задает время анализа  $T_a$ , т.е. время, за которое анализатор сканирует заданный диапазон частот спектра (полосу анализа  $\Delta f_a$ ). Этим же напряжением производят горизонтальное отклонение луча осциллографического индикатора. Гетеродин является генератором качающейся частоты (ГКЧ) с постоянной амплитудой и меняющейся по линейному закону частотой

$f_{\text{гет}}(t) = f_{\text{гет}_n} + \Delta f_a \frac{u_{\text{упр}}(t)}{U_{\text{упр max}}}$ . Сигнал с ГКЧ поступает на смеситель.

Предположим, что на вход анализатора подан синусоидальный сигнал с частотой  $f_c$ . Тогда на выходе смесителя возникают колебания с комбинационными частотами, в том числе с разностной частотой  $f_c - f_{\text{гет}}(t)$ . Этот сигнал подают на вход узкополосного УПЧ, который и производит процедуру частотного анализа спектра.

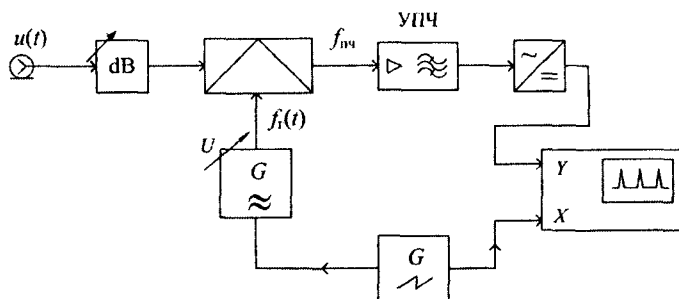


Рис. 7.16. Схема анализатора спектра последовательного типа

На входе УПЧ присутствует сигнал постоянной амплитуды с меняющейся во времени частотой. Закон изменения частоты от времени показан на графике рис. 7.17, где для наглядности ось времени повернута вниз. В момент  $t_0$ , когда выполняется  $f_c - f_{\text{гер}}(t_0) = f_{\text{нч}}$ , на выходе УПЧ появляется радиоимпульс, огибающая которого повторяет форму АЧХ фильтра УПЧ. Это напоминает ситуацию, когда измеряется АЧХ – на вход устройства подаются ЛЧМ-сигнал, на выходе огибающая дает информацию о виде АЧХ.

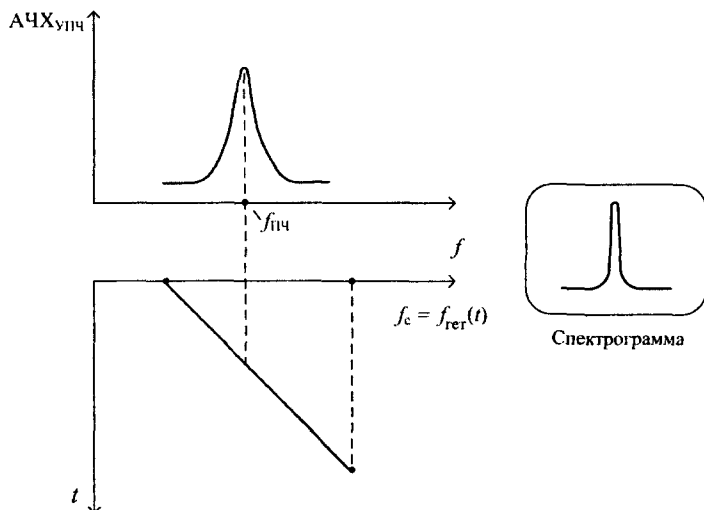


Рис. 7.17. Пояснения принципа действия последовательного анализатора спектра

Выходной радиоимпульс поступает на детектор, где выделяется напряжение, повторяющее его огибающую (видеоимпульс). Этот сигнал

поступает на осциллографический индикатор и наблюдается на его экране. При наличии в составе спектра сигнала нескольких гармоник процесс образования видеоимпульса происходит аналогично, но в другой момент времени. Эти импульсы – отклики спектроанализатора – появляются в разных точках оси  $X$ , которая является осью частот. Такое изображение на экране называется спектрограммой. Она образована откликами на каждую гармоническую составляющую входного сигнала. Величины откликов пропорциональны амплитудам входных гармоник, расположение откликов на оси  $X$  соответствует частотам гармонических составляющих входного сигнала.

Полученная спектрограмма напоминает часто используемое графическое изображение амплитудного спектра периодического сигнала в виде вертикальных линий, длина которых равна амплитуде соответствующих гармонических составляющих сигнала.

Рассмотрим условия **неискаженного воспроизведения спектрограммы**. Отклик повторяет форму АЧХ УПЧ только в статическом режиме, когда изменение частоты происходит медленно по сравнению со скоростью переходных процессов в фильтре. На практике приходится учитывать искажение отклика за счет динамических искажений выходного напряжения фильтра из-за влияния переходных процессов (рис. 7.18). Степень искажений описывают коэффициентом динамических искажений  $\mu$ , который равен отношению постоянной времени фильтра  $\tau_\phi$  к времени  $\tau_0$  пребывания частоты в пределах полосы пропускания фильтра

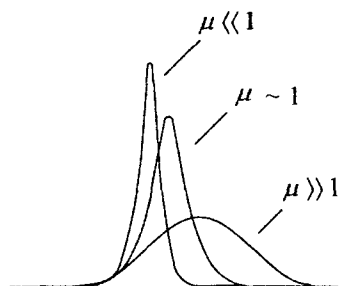


Рис. 7.18. Динамические искажения спектрограммы

$\mu = \tau_\phi / \tau_0$ . Постоянную времени можно оценить через полосу пропускания  $\Delta f_{\text{УПЧ}}$  фильтра:

$$\tau_\phi = \frac{1}{A \Delta f_{\text{УПЧ}}},$$

где  $A = 1, \dots, 2$  – коэффициент, зависящий от схемы фильтра УПЧ. Время пребывания рассчитывается через скорость изменения частоты ГКЧ

$v_f = \frac{\Delta f_a}{T_a}$  и полосу УПЧ:

$$\tau_0 = \frac{\Delta f_{\text{УПЧ}}}{v_f} = \frac{\Delta f_{\text{УПЧ}} T_a}{\Delta f_a}.$$



Коэффициент динамических искажений можно оценить следующим образом:

$$\mu = \frac{\Delta f_a}{A(\Delta f_{\text{УПЧ}})^2 T_a}.$$

Условие статического режима  $\mu \ll 1$  для анализатора спектра является слишком жестким. Вполне допустимо небольшое отклонение формы откликов от АЧХ УПЧ. Считают приемлемым режим работы анализатора с  $\mu \sim 1$ .

Отсюда вытекает **первое условие получения** неискаженной спектрограммы, устанавливающее связь между временем анализа, полосой анализа и полосой пропускания УПЧ:

$$T_a \geq \frac{\Delta f_a}{A(\Delta f_{\text{УПЧ}})^2}.$$

При широкой полосе анализа и узкой полосе пропускания требуемое время анализа может достигать десятков секунд. Так, при исследовании спектров в полосе 1 ГГц и установленной полосе пропускания фильтра 1 кГц время анализа должно быть более 1000 с. Поэтому в анализаторах спектра применяют запоминающие осциллографические трубки, а полоса пропускания УПЧ делается регулируемой. Это позволяет подобрать оптимальное соотношение между временем анализа и формой отклика спектроанализатора.

**Второе условие** получения неискаженной спектрограммы – **неизменность спектра сигнала за время анализа**. Иными словами, в процессе сканирования спектр сигнала не должен меняться – это соответствует условию, когда период сигнала  $T \ll T_a$ . В каждой частотной точке сигнал должен рассматриваться как периодический. В противном случае возникают искажения спектрограммы.

Рассмотрим особый случай исследования импульсных сигналов с большой скважностью ( $\tau_n \ll T$ ). При этом период становится соизмеримым с временем анализа. Получить неискаженную спектрограмму в этом случае не удастся. Однако, если постоянная времени фильтра много меньше периода сигнала, то процессы в узкополосном фильтре можно рассматривать как воздействие на него одиночных импульсов, описываемых спектральной функцией  $S(f)$  (рис. 7.19). Каждому входному импульсу соответствует отклик на экране спектроанализатора. Поскольку в пределах полосы пропускания спектральную функцию широкополосного импульса можно считать постоянной, то воздействие импульса на фильтр аналогично воздействию  $\delta$ -функции. Форма отклика тогда соответствует импульсной характеристике фильтра, а амплитуда отклика пропорциональна значению спектральной функции одиночного

импульса на частоте  $f_c = f_i(t_n) + f_{упч}$ , где  $t_n$  – момент прихода импульса. Например, если  $T_a = 10T$ , то на экране будут наблюдаться 10 откликов, соответствующих 10 входным импульсам. Огибающая их соответствует форме спектральной функции одиночного импульса. Поскольку частота входного сигнала не синхронизирована с частотой развертки, эти отклики при повторном анализе будут перемещаться по экрану. Огибающая спектрограммы таким образом дает информацию о спектральной функции одиночного импульса.

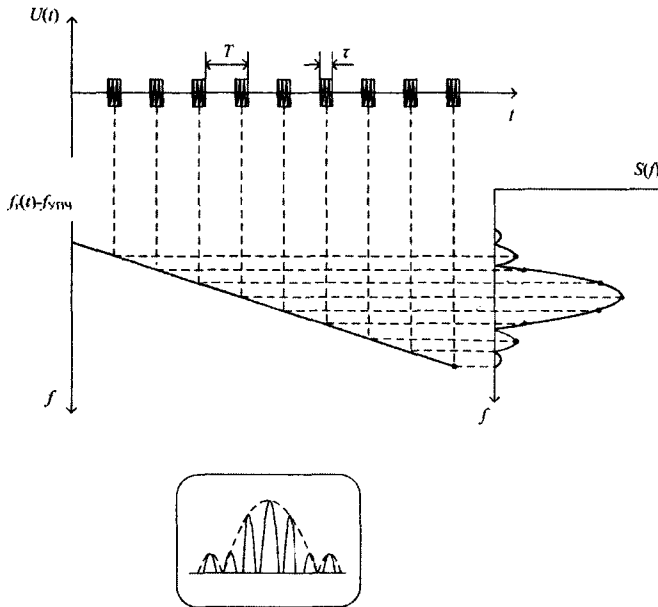


Рис. 7.19. Спектральный анализ импульсов с большой скважностью

Искажают спектрограмму и помехи, попадающие на выход анализатора по зеркальному каналу. Напомним, что для супергетеродинного способа преобразования частоты характерно наличие паразитного зеркального канала прохождения сигнала. При описании принципа работы предполагалось, что в полосу пропускания УПЧ попадает сигнал с разностной частотой  $f_c - f_{гет}(t) = f_{упч}$ . Однако в полосу фильтра попадает также и сигнал с частотой ниже частоты гетеродина на значение промежуточной частоты  $f_{гет}(t) - f_c = f_{упч}$ . Этот канал называют «зеркальным»; гармоника, попадающая на эту частоту, будет преобразована и создаст паразитный отклик, накладывающийся на полезный. Возникнет искажение спектрограммы. Для исключения паразитных сигналов иногда используют фильтрацию сигнала на входе анализатора, что возможно реал-

лизовать, используя электрически перестраиваемый фильтр, настроенный на частоту полезного сигнала (преселектор). В диапазоне СВЧ такой фильтр строят на ЖИГ-резонаторах с электронной перестройкой. Требования к таким фильтрам достаточно жесткие: синхронность перестройки с гетеродином, постоянство коэффициента передачи при перестройке, малый уровень шумов, высокая линейность. Поэтому чаще используют неперестраиваемые полосовые фильтры, пропускающие весь рабочий диапазон частот спектроанализатора.

Для лучшего частотного разделения полезного и зеркального каналов выбирают высокое значение промежуточной частоты. Однако на высоких частотах трудно получить узкие полосы пропускания фильтра. Выход из этого противоречия – использование двойного или тройного преобразования частоты. Частота первой ПЧ выбирается исходя из требований подавления зеркального канала, частота последней ПЧ – с точки зрения реализации узкополосного фильтра.

**Измерение параметров спектра** производят по спектрограмме. Амплитуды (уровни) спектральных составляющих измеряют обычно **методом калиброванных шкал** (аналогично универсальному осциллографу). Вертикальная шкала перед измерениями калибруется в единицах напряжения по образцовому синусоидальному сигналу, подаваемому на вход прибора. Калибровку надо производить после установки полосы пропускания фильтра и скорости изменения частоты гетеродина, так как динамические искажения изменяют амплитуды откликов на экране. Для относительных измерений уровней гармоник применяют метод замещения с использованием входного калиброванного аттенуатора.

Часто в спектроанализаторах применяют логарифмический масштаб изображения по вертикали. Реализуется это путем введения функционального усилительного каскада в канал  $Y$ , имеющего логарифмическую амплитудную характеристику. В этом случае шкала градуируется в логарифмических уровнях мощности дБм.

Для точного измерения частоты метод калиброванных шкал не подходит из-за низкой стабильности установки частотного диапазона спектроанализатора. Вместо него используют **метод сравнения с эталоном**. На вход анализатора вместе с исследуемым сигналом от встроенного или внешнего калибратора подают радиоимпульсы, частота повторения которых стабилизирована кварцем. Спектр импульсов содержит гармоники, расстояние между которыми равно образцовой частоте повторения. Меняя частоту несущей радиосигнала, можно перемещать спектр сигнала калибратора в пределы полосы обзора. Сравнивая исследуемый и образцовый сигналы, по масштабной сетке проводят измерение частот гармоник. Другой способ – подать на вход синусоидальный сигнал с известной частотой. На экране он создаст одиночный отклик –

частотную метку. Перемещая ее по изображению, добиваются совпадения метки с исследуемыми гармониками сигналом.

Более точным является метод стоп-метки. На напряжении генератора развертки делается плоская ступенька (рис. 7.20). В момент появления ступеньки частота перестает меняться. При этом не происходит и перемещения луча по оси  $X$ , вследствие чего на экране образуется яркая точка – частотная метка (подсветка здесь не требуется). Положение метки меняют вручную. В момент остановки частоты вырабатывается импульс запуска внешнего или внутреннего электронно-счетного частотомера. Время измерения ЭСЧ должно укладываться в длительность ступеньки  $\Delta t_m$  (обычно порядка 0,1 с). ЭСЧ измеряет частоту гетеродина. Зная частоту УПЧ, можно рассчитать частоту входного сигнала, соответствующую моменту остановки частоты.

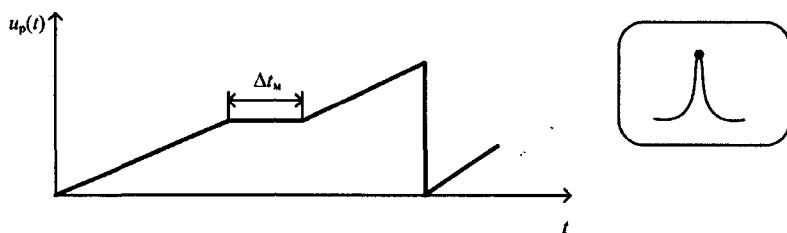


Рис. 7.20. Измерение частоты с помощью стоп-метки

Для получения прямых измерений методом стоп-метки в спектроанализаторах предусматривают систему следящего генератора (рис. 7.21). Она содержит кварцевый генератор с частотой, равной центральной частоте фильтра УПЧ, и смеситель, идентичный установленному в канале сигнала. На выходе смесителя выделяется сигнал с частотой  $f_r + f_{упч}$ , который подается на ЭСЧ и измеряется. Частота этого сигнала равна частоте входного сигнала в точке метки. Преимуществом метода стоп-метки является высокая точность измерения частоты, недостатком – увеличение времени анализа. Отметим, что в точке стоп-метки отсутствуют динамические искажения, что позволяет уточнить положение максимума отклика.

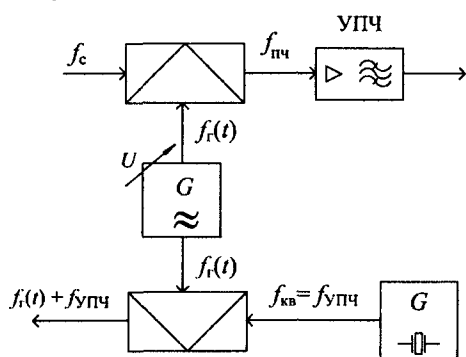


Рис. 7.21. Система следящего генератора анализатора спектра

той  $f_r + f_{упч}$ , который подается на ЭСЧ и измеряется. Частота этого сигнала равна частоте входного сигнала в точке метки. Преимуществом метода стоп-метки является высокая точность измерения частоты, недостатком – увеличение времени анализа. Отметим, что в точке стоп-метки отсутствуют динамические искажения, что позволяет уточнить положение максимума отклика.

Основные параметры последовательных спектроанализаторов.

**Рабочий диапазон частот** – частотный диапазон, в котором работает данный прибор. Рабочий диапазон может быть разбит на поддиапазоны.

**Полоса анализа** – диапазон частот, в котором производится обзор спектра сигнала за один ход развертки. Может регулироваться от максимальной полосы до нуля. В последнем случае спектроанализатор превращается в измерительный приемник с ручной перестройкой частоты.

**Время анализа  $T_a$**  – время обзора рабочей полосы частот. Регулируется в широких пределах и для последовательных спектроанализаторов может достигать десятков секунд. Предусматривают и ручной режим перестройки по частоте – его используют при узких полосах УПЧ в режиме запоминания изображения.

**Разрешающая способность** – минимальная разность частот двух спектральных составляющих, при которых они фиксируются отдельно и могут быть измерены. Количественно задается разностью частот двух гармонических составляющих, которые на экране создают спектрограмму сливающихся на уровне 0,5 откликов (рис. 7.22).

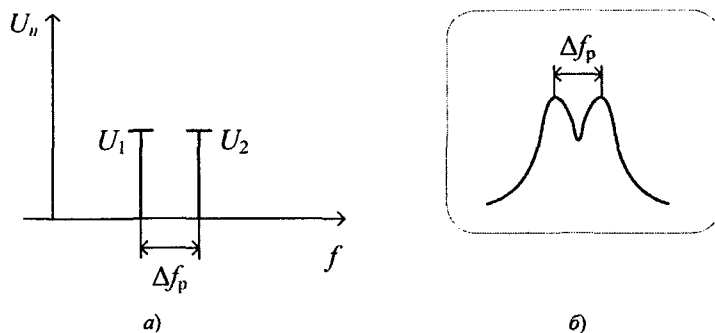


Рис 7.22. Определение разрешающей способности анализатора спектра: а – спектр входных сигналов; б – спектрограмма

Отметим, что разрешающая способность напрямую не определяет точность измерения амплитуд и частот гармоник – она показывает возможность визуально различить отклики от гармонических составляющих. Различают статическую и динамическую разрешающие способности. Статическая определяется шириной полосы пропускания УПЧ. Для типовой формы АЧХ УПЧ используют эмпирическую формулу

$$\Delta f_p \cong \sqrt{3} \Delta f_{\text{УПЧ}}.$$

Динамическая разрешающая способность определяется степенью расширения отклика из-за динамических искажений в фильтре. Так, при коэффициенте динамических искажений  $\mu = 10$  разрешающая способность ухудшается (увеличивается) более чем в 3 раза. Поэтому при исследовании сигналов с близкими гармониками используют увеличение времени анализа при минимально возможной полосе пропускания УПЧ.

**Чувствительность** – минимальный уровень входного синусоидального сигнала, который может быть измерен на экране спектроанализатора с заданной точностью. Она ограничена, как правило, внутренними шумами прибора. Количественно оценивается как минимальное значение синусоидального сигнала, при котором его отклик превышает уровень шумов на экране прибора в заданное число раз (например, на 20 дБ). Иногда в паспорте прибора указывают уровень собственных шумов прибора, который позволяет оценить чувствительность по любому отношению сигнал/шум.

**Максимальный уровень входного сигнала** определяется уровнем допустимых искажений исследуемого спектра при воздействии сигнала на входные активные блоки прибора. При перегрузках большим сигналом в спектрограмме могут появляться дополнительные паразитные составляющие, а амплитуды существующих могут измениться.

**Динамический диапазон** – соотношение максимального и минимального уровней гармоник, при котором искажения спектра пренебрежимо малы. Не следует путать это понятие с диапазоном измеряемых амплитуд сигнала, который при наличии входного аттенюатора может быть шире, чем динамический диапазон. Наличие в реальных сигналах больших и малых уровней гармоник предъявляет жесткие требования к динамическому диапазону. Как правило, он определяется нелинейностью входных блоков спектроанализатора (смесителя, усилителя и пр.). Современные спектроанализаторы имеют высокий динамический диапазон (90... 120 дБ).

**Амплитудно-частотная характеристика** – зависимость измеренной амплитуды гармоники при изменении ее частоты в пределах полосы обзора и постоянной амплитуде на входе. Она определяет систематические погрешности при измерении спектров в широком диапазоне частот.

**Метрологические параметры** – погрешность измерения уровня гармоник  $\delta U$  и погрешность измерения частоты гармоники  $\delta f$ . Погрешность измерения амплитуды включает погрешность калибровки на фиксированной частоте и погрешность неравномерности собственной АЧХ, погрешность калиброванного аттенюатора и пр. Погрешность из-

мерения частоты определяется точностью калибровки шкалы, точностью совмещения метки с выбранной точкой спектрограммы, погрешностью частотомера.

В качестве примера приведем данные отечественного анализатора спектра СВЧ-диапазона С4-60. Он предназначен для работы в диапазоне частот 0,01...39,6 ГГц, разбитом на 6 поддиапазонов. Полоса анализа регулируется в пределах 50 кГц...2 ГГц, полоса пропускания фильтра УПЧ переключается дискретно в пределах 1...300 кГц. Уровень собственных шумов не хуже -70 дБм, динамический диапазон 60 дБ. Точность измерения амплитуды 4...6%, погрешности измерения частоты  $\pm(10^{-2}f + 1)$  МГц, используется калиброванная по частоте шкала. В приборе реализовано тройное преобразование частоты (первая ПЧ – 550 МГц, вторая – 50 МГц, фильтрация сигнала на частоте третьей ПЧ – 3 МГц). Применена запоминающая ЭЛТ, предусмотрен канал следящего генератора. В диапазоне частот 8...12 ГГц на вход анализатора можно подключить фильтр-преселектор с электронной перестройкой по частоте и полосой пропускания 15...65 МГц.

Основные области применения анализаторов спектра.

**Измерение амплитуд и частот линейных спектров.** Современные спектроанализаторы имеют погрешность измерения амплитуды порядка 0,5...2 дБ, частоты –  $10^{-3}$ ... $10^{-6}$  (в зависимости от метода). Практически они заменяют ВЧ-вольтметры и во многих случаях – частотомеры.

**Измерение параметров модуляции.** Коэффициент амплитудной модуляции определяют по амплитудам боковых составляющих. Для частотной модуляции при малых индексах девиацию частоты оценивают также по уровню первых боковых составляющих. При больших индексах модуляции используют преобразователи ЧМ в АМ. Если есть возможность плавно менять частоту модуляции  $F$ , то используют следующее свойство ЧМ-сигнала с синусоидальной модуляцией: амплитуда несущей зависит от индекса модуляции по закону функции Бесселя нулевого порядка. Первый нуль этой функции соответствует значению аргумента 2,404. Меняя частоту модуляции  $F$  (и соответственно, индекс модуляции  $\beta = \frac{\Delta f}{F}$ ), наблюдают вид спектра сигнала. Добиваются нулевой амплитуды несущей; при этом искомая девиация частоты ЧМ-сигнала будет равна  $\Delta f = 2,404F$ .

**Измерение шумовых спектров и соотношения сигнал/шум.** Для измерения спектров шумовых (случайных) сигналов используется режим усреднения откликов спектроанализатора на входной сигнал и де-

тектор среднеквадратических значений. Обычно для усреднения используют увеличение постоянной времени видеофильтра детектора. Именно для этой цели применяют переключаемую полосу пропускания видеофильтра. На экране при этом наблюдается огибающая спектральной плотности мощности шума.

**Измерение спектров квазисинусоидальных сигналов.** Для генераторов с высокой стабильностью частоты (синтезаторов частоты и пр.) искажение формы сигнала связано обычно со случайной флуктуацией фазы (остаточный ФМ шум). Измерить его обычными средствами затруднительно. Однако уровень шума можно оценить по виду спектральной плотности. Он измеряется в дБн/Гц по отношению к сигналу несущей.

**Измерение нелинейных и интермодуляционных искажений.** Такие искажения оцениваются коэффициентом гармоник и коэффициентом интермодуляционных искажений. Эти параметры характеризуют степень линейности радиоустройств. На ВЧ и СВЧ их измеряют спектроанализатором. Определяют амплитуды спектра искаженного сигнала при подаче на вход в первом случае одного синусоидального колебания, во втором – двух колебаний разных частот. В последнем случае амплитуды комбинационных составляющих характеризуют степень вносимых интермодуляционных искажений.

**Исследование паразитных модуляций радиопульсов** проводят по виду их спектра. Можно контролировать наличие и уровень паразитной ЧМ, выявить пропуск импульсов, появление ложных сигналов, флуктуации длительности импульсов и пр.

**Измерение амплитудно-частотных характеристик.** Это возможно в спектроанализаторах со следящим генератором (см. рис. 7.21). Выходной сигнал такого генератора равен частоте настройки анализатора в любой момент времени. Следовательно, если соединить выход следящего генератора с входом анализатора, то на экране появится горизонтальная линия уровня сигнала генератора. При включении между выходом и входом устройства с неравномерной АЧХ изображение на экране будет повторять частотную зависимость модуля коэффициента передачи. Спектроанализатор в этом случае выполняет функцию высокочувствительного индикатора с практически равномерной частотной характеристикой и малой нелинейностью. Достоинством такого метода по сравнению со стандартными измерителями АЧХ является большой динамический диапазон и низкий уровень шумов.

В современных спектроанализаторах используют цифровую обработку видеосигнала после его фильтрации и детектирования. Применяют цифровые сигнальные процессоры, которые позволяют увеличить



динамический диапазон и расширить функциональные возможности прибора. При этом вывод спектрограммы осуществляют на растровый дисплей; измерение амплитуд и частот гармоник осуществляют цифровым способом.

---

## **ВЫВОДЫ**

Методы измерения параметров радиосигналов на СВЧ не сильно отличаются от традиционных радиоизмерений. Для контроля уровня сигналов используют измерители мощности СВЧ – ваттметры. Основные принципы их работы – преобразование СВЧ-энергии в тепло, нелинейное преобразование сигнала в постоянное напряжение, эффект Холла.

Измерение частоты радиосигналов на СВЧ проводят резонансным методом и методом дискретного счета. Резонансный метод используют в встраиваемых малогабаритных частотомерах. Метод дискретного счета применяют вместе с преобразователями частоты СВЧ-сигналов в электронно-счетных частотомерах.

Анализаторы спектра СВЧ-сигналов строят по принципу последовательного анализа. Используют панорамный принцип индикации и электронную перестройку рабочей частоты. Спектроанализаторы СВЧ – многофункциональные приборы, решающие различные задачи исследования радиосигналов: определение параметров модуляции, измерение мощности и частоты спектральных составляющих.

# ПРИЛОЖЕНИЕ 1


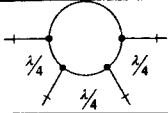
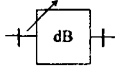

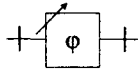
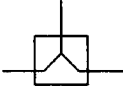
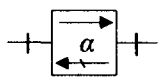
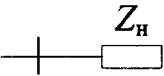
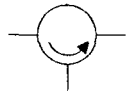
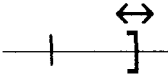
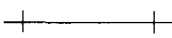
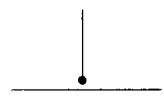
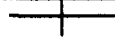
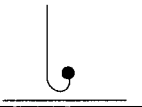
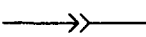

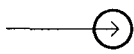
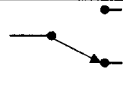
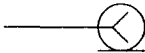
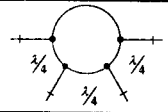
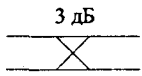
## УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

### НА СХЕМАХ

#### Приборы и устройства

|   |                                     |   |                                       |
|---|-------------------------------------|---|---------------------------------------|
|    | Генератор радиосигналов СВЧ         |    | Смеситель (преобразователь) частоты   |
|    | Генератор пилообразного напряжения  |    | Умножитель частоты                    |
|    | Генератор прямоугольных импульсов   |    | Делитель частоты                      |
|    | Генератор кратковременных импульсов |    | Модулятор диодный                     |
|    | Кварцевый генератор                 |    | Усилитель                             |
|   | Генератор, управляемый напряжением  |   | Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) |
|  | Фильтр низкой частоты (ФНЧ)         |  | Преобразователь вида сигнала          |
|  | Фильтр высокой частоты (ФВЧ)        |  | Аналого-цифровой преобразователь      |
|  | Полосно-пропускающий фильтр (ППФ)   |  | Измерительный прибор                  |
|  | Полосно-заграждающий фильтр (ПЗФ)   |  | Детекторная головка                   |

### Элементы измерительного тракта

|   |  |   |                                 |
|---|--|---|---------------------------------|
|    | Исследуемое устройство                     |    | Кольцо гибридное                |
|    | Аттенюатор регулируемый                    |    | Волноводно-коаксиальный переход |
|    | Фазовращатель регулируемый                 |    | Делитель мощности               |
|    | Вентиль                                    |    | Оконечная нагрузка              |
|    | Циркулятор                                 |    | Короткозамыкающий плунжер       |
|    | Отрезок линии передачи                     |    | Зонд в линии передачи           |
|    | Соединение линий передачи симметричное     |   | Петля связи в линии передачи    |
|  | Соединение линий передачи – несимметричное |  | Перестраиваемый резонатор       |
|  | Коаксиальный разъем-вилка                  |  | Коммутатор линий передачи       |
|  | Коаксиальный разъем-розетка                |  | Кольцо гибридное                |
|  | Направленный ответвитель (3 дБ)            |   |                                 |

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2

### КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ СОГЛАСНО ГОСТ

Согласно ГОСТ 15094-86 все радиоизмерительные приборы, серийно выпускаемые отечественной промышленностью, получают условное обозначение, состоящее из трех элементов:

1. Буква русского алфавита, обозначающая подгруппу прибора и отражающая его функциональное назначение;

2. Цифра – номер вида прибора (от 1 до 9);

3. Порядковый номер модели конкретного прибора (через дефис).

Так, например, измерительная линия может иметь обозначение Р1-4, анализатор спектра – С4-60, стробоскопический осциллограф – С7-18. Для комбинированных приборов, предназначенных для нескольких видов измерений, после буквы функционального назначения добавляют букву «К» (например, фазометр СВЧ ФК2-18).

**Таблица 1. Подгруппы радиоизмерительных приборов СВЧ-диапазона**

| Подгруппа приборов |  | Вид приборов |   |
|--------------------|--|--------------|---|
| Обозначение        | Наименование   | Обозначение  | Наименование  |
| Р                  | Приборы<br>для измерений<br>параметров устройств<br>с распределенными<br>постоянными | Р1           | Линии измерительные                                 |
|                    |  | Р2           | Измерители КСВН<br>и ослабления                     |
|                    |  | Р3           | Измерители полных<br>сопротивлений нагрузки         |
|                    |  | Р4           | Измерители<br>комплексных<br>коэффициентов передачи |
| Ч                  | Приборы<br>для измерения<br>частоты  | Ч2           | Резонансные<br>частотомеры                          |
|                    |  | Ч3           | Электронно-счетные<br>частотомеры                   |
|                    |  | Ч5           | Переносчики частоты                                 |

|   |  |    |   |
|---|--|----|---|
| Ф | Приборы для измерения разности фаз и группового времени запаздывания | Ф2 | Фазометры                                   |
|   |  | Ф3 | Измерители фазового сдвига                  |
| М | Ваттметры  | М2 | Ваттметры проходящей мощности               |
|   |  | М3 | Ваттметры поглощаемой мощности              |
|   |  | М5 | Преобразователи мощности приемные           |
| Д | Приборы для измерения ослабления                                     | Д2 | Резисторные аттенюаторы                     |
|   |  | Д3 | Поляризационные аттенюаторы                 |
|   |  | Д4 | Предельные аттенюаторы                      |
|   |  | Д5 | Поглощающие аттенюаторы                     |
| Г | Генераторы измерительные   | Г4 | Источники радиосигналов ВЧ и СВЧ            |
| С | Приборы для наблюдения формы сигнала и спектра                       | С1 | Универсальные осциллографы                  |
|   |  | С4 | Анализаторы спектра                         |
|   |  | С7 | Скоростные и стробоскопические осциллографы |

## СОКРАЩЕНИЯ

---

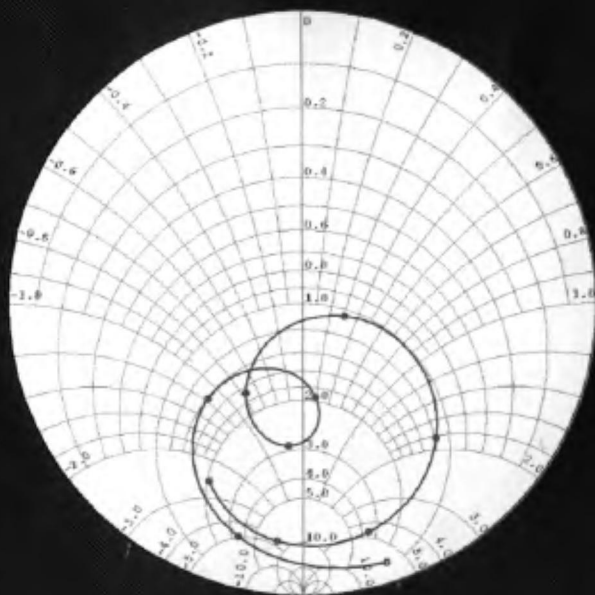
- СВЧ** – сверхвысокие частоты (MW – microwaves)
- ВЧ** – высокие частоты (RF – Radio Frequencies);
- ПЧ** – промежуточные частоты (Intermediate Frequencies);
- НЧ** – низкие частоты (LF – Low Frequencies);
- АЧХ** – амплитудно-частотная характеристика (frequency response curve);
- ФЧХ** – фазочастотная характеристика (phase-frequency variation);
- ФВЧ** – фильтр высоких частот (HPF – High Pass Filter)
- ФНЧ** – фильтр низких частот (LPF – Low Pass Filter)
- АМ** – амплитудная модуляция (AM – amplitude modulation);
- ЧМ** – частотная модуляция (FM – frequency modulation);
- КСВН** – коэффициент стоячей волны по напряжению (VSWR – Voltage Standing Wave Ratio);
- БПФ** – быстрое преобразование Фурье (FFT – Fast Fourier Transform);
- ООС** – отрицательная обратная связь (FB – Feedback);
- ГКЧ** – генератор качающейся частоты (sweep generator);
- ГУН** – генератор, управляемый напряжением (VCO – voltage-controlled oscillator);
- ЭСЧ** – электронно-счетный частотомер (frequency counter);
- СН** – согласованная нагрузка (matched load);
- КЗ** – короткозамкнутая нагрузка (SC – Short Circuit);
- ХХ** – нагрузка холостого хода (OC – Open Circuit);
- НО** – направленный ответвитель (DC – Directional Coupler)
- ЛОВ** – лампа обратной волны (BWO – Backward-Wave Oscillator);
- ЖИГ** – железо-иттриевый гранат (YIG – Yttrium Iron Garnet);
- АРУ** – автоматическая регулировка усиления (AGC – Automatic Gain Control);
- АРМ** – автоматическая регулировка мощности (APC – Automatic Power Control);
- ФАПЧ** – фазовая автоподстройка частоты (PLL – Phase-Locked Loop);

- АЦП** – аналого-цифровой преобразователь (ADC – Analog to Digital Converter);
- ЦАП** – цифро-аналоговый преобразователь (DAC – Digital to Analog Converter);
- ФД** – фазовый детектор (phase detector);
- ПЧ** – преобразователь частоты (FC – Frequency Converter);
- DUT** – Device Under Test (тестируемое устройство);
- SNA** – Scalar Network Analyzer (скалярный анализатор цепей СВЧ);
- VNA** – Vector Network Analyzer (векторный анализатор цепей СВЧ);
- ANA** – Automatic Network Analyzer (автоматизированный (вычислительный) анализатор цепей СВЧ);
- SOLT** – Short, Open, Load, Through (тип калибровки анализаторов цепей СВЧ);
- BW** – Bandwidth (ширина полосы частот);
- GPiB** – General Purpose Interface Bus (приборный интерфейс, канал общего пользования КОП);
- LO** – Local Oscillator (местный гетеродин ПЧ).

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

А. А. Данилин

# ИЗМЕРЕНИЯ В ТЕХНИКЕ СВЧ





# ИЗМЕРЕНИЯ В ТЕХНИКЕ СВЧ



**Александр Алексеевич Данилин** - кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ радиотехники Ленинградского электротехнического института (ЛЭТИ).

Область научных интересов: разработка вычислительных алгоритмов и компьютерных методов анализа СВЧ-устройств; программирование компьютерных измерительных систем; анализ ускоряющих систем радиочастотных ускорителей заряженных частиц; компьютерное моделирование многовibratorных антенных систем; измерение параметров диэлектриков на СВЧ. Имеет 66 научных и научно-методических работ.

---

Рассмотрены основные методы измерения параметров устройств и сигналов в диапазоне СВЧ, схемы и способы построения современных измерительных приборов СВЧ-диапазона. Дан анализ погрешностей СВЧ-измерений, представлены пути их уменьшения. Приведены основные технические характеристики СВЧ-аппаратуры измерений и особенности ее использования при экспериментальных исследованиях СВЧ-устройств различного назначения.

*Предназначено для студентов вузов, обучающихся по направлению «Радиотехника». Может быть полезно научным и инженерно-техническим работникам радиоэлектронных специальностей.*

ISBN 978-5-88070-158-2



9 785880 701582