

А. А. ДАНИЛИН

ИЗМЕРЕНИЯ В РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

Издание второе, стереотипное



ЛАНЬ

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ • МОСКВА • КРАСНОДАР

2026

УДК 621.396.6
ББК 32.842я73

Д 18 **Данилин А. А.** Измерения в радиоэлектронике сверхвысоких частот : учебное пособие для вузов / А. А. Данилин. — 2-е изд., стер. — Санкт-Петербург : Лань, 2026. — 348 с. : ил. — Текст : непосредственный.

ISBN 978-5-507-54802-6

В учебном пособии рассмотрены основные методы измерения параметров устройств и сигналов в диапазоне СВЧ, структурные схемы и способы построения современных измерительных приборов СВЧ-диапазона. Приведены технические характеристики и особенности их использования при экспериментальных исследованиях устройств СВЧ различного назначения. Материал пособия представлен с учетом современных достижений радиоизмерительной техники, что позволяет ликвидировать пробелы в существующей учебной литературе по аналогичной тематике. Помимо теоретического материала приводятся контрольные вопросы для самостоятельной работы студентов.

Учебное пособие рекомендовано для использования в учебном процессе технических вузов по направлениям «Радиотехника», «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», «Конструирование и технология электронных средств», а также по программе подготовки «Радиоэлектронные системы и комплексы». Пособие может быть полезным для аспирантов, инженеров и специалистов, работающих в области СВЧ-радиоэлектроники.

УДК 621.396.6
ББК 32.842я73

Рецензент

Ю. П. САЛОМАТОВ — кандидат технических наук, профессор,
зав. кафедрой радиотехники Сибирского федерального университета.

Обложка

П. И. ПОЛЯКОВА

© Издательство «Лань», 2026
© А. А. Данилин, 2025
© Издательство «Лань»,
художественное оформление, 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	6
ВВЕДЕНИЕ	8
1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЙ В СВЧ-ДИАПАЗОНЕ	13
1.1. Методы анализа СВЧ-устройств.....	13
1.2. Волновые матрицы рассеяния СВЧ-устройств и их свойства.....	16
1.3. Алгоритм объединения блоков декомпозиционных схем СВЧ матричным методом	23
1.4. Метод направленных графов и его использование для объединения блоков декомпозиционных схем СВЧ	25
Контрольные вопросы.....	33
2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ТРАКТ СВЧ	35
2.1. Назначение и структура измерительного тракта СВЧ.....	35
2.2. Измерительный тракт для определения коэффициентов отражения	38
2.3. Измерительный тракт для определения коэффициентов передачи	43
2.4. Коаксиальный измерительный тракт СВЧ	46
2.5. Волноводный измерительный тракт СВЧ	54
Контрольные вопросы.....	60
3. ЭЛЕМЕНТЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАКТОВ СВЧ.....	61
3.1. Однопортовые элементы (СВЧ-нагрузки)	61
3.2. Двухпортовые СВЧ-элементы измерительных трактов	64
3.3. Трехпортовые узлы измерительных трактов СВЧ	76
3.4. Четырехпортовые СВЧ-элементы измерительных трактов.....	79
3.5. Детекторы СВЧ-сигналов.....	87
3.6. Преобразователи частоты измерительных СВЧ-сигналов	90
Контрольные вопросы.....	94
4. СКАЛЯРНЫЕ И ВЕКТОРНЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ ЦЕПЕЙ СВЧ.....	96
4.1. Классификация измерителей параметров СВЧ-цепей	96
4.2. Метод разделения волн.....	97
4.3. Погрешности векторных анализаторов цепей и методы их калибровки.....	99
4.4. Скалярные анализаторы цепей СВЧ. Измерители КСВН и ослабления.....	111
4.5. Векторные анализаторы цепей СВЧ. Измерители комплексных коэффициентов матрицы рассеяния.....	120
4.6. Автоматизированные вычислительные анализаторы цепей СВЧ	122
4.7. Тенденции развития векторных анализаторов цепей СВЧ.....	133
Контрольные вопросы.....	133
5. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-УСТРОЙСТВ НА ФИКСИРОВАННЫХ ЧАСТОТАХ	135
5.1. Измерительная линия.....	135

5.2. Измерители полных сопротивлений поляризационного типа.....	146
5.3. Четырехзондовый датчик полных сопротивлений	150
5.4. Метод калибруемого многополюсника (Six-Port)	152
5.5. Реализации схем широкополосного калибруемого многополюсника.....	155
5.6. Измерение коэффициентов передачи методом калибруемого многополюсника	159
5.7. Мостовые методы измерения полных сопротивлений	162
5.8. Измерение ослабления на СВЧ	164
5.9. Измерение фазовых сдвигов на СВЧ	168
5.10. Измерение группового времени запаздывания	173
Контрольные вопросы.....	175
6. МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКОВ НА СВЧ.....	177
6.1. Общие вопросы измерения параметров СВЧ-диэлектриков	177
6.2. Резонаторный метод.....	178
6.3. Метод линии передачи.....	184
6.4. Волноводный метод измерения параметров диэлектриков	186
6.5. Измерение параметров диэлектриков в свободном пространстве.....	189
6.6. Метод торцевого коаксиального датчика	192
Контрольные вопросы.....	198
7. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ	199
7.1. Принципы построения измерительных генераторов СВЧ	199
7.2. Аналоговые измерительные генераторы СВЧ	201
7.3. Генераторы шумовых сигналов СВЧ-диапазона	206
7.4. Аналоговые и цифровые синтезаторы частоты	211
7.5. Векторные генераторы СВЧ.....	219
Контрольные вопросы.....	221
8. СКОРОСТНЫЕ И СТРОБОСКОПИЧЕСКИЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ	222
8.1. Классификация осциллографов	222
8.2. Универсальные и скоростные осциллографы	223
8.3. Принцип действия стробоскопического осциллографа	231
8.4. Структурная схема стробоскопического осциллографа	234
8.5. Особенности применения стробоскопических осциллографов	237
Контрольные вопросы.....	240
9. ЦИФРОВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ СВЧ	242
9.1. Принцип действия и структурная схема цифрового осциллографа.....	242
9.2. Режимы работы цифрового осциллографа	251
9.3. Особенности применения цифровых осциллографов	258
9.4. Измерение джиттера в цифровых системах с помощью ЦО	260
9.5. Обнаружение редких аномалий цифровых сигналов с помощью ЦО	261
Контрольные вопросы.....	264

10. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА СВЧ-ДИАПАЗОНА	265
10.1. Общие вопросы измерения спектра радиосигналов	265
10.2. Принцип действия аналоговых анализаторов спектра последовательного типа.....	270
10.3. Измерение параметров спектральных составляющих сигналов.....	277
10.4. Основные параметры анализаторов спектра	279
10.5. Вычислительные анализаторы спектра	288
10.6. Векторные анализаторы сигналов и измерительные приёмники.....	296
Контрольные вопросы.....	297
11. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ СВЧ-РАДИОСИГНАЛОВ.....	299
11.1. Классификация методов измерения мощности на СВЧ	299
11.2. Терморезисторные преобразователи мощности СВЧ-сигналов	303
11.3. Термоэлектрические датчики мощности	307
11.4. Диодные преобразователи мощности СВЧ	309
11.5. Калометрические СВЧ-ваттметры.....	312
11.6. СВЧ-ваттметры проходящей мощности	316
Контрольные вопросы.....	320
12. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ РАДИОСИГНАЛОВ НА СВЧ	321
12.1. Классификация методов измерения частоты	321
12.2. Аналоговые методы измерения частоты СВЧ-сигналов	323
12.3. Цифровые методы измерения частоты в СВЧ-диапазоне	328
12.4. Преобразователи и переносчики частоты СВЧ-диапазона.....	332
Контрольные вопросы.....	335
ПРИЛОЖЕНИЯ	337
Приложение 1. Список сокращений и их англоязычные эквиваленты.....	337
Приложение 2. Условные обозначения на структурных схемах.....	339
ЛИТЕРАТУРА	344

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современная радиоизмерительная техника высоких и сверхвысоких частот в настоящее время находится в стадии бурного развития. Каждый год появляются новые и модернизированные измерительные приборы и комплексы, модульные системы, виртуальные приборы и пр. Ведущие приборостроительные предприятия и фирмы постоянно улучшают метрологические и эксплуатационные параметры своей продукции. Широкое использование микропроцессорных и вычислительных приборов существенно расширило область использования СВЧ измерительной техники, позволило совместить измерения с процедурой обработки их результатов, автоматизировать их проведение. Однако учебной литературы, в которой рассматриваются вопросы применения современной радиоизмерительной техники СВЧ-диапазона, в настоящее время явно не хватает. Настоящее пособие призвано ликвидировать этот пробел. Его цель — используя материал, изучаемый в дисциплинах «Электромагнитные поля и волны», «Устройства СВЧ», «Техническая электродинамика», «Основы метрологии и радиоизмерений» и подобных им, обеспечить студентов информацией о современных средствах и методах измерений параметров радиоустройств СВЧ-диапазона.

Настоящее учебное пособие посвящено в основном стандартным методам и средствам измерений на СВЧ. Главное внимание уделено современным методам измерений параметров СВЧ-устройств, автоматизированным анализаторам цепей СВЧ, принципам их работы и особенностям использования (главы 1...4). Достаточно подробно рассмотрены традиционные методы с использованием измерительных линий, мостовых схем и методов замещения (гл. 5). Описаны специфические методы и средства измерения параметров диэлектриков на СВЧ (гл. 6). Выделены в отдельную главу 7 вопросы, связанные с принципами построения измерительных генераторов и синтезаторов СВЧ-диапазона. Рассмотрены основные методы и средства измерения параметров СВЧ-сигналов — быстродействующие осциллографы и спектроанализаторы СВЧ, измерители мощности и частоты радиосигналов СВЧ (гл. 8...12).

Данное учебное пособие написано в предположении, что студенты имеют достаточную теоретическую и практическую подготовку по математике, физике, теории электрических цепей, изучали дисциплины «Электромагнитные поля и волны», «Устройства СВЧ и антенны», «Радиотехнические цепи и сигналы», «Основы метрологии и радиоизмерений» в рамках стандартов направлений «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи». Оно может быть использовано при изучении курсов «Метрология и радиоизмерения», а также ряда специальных курсов профильной подготовки радиоинженеров по специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы», бакалавров и магистров по направлениям «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Материал учебного пособия базируется на курсах лекций и лабораторных работ по дисциплинам «Приборы и техника радиоизмерений» и «Измерения на СВЧ», читаемых в течение многих лет на факультете радиотехники и телеком-

муникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». Пособие может быть основой подготовки специалистов в области современной радиоэлектроники в части измерений и тестирования радиоустройств и систем телекоммуникаций СВЧ-диапазона. Автор надеется, что учебное пособие также может быть полезно студентам, аспирантам, научным работникам и инженерам смежных специальностей.

Пособие включает большое количество рисунков, графиков и структурных схем, таблицу условных обозначений и список рекомендуемой литературы по радиоэлектронным измерениям. Контрольные вопросы в конце каждой главы позволяют в процессе самостоятельной работы проверить уровень усвоения материала и способность студентов решать актуальные измерительные задачи.

Автор с благодарностью примет вопросы, замечания и предложения по учебному пособию по адресу: aadanilin@mail.ru.

ВВЕДЕНИЕ

Под радиоэлектроникой сверхвысоких частот (СВЧ) обычно понимают разделы радиотехники и радиоэлектроники, которые касаются вопросов анализа, синтеза и практической реализации устройств, работающих в области частот от 300 МГц и до 300 ГГц. Согласно отечественным стандартам сюда входят диапазоны ультравысоких (УВЧ: 300 МГц...3 ГГц), сверхвысоких частот (СВЧ: 3...30 ГГц) и крайне высоких частот (КВЧ: 30...300 ГГц). Это деление частотного диапазона соответствует дециметровому (ДМВ), сантиметровому (СМВ) и миллиметровому (ММВ) диапазонам длин волн. В англоязычной литературе используют более мелкое дробление диапазонов УВЧ и СВЧ согласно установленным радиолокационным диапазонам (табл. В.1).

Таблица В.1

Частотный диапазон, ГГц	Обозначение
0.3...1.0	UHF-band <i>Ultra High Frequency</i>
1.0...2.0	L-band <i>Long</i>
2.0...4.0	S-band <i>Short</i>
4.0...8.0	C-band <i>Compromise</i>
8.0...12.4	X-band
12.4...18.0	Ku-band <i>under K</i>
18.0...26.5	K-band <i>нем. kurz — «короткий»</i>
26.5...40.0	Ka-band <i>above K</i>
40.0...75.0	V-band
75.0...110.0	W-band

Для обозначения всего СВЧ-диапазона (в широком смысле слова — как совокупность частот диапазонов УВЧ, СВЧ и КВЧ) в англоязычной литературе используется термин *microwaves* (микроволны). Этот термин используется и в отечественной литературе, но чаще всего применительно к технологическим областям (микроволновые печи, мощная микроволновая электроника и пр.).

Отметим особенности и преимущества использования СВЧ-диапазона в современной радиоэлектронике:

- на СВЧ более высокая информационная емкость канала связи при том же отношении сигнал/шум, что и для передачи сигналов низких частот;
- земная атмосфера имеет малое затухание в СВЧ-диапазоне, что обеспечивает более дальнюю радиосвязь;
- в диапазоне 1...10 ГГц наблюдается минимум шумов атмосферного, космического и искусственного происхождения. Это повышает отношение сигнал/шум канала связи;
- с увеличением частоты возрастает направленность антенн, так как она зависит от соотношения размера антенны к длине волны;
- ряд веществ (и прежде всего вода) эффективно поглощают СВЧ-излучение. Это позволяет использовать его в промышленности (СВЧ-нагрев, сушка и плавка);

- быстродействующие системы цифровой связи используют широкополосные сигналы, спектры которых попадают в СВЧ-диапазон.

Направления радиоэлектроники, где используется СВЧ-диапазон частот:

- радиолокация (одно из первых применений электромагнитных волн СВЧ-диапазона);
- микроволновая радиорелейная связь, обеспечивающая многоканальную передачу аудио-, видео- и цифровой информации различного назначения;
- кабельная и беспроводная связь (Wi-Fi, Bluetooth, сотовая телефония и др.);
- спутниковая и космическая связь (передача больших объёмов информации через спутники связи);
- радионавигация (навигационные системы GPS, ГЛОНАСС и др.);
- радиоастрономия;
- метеорология (микроволновые радиометры для исследований в области погоды и климата, а также для атмосферного мониторинга);
- радиоразведка и радиоконтроль;
- экспериментальная физика (нагрев и диагностика плазмы, молекулярная спектроскопия газов, жидкостей и твёрдых тел и пр.);
- материаловедение (исследование свойств веществ в СВЧ-диапазоне);
- медицина и биология (спектроскопия на основе электронного парамагнитного резонанса, микроволновая диатермия и пр.);
- метрология (цезиевый и водородный эталон частоты и времени, стандарт напряжения на основе эффекта Джозефсона);
- технологические и энергетические применения СВЧ-колебаний — нагрев и сушка, приготовление пищи, СВЧ-энергетика (генерация и передача энергии на СВЧ);
- радиочастотные ускорители заряженных частиц.

Главной особенностью СВЧ-радиоэлектроники является соизмеримость размеров СВЧ-устройств с длиной волны. Это свойство приводит к тому, что традиционные компоненты радиоаппаратуры — соединительные проводники, резонансные контуры, конденсаторы и индуктивности — становятся распределёнными системами. В СВЧ-устройствах вместо соединительных проводников применяют линии передачи, а колебательные системы представляют собой объёмные резонаторы. Вместо сосредоточенных элементов электрических схем используют различные компоненты, включаемые в линии передачи (штыри, диафрагмы и пр.).

Основой теоретического 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 расчёта параметров базовых блоков декомпозиционных схем привлекаются *методы прикладной электродинамики* и *численные модели* систем автоматизированного проектирования СВЧ-устройств (САПР СВЧ). При практической реализации устройств СВЧ ключевую роль играют экспериментальные методы исследования, настройки и контроля характеристик спроектированных устройств.

Измерения в радиоэлектронике СВЧ (в англоязычной литературе microwave measurements — микроволновые измерения) являются совокупностью методов

и средств измерения сигналов и устройств в СВЧ-диапазоне. Обычно под измерениями на СВЧ понимают экспериментальное определение параметров и характеристик закрытых, замкнутых объектов и узлов. Измерения параметров антенн СВЧ и измерения распределения поля в свободном пространстве относят, как правило, к антенной тематике. Последние имеют свою специфику и в настоящем пособии не рассматриваются. Кроме этого, свои особенности в СВЧ-диапазоне имеют методы и средства измерения параметров радиосигналов (осциллография, спектральный анализ, частотные и фазовые измерения и пр.).

Рассмотрим **особенности** измерений на СВЧ по сравнению с традиционными радиоизмерениями на более низких частотах:

- значительные проблемы вызывает подключение измерительной аппаратуры к исследуемому устройству, не нарушающее режим работы устройства. Требуется конструировать специальные элементы подключения СВЧ-датчиков и преобразователей к объекту измерения (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. Возникают сложности при введении измерительных датчиков в исследуемые объекты;
- при использовании линий передачи требуется обеспечивать минимальные отражения волн на соединительных элементах, на сгибах и концах линий (обеспечить «согласование» измерительного тракта);
- в волноводных линиях передачи существует неоднозначность отсчёта напряжений и токов. Поэтому в СВЧ-диапазоне для характеристики величины сигналов переходят к мощности как единице измерения их уровня;
- в технике СВЧ необходимо измерять новые параметры — коэффициент стоячей волны, коэффициент отражения, параметры рассеяния.

Кроме перечисленных особенностей, измерениям на СВЧ свойственны **ограничения** технического порядка, связанные с несовершенством существующей аппаратуры:

- на СВЧ сложно создать измерительные генераторы достаточной мощности с перестройкой в широком диапазоне частот и высокой стабильностью частоты;
- практически отсутствуют измерительные усилители со стабильными метрологическими характеристиками в широком диапазоне частот. Это приводит к необходимости работать с измерительными сигналами малого уровня в присутствии шумов и помех;
- ограниченный выбор невзаимных устройств (вентили, циркуляторы), работающих в широком диапазоне частот. Это затрудняет задачу согласования измерительных трактов СВЧ;
- частотные ограничения традиционных радиоизмерительных приборов (осциллографов, вольтметров, частотомеров и пр.) приводят к необходимости создания приборов аналогичного назначения на новых принципах работы (скоростные и стробоскопические осциллографы, переносчики частоты и пр.).

Для решения каждой конкретной измерительной задачи в СВЧ-диапазоне приходится индивидуально подбирать методику и средства измерений, а в ряде

случаев даже разрабатывать уникальную измерительную аппаратуру. Часто требуется выполнять предварительный теоретический и расчётный анализ измерительной схемы, особенно для оценки погрешностей. Поэтому к основным этапам традиционного измерительного процесса (постановка задачи и планирование измерений, выполнение эксперимента и обработка его данных) добавляют этап оценочных измерений. С их помощью приблизительно определяют отдельные характеристики исследуемого устройства, оценивают его работоспособность, возможность работать в штатном режиме. Затем (в случае необходимости) проводят оптимизацию измерительной схемы для получения наилучших результатов (например, добавление вспомогательного усилителя, включение развязывающего устройства, изменение частотного диапазона измерений и пр.). Далее во многих случаях проводят «калибровку» СВЧ измерительного тракта с целью исключения систематических погрешностей, порождённых его несовершенством. Результаты калибровки затем используют при обработке итоговых опытных данных («коррекция ошибок»). Процедура калибровки позволяет получить наивысшую точность результатов.

Какие **виды измерений** в СВЧ-диапазоне имеют существенные отличия от радиоизмерений на более низких частотах? Это прежде всего измерения *внешних параметров* СВЧ-устройств (чаще всего элементов матрицы рассеяния), исследование высокочастотных резонансных структур СВЧ-диапазона, измерение параметров различных материалов в широком диапазоне частот. Эти виды измерений выполняют различными приборами — скалярными и векторными анализаторами цепей СВЧ, измерительными линиями, рефлектометрами на основе калибруемого многополюсника и др.

Вид и характеристики *радиосигналов* на СВЧ измеряются более привычными для радиоинженера методами:

- исследование формы сигналов СВЧ-диапазона проводят с помощью быстродействующих цифровых, стробоскопических или — реже — скоростных осциллографов;
- анализ спектров в СВЧ-диапазоне осуществляют спектроанализаторами последовательного типа и анализаторами сигналов СВЧ;
- измерение частоты СВЧ-сигналов проводят резонансным способом или методом дискретного счета с преобразованием частоты (электронно-счётными СВЧ частотомерами);
- измерение фазового сдвига и фазочастотных характеристик СВЧ-устройств выполняют фазометрами с преобразованием частоты или фазовыми детекторами СВЧ;
- измерение значений средней и импульсной мощности СВЧ-сигналов проводят широкополосными ваттметрами с терморезисторными, термоэлектрическими и диодными датчиками.

Какие **стандартные** средства измерения применяют в диапазоне СВЧ? Согласно ГОСТ 15094-86 отечественные средства радиоизмерений классифицируют по функциональному назначению. Радиоизмерительные приборы в зависимости от измеряемых величин и основной измерительной функции делят на подгруппы и виды, которым присваиваются буквенно-цифровые обозначе-

ния. Рассмотрим те подгруппы радиоизмерительных приборов, которые применяются в СВЧ-диапазоне.

Подгруппа Р — приборы для измерений параметров устройств и приборов с распределёнными параметрами. Виды и назначение приборов:

- Р1 — измерительные линии — измерение параметров стоячих волн в линии передачи;
- Р2 — измерители КСВ и ослабления — измерение модулей коэффициентов передачи и отражения;
- Р3 — измерители комплексных коэффициентов отражения и полных сопротивлений нагрузок СВЧ;
- Р4 — измерители параметров матрицы рассеяния — комплексных коэффициентов передачи и коэффициентов отражения.

Кроме этого, для измерения комплексных коэффициентов передачи СВЧ-устройств применяют комбинированные фазометры вида ФК2, ФК3, которые имеют режимы измерения как фазового сдвига, так и ослабления (коэффициента передачи).

Измерение мощности в СВЧ-диапазоне проводят ваттметрами, входящими в подгруппу М. Виды ваттметров:

- М2 — ваттметры проходящей мощности в линии передачи;
- М3 — ваттметры мощности, поглощаемой нагрузкой линии передачи;
- М5 — измерительные преобразователи, входящие в состав ваттметров (болومترические, термисторные или детекторные датчики).

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

- Д2 — фиксированные или дискретные аттенюаторы поглощающего типа;
- Д3 — аттенюаторы поляризационного типа;
- Д4 — предельные аттенюаторы;
- Д5 — поглощающие аттенюаторы с плавной регулировкой.

Измерение частоты проводят приборами подгруппы Ч. Виды частотомеров СВЧ:

- Ч2 — резонансные частотомеры (волномеры);
- Ч3 — электронно-счётные частотомеры с преобразователями частоты.

Осциллографы, используемые в СВЧ-диапазоне, должны иметь широкую рабочую полосу и высокое быстродействие. Этим требованиям удовлетворяют приборы вида С7 — стробоскопические и скоростные осциллографы. Современные цифровые осциллографы (вид С9) также обеспечивают достаточно высокое быстродействие и могут применяться в СВЧ-диапазоне и даже в нижней части КВЧ-диапазона. Анализаторы спектра СВЧ-сигналов отнесены к виду С4. Источниками тестовых радиосигналов в СВЧ-диапазоне являются измерительные генераторы ВЧ и СВЧ — вид Г4 и синтезаторы частоты — вид Г7.

Измерительные приборы зарубежного производства имеют другие, как правило, менее удобные обозначения. Обычно они включают наименование фирмы-производителя и порядковый номер марки прибора.

1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЙ В СВЧ-ДИАПАЗОНЕ

1.1. Методы анализа СВЧ-устройств

Главной особенностью СВЧ-устройств является соизмеримость их размеров с длиной волны СВЧ-сигналов. Поэтому анализ и синтез СВЧ-устройств наиболее точно проводится с использованием методов *классической электродинамики*. Практическое использование этих методов в радиоэлектронике называют *техникой СВЧ*. Она включает разработку и применение различных методов анализа и синтеза *СВЧ-устройств с распределёнными постоянными*, то есть устройств, размеры которых соизмеримы с длиной волны. К ним относят различные пассивные и активные блоки радиоэлектронной аппаратуры, соединённые между собой линиями передачи. Особую группу представляют собой антенные СВЧ-устройства, которые предназначены для приёма и передачи сигналов в свободном пространстве.

Применение методов классической электродинамики к анализу реальных СВЧ-устройств вызывает большие сложности в практических задачах. Строгая постановка и аналитическое решение краевых задач электродинамики возможны только для очень простых конструкций. Некоторые задачи могут быть решены с помощью численных методов прикладной электродинамики, реализованных в компьютерных средах проектирования СВЧ-устройств. Однако их применение ограничено мощностью используемых вычислительных средств и требуемым временем анализа.

В настоящее время основой теоретического анализа и проектирования реальных СВЧ-устройств является *теория цепей СВЧ*. Она основана на матричном аппарате описания внешних параметров устройств и методе *декомпозиции* — разбиении сложных объектов на более простые блоки (*базовые элементы*). Глубину декомпозиции (степень разбиения) задают исходя из возможности относительно простого определения параметров отдельных блоков. Для этого применяют как расчётные методы теории цепей, электродинамический анализ и численные методы электродинамики, так и экспериментальные способы. Постановка и решение электродинамических задач для отдельных блоков схемы обычно существенно проще, чем для всего устройства в целом. Используя решение электродинамической задачи или результаты экспериментального исследования (если теоретическое решение не удаётся получить) для каждого блока декомпозиционной схемы, получают их параметры, позволяющие описать процесс преобразования сигналов в каждом блоке. Обычно параметры блоков декомпозиционной схемы СВЧ-устройства описывают с помощью матриц специального вида (*матриц рассеяния*) либо в виде эквивалентной схемы замещения, состоящей из отрезков эквивалентной линии передачи, сосредоточенных элементов L , C , R и трансформаторов. Характеристики всего исследуемого устройства затем рассчитывают методами *теории цепей СВЧ* с использованием алгоритмов матричного объединения блоков.

При практической реализации метода декомпозиции ключевую роль играют экспериментальные методы исследования, алгоритмы настройки и контроля характеристик и параметров спроектированных устройств. Результаты

измерений используют также в случаях, когда для моделирования отдельных узлов и блоков нет достоверных теоретических данных.

В теории цепей СВЧ полагают, что базовые элементы (блоки и узлы) соединены между собой отрезками однородных *линий передачи* (коаксиальных, волноводных и пр.). При построении математической модели исследуемого СВЧ-устройства реальные линии передачи представляют отрезками эквивалентной однородной длинной линии. Вместо токов и напряжений (как в традиционной теории электрических цепей) вводят понятие волн напряжений и токов в эквивалентных линиях, отношение амплитуд которых равно волновому сопротивлению линии передачи Z_0 .

Взаимодействие между блоками в эквивалентной схеме устройства описывают двумя волнами: *падающей* волной a (поступающей на блок) и *отражённой (рассеянной)* волной b , распространяющейся от блока. 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: $P_{\text{пад}} = \frac{1}{2}|a|^2$, $P_{\text{отр}} = \frac{1}{2}|b|^2$, где a и b — комплексные амплитуды падающей и отражённой волн. Это устраняет неоднозначность при использовании различных типов линий передачи на входах устройства. Размерность амплитуды волны в этом случае есть $[V/\sqrt{O_m}]$, что следует из уравнения для мощности волны:

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

Таким образом, для нормировки амплитуды волны требуется знать *волновое сопротивление* линии передачи Z_0 . Волновое сопротивление зависит от типа электромагнитного поля волны, геометрии поперечного сечения и параметров материала заполнения линии. Известно, что для линий с поперечными типами волн (T -волны) этот параметр определяют путём расчёта разности потенциалов между проводниками и полного тока по одному из проводников. Результат не зависит от выбора точек отсчёта потенциалов и контура определения полного тока. Мощность T -волны равна произведению напряжения между проводниками и полного тока, что согласуется с классической теорией электрических цепей. Более сложная ситуация определения волнового сопротивления в случае волноводных линий передачи с H - и E -волнами, имеющими продольные составляющие магнитного и электрического полей. Величина волнового сопротивления волновода зависит от заранее выбранного способа определения напряжения и тока. Так, для прямоугольного волновода с размерами $a \times b$ (основная волна TE_{10}) волновое сопротивление часто определяют как отношение разности потенциалов между широкими стенками волновода в его центре к полному продольному току в широкой стенке. Электродинамический анализ тогда даёт следующее расчётное выражение для волнового сопротивления:

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

где Λ и λ — длины волны соответственно в волноводе и в свободном пространстве. Однако мощность волны, передаваемая по волноводу, в этом случае не равна произведению выбранных таким образом напряжения и тока. Поэтому в ряде случаев используют другие определения, согласно которым волновое сопротивление вводят через напряжение и мощность или через ток и мощность волны в волноводе. Все эти три определения отличаются только постоянным множителем. На практике выбор того или иного способа задания волнового сопротивления не имеет большого значения. Важно, чтобы способ был бы одинаковым для всей декомпозиционной схемы исследуемого устройства.

Другим важным параметром соединительного отрезка линии передачи является ее *электрическая длина* θ , которая равна фазовому набегу волны в этом отрезке. Она пропорциональна физической длине L и постоянной распространения волны (продольному волновому числу) k_z :

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

где Λ — длина волны в линии передачи.

Отрезки линий соединяют блоки декомпозиционной схемы через входы и выходы, которые в СВЧ-технике принято называть *портами*. Под портом понимают выделенную плоскость элемента связи блока и линии передачи, через которую проходят падающая и отражённая волны с заданным типом поля. Таким образом, порт блока может быть и входом, и выходом — в зависимости от места подключения источника сигнала и нагрузки. В дальнейшем для удобства будем использовать параллельно термины «порт» и «вход» как синонимы. Отметим, что в редких случаях использования многомодовых линий передачи на декомпозиционной схеме для каждой моды необходимо вводить свою эквивалентную линию и соответственно отдельные порты.

В классической теории цепей каждому входу и выходу блока приписывают пару полюсов, а его самого называют *многополюсником*. В СВЧ-технике полюсы выделить в явном виде обычно не представляется возможным, однако для многопортового блока традиционное название «многополюсник» часто сохраняют. Иногда используют термин « $2N$ -полюсник» для обозначения блока, содержащего N портов и соединённого с N линиями передачи. Более точное обозначение — это *многопортовое* или *N -портовое* устройство. Чаще всего блоки декомпозиционной схемы являются двухпортовыми узлами с одним входом и одним выходом (то есть являются четырехполюсниками в традиционной теории цепей). Блок с одним портом (двухполюсник) называют *СВЧ-нагрузкой*.

В качестве примера на рисунке 1.1 представлена обобщённая декомпозиционная схема СВЧ-устройства, включающая двух- и трехпортовые блоки A , B и однопортовую СВЧ-нагрузку C . Падающая волна a_1 порождает отражённые (рассеянные) волны b_1 и b_2 от блока A . Волна b_2 попадает на блок B , в свою очередь порождая рассеянные волны b_4 и b_5 . Волна b_5 частично отражается от

нагрузки C , создавая падающую на блок B волну a_5 . Два порта устройства (1 и 4) в схеме являются внешними. Они могут рассматриваться как ненагруженные входы или выходы всего устройства.

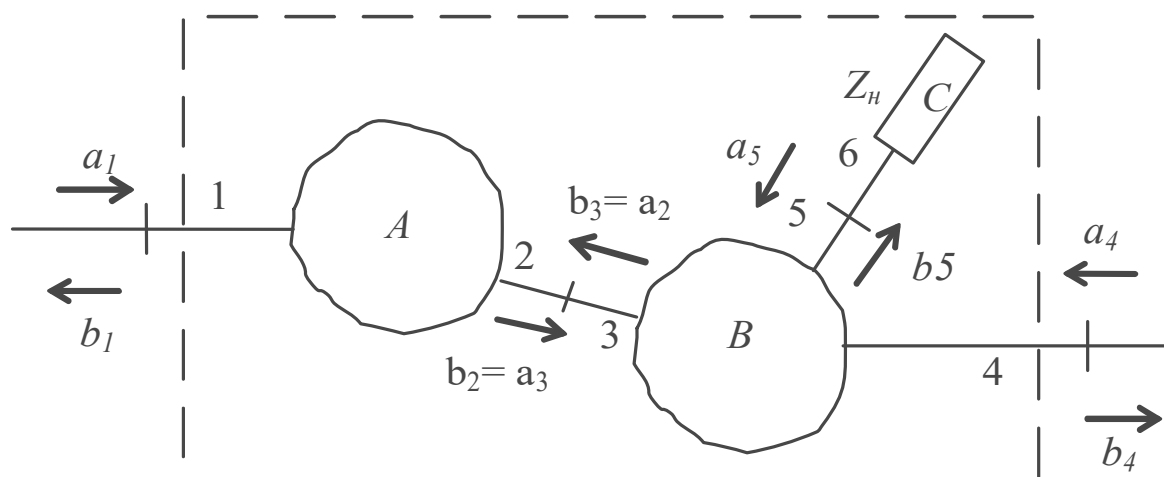


Рис. 1.1. Декомпозиционная схема СВЧ-устройства с тремя базовыми блоками

Таким образом, анализ сложного СВЧ-устройства сводится к нескольким этапам:

- составление декомпозиционной схемы и выделение базовых элементов — узлов и блоков устройства;
- определение расчётным или экспериментальным путём параметров отдельных блоков;
- расчёт общих параметров всего устройства относительно внешних портов (коэффициента передачи, коэффициента отражения от входа и пр.) методами теории цепей СВЧ с использованием алгоритмов объединения базовых блоков.

1.2. Волновые матрицы рассеяния СВЧ-устройств и их свойства

Свойства линейных и квазилинейных СВЧ-устройств чаще всего описывают в терминах *волновых матриц рассеяния* (*S-parameter matrix*). Их применяют как для описания свойств декомпозиционных блоков, так и в качестве общих параметров всего устройства. Параметры рассеяния связывают комплексные амплитуды падающих и отражённых (рассеянных) волн на портах и определяют внешние параметры СВЧ-устройств. Особенности внутренней структуры и электродинамические свойства его компонентов здесь остаются скрытыми.

Матрица рассеяния многополюсника СВЧ позволяет по известному столбцу комплексных амплитуд падающих волн $[a]$ определить столбец отражённых $[b]$ волн на его входах $[b] = [S] \cdot [a]$. Так, для двухпортового узла матрица имеет размерность 2×2 . Амплитуды волн на входах связаны между собой системой линейных уравнений

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (1.1)$$

На рисунке 1.2 показаны падающие и отражённые волны на входах такого устройства, а также их связь (1.1) в виде направленного графа. *Направленный (ориентированный или потоковый) граф* — это топологическое изображение зависимости между амплитудами волн на входах СВЧ-узлов и блоков. Он имеет вид схемы, узлы которой соответствуют падающим и отражённым волнам (рис. 1.2).

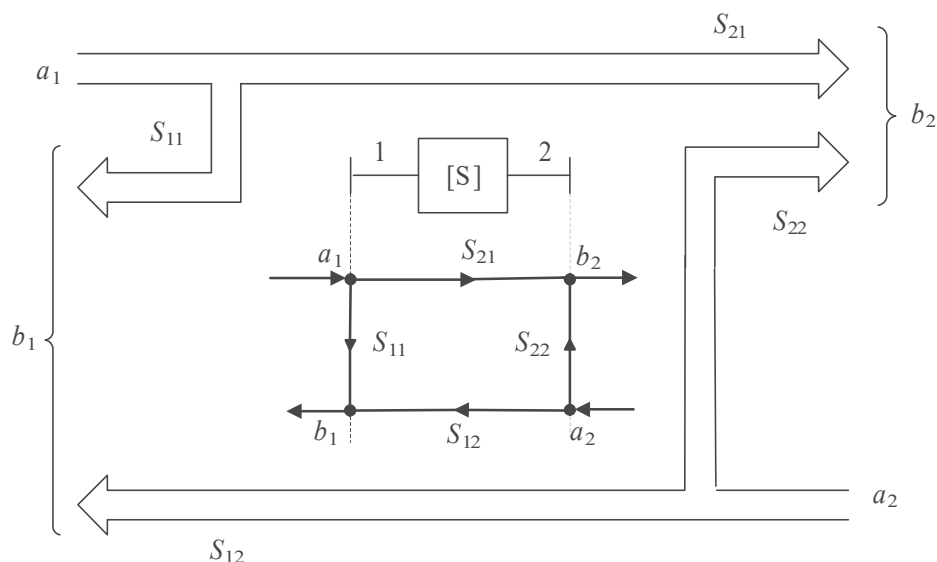


Рис. 1.2. Обозначения падающих и отражённых волн на входах СВЧ-устройства

Связь между амплитудами отражается *ветвями* (или *рёбрами*) графа, соединяющими эти узлы. Узлы могут быть *источниками* (или *истоками*) — из них ветви могут только выходить, и *стоками* — к ним ветви могут только подходить. Для СВЧ-цепей источником является идеальный генератор мощности, стоком — согласованная нагрузка. Узлы графа характеризуются их *узловыми амплитудами* (или *сигналами узла*), ветви — *направлением* и *коэффициентом передачи* (или просто *передачей* ветви). Значения передач ветвей — это элементы матрицы рассеяния. 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. Таким образом, направленный граф позволяет визуальное представление соотношения между амплитудами волн вида (1.1). Далее метод направленных графов будет рассмотрен более подробно.

Из системы (1.1) следует физический смысл элементов матрицы рассеяния. При отсутствии волны, падающей на порт 2 ($a_2 = 0$), коэффициент S_{11} является *коэффициентом отражения* устройства по порту 1, а коэффициент S_{21} — *коэффициентом передачи* волны из порта 1 в порт 2. Аналогичный смысл имеют и коэффициенты S_{22} , S_{12} для порта 2 — это коэффициент отражения по порту 2 и коэффициент передачи из порта 2 в порт 1 при отсутствии волны, падающей на порт 2 ($a_1 = 0$):

$$\begin{aligned}
S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2 = 0}, & S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1 = 0}; \\
S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2 = 0}, & S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1 = 0}.
\end{aligned}
\tag{1.2}$$

Из выражений (1.2) следует, что для измерения параметров рассеяния надо определить отношение комплексных амплитуд отражённых (проходящих) и падающих волн при отсутствии переотражений в подводящих линиях. То есть для измерения S_{11} и S_{21} надо установить согласованную нагрузку на порт 2, чтобы обеспечить $a_2 = 0$ и подать сигнал падающей волны a_1 на порт 1 от согласованного генератора. Для измерения S_{22} и S_{12} надо согласованную нагрузку подключить на порт 1, а согласованный генератор — на порт 2.

Отметим, что, как правило, измерить амплитуды волн на входах устройства не удаётся. Сложно разместить измерительные приборы в непосредственной близости от входов устройства. Поэтому измерение амплитуд волн проводят на некоторых расстояниях от входов в выбранных заранее сечениях подводящих линий передачи. На рисунке 1.3 представлена измерительная схема для матрицы рассеяния двухпортового блока.

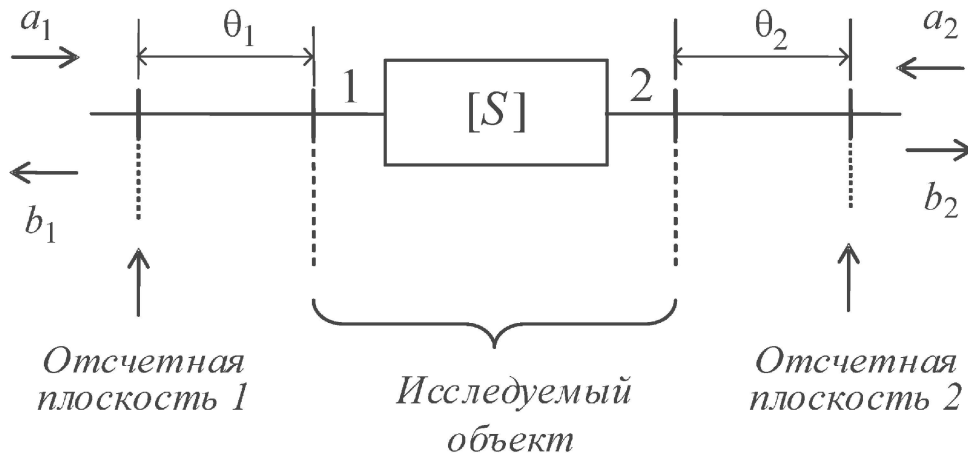


Рис. 1.3. Схема расположения отсчётных плоскостей при измерениях амплитуд волн

Сечения линий, где проводятся измерения, называют *отсчётными* (референсными) плоскостями; выбор их определяет дополнительные фазовые набег $\theta_i = k_i L_i$, $i = 1, 2, \dots, N$, где k_i — постоянная распространения волны в i -й линии передачи; L_i — расстояние от отсчётной плоскости до i -го входа устройства. Эти фазовые набег являются электрическими длинами соответствующих отрезков линий. Связь между искомой матрицей устройства и измеренной матрицей устанавливается следующим образом: диагональные коэффициенты S_{ii} , измеренные на расстоянии L_i от входа, надо домножить на фазовый коэффициент $\exp(i \cdot 2\theta_i)$, недиагональные коэффициенты S_{ij} — на $\exp(i \cdot (\theta_i + \theta_j))$.

$$S_{ii} = (S_{ii})_{\text{ИЗМ}} \cdot \exp(i \cdot 2\theta_i), \quad S_{ij} = (S_{ji})_{\text{ИЗМ}} \cdot \exp(i \cdot (\theta_i + \theta_j)).
\tag{1.3}$$

Модули коэффициентов рассеяния при этом не меняются. В результате получаем волновые параметры устройства, отнесённые к точкам их входов. Для многопортовых устройств правило (1.3) сохраняется для каждого входа.

Приведённые соображения о физическом смысле коэффициентов матрицы рассеяния двухпортового блока можно распространить и на многопортовые СВЧ-узлы. Диагональные элементы матрицы рассеяния представляют собой коэффициенты отражения на соответствующих портах, недиагональные — коэффициенты передачи между портами $[b] = [S] \cdot [a]$. Например, так выглядит система уравнений рассеяния для трехпортового узла:

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3; \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3; \\ b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3. \end{cases}$$

Все параметры матрицы рассеяния измеряются через отношение комплексных амплитуд соответствующих волн при согласовании *всех* подводящих линий передачи. Подают сигнал падающей волны известной амплитуды в один (активный) порт и определяют комплексные амплитуды отражённых (рассеянных) волн во всех пассивных портах. Далее меняют расположение активного порта и повторяют измерения. При этом каждый раз надо обеспечивать нулевые падающие волны на всех портах, кроме активного (согласование портов).

Для СВЧ-нагрузки матрица рассеяния представляет собой один элемент — коэффициент отражения S_{11} (рис. 1.4).

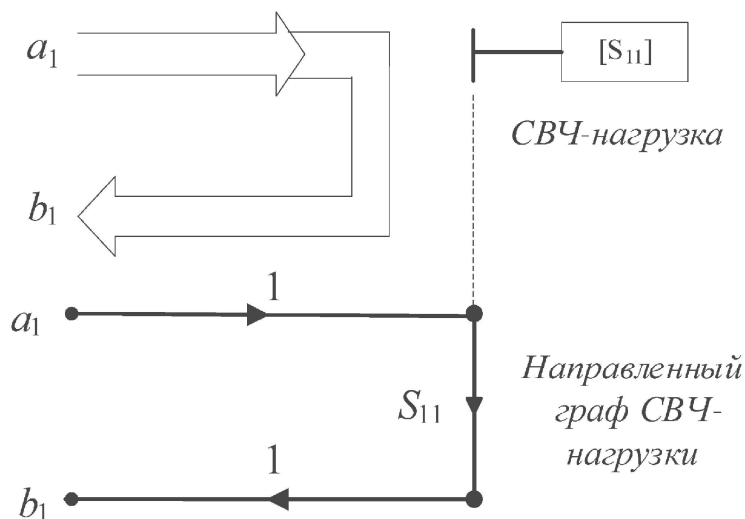


Рис. 1.4. Обозначения падающей и отражённой волн на СВЧ-нагрузке

Граф СВЧ-нагрузки представляет собой всего одну ветвь (единичные ветви на рис. 1.4 добавлены для наглядности).

На практике для характеристики свойств СВЧ-устройств используют *рабочие параметры*, непосредственно связанные с параметрами рассеяния. Для СВЧ-нагрузки, кроме комплексного коэффициента отражения $\rho_n = S_{11}$, используют эквивалентное *нормированное* сопротивление Z_n (или проводимость Y_n), которые связаны с коэффициентом отражения соотношением

$$Z_{\text{н}} = \frac{1}{Y_{\text{н}}} = \frac{1 + \rho_{\text{н}}}{1 - \rho_{\text{н}}}. \quad (1.4)$$

Этот параметр является в общем случае комплексным, поэтому его называют *полным сопротивлением* (проводимостью) нагрузки. В практических измерениях пересчёт по формуле (1.4) делают с помощью круговой диаграммы полных сопротивлений, которую рассмотрим позже.

Широко используют и другой рабочий параметр нагрузки, называемый *коэффициентом стоячей волны* (КСВ или КСВН — коэффициент стоячей волны напряжения, VSWR — Voltage Standing Wave Ratio). В антенной технике часто применяют обратную ему величину — *коэффициент бегущей волны* (КБВ). Эти параметры характеризуют качество согласования нагрузки; они связаны с модулем коэффициента отражения простым соотношением:

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

Иногда используют логарифмический масштаб КСВН и модуля коэффициента отражения $\text{КСВН, дБ} = 20 \lg(\text{КСВН})$, $\rho_{\text{н}}, \text{дБ} = -20 \lg(|\rho_{\text{н}}|)$. При этом КСВН и коэффициент отражения меняются от 0 до ∞ дБ.

Для расчёта передачи мощности через устройство с входа i на вход j широко используют параметр *ослабление* (или *затухание*). Это 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 определяют обратным отношением мощностей:

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

Для учёта потерь мощности «на отражение» иногда применяют логарифмический параметр *обратные потери* (Return Loss):

$$RL = -20 \lg(|\rho_{\text{н}}|), \text{дБ}.$$

Рассмотрим свойства матриц рассеяния, позволяющие сократить количество измерений и упростить их выполнение. Например, для двухпортового узла в общем случае надо определить 8 вещественных чисел: 4 модуля и 4 аргумента 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* взаимных устройств (с явно выраженной геометрической симметрией конструкции относительно центральной оси) коэффициенты отражения равны $S_{11} = S_{22}$. Для них достаточно измерять только 4 числа — два модуля и аргумента.

Для устройств без потерь (реактивные или недиссипативные узлы) матрица рассеяния представляет собой эрмитово-сопряжённую матрицу, которая удовлетворяет следующему соотношению:

$$[S^t]^* \cdot [S] = [E]$$

Здесь t — значок транспонирования; $*$ — символ комплексного сопряжения, а $[E]$ — единичная матрица. Это свойство позволяет записать такие соотношения между компонентами матрицы реактивного двухпортового узла:

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

или

$$\arg(S_{21}) = \frac{1}{2}(\arg(S_{11}) + \arg(S_{22}) - \pi). \quad (1.5)$$

Первые два равенства отражают закон сохранения энергии для первого и второго портов. Таким образом, для взаимных реактивных СВЧ-узлов можно сократить число измеряемых параметров до трех чисел: $|S_{11}|$, $\arg(S_{11})$, $\arg(S_{21})$. В частности, из (1.5) следует, что двухпортовый узел, согласованный с одной стороны, будет согласован и с другой: $|S_{11}| = |S_{22}| = 0$, $|S_{21}| = 1$. Такой узел полностью передаёт мощность источника в нагрузку.

Аналогичные упрощения матрицы рассеяния могут быть использованы и для многопортовых 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 с $2N^2$ до $(N+1) \cdot N$ вещественных параметров. Для N -входного устройства без потерь свойство эрмитового сопряжения матрицы даёт такую связь модулей и аргументов коэффициентов матрицы рассеяния:

$$\sum_{n=1}^N |S_{ni}|^2 = 1, \quad i = 1 \dots N. \quad \sum_{n=1}^N S_{ni} \cdot S_{nj}^* = 0, \quad i = 1 \dots N, \quad j = 1 \dots N, \quad i \neq j.$$

Эти условия сокращают число независимых вещественных компонентов матрицы для взаимного реактивного многопортового узла до $\frac{(N+1) \cdot N}{2}$.

Для примера рассмотрим свойства трехпортового реактивного взаимного устройства. Такие узлы применяют для деления мощности сигналов, а также в сумматорах СВЧ. Определим условия, при которых все три порта узла будут согласованы и $|S_{11}| = |S_{22}| = |S_{33}| = 1$. Унитарность даёт следующие соотношения для элементов матрицы рассеяния:

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 &= 1, & |S_{12}|^2 + |S_{32}|^2 &= 1, & |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 &= 1, \\ S_{31}^* \cdot S_{32} &= 0, & S_{21}^* \cdot S_{23} &= 0, & S_{13}^* \cdot S_{12} &= 0 \end{aligned}$$

Отсюда следует, что

$$S_{31} = 0, |S_{21}| = 1, S_{23} = 0, |S_{13}| = 1, S_{12} = 0, |S_{32}| = 1$$

или

$$S_{32} = 0, |S_{12}| = 1, S_{13} = 0, |S_{23}| = 1, S_{21} = 0, |S_{31}| = 1.$$

Эти соотношения определяют два типа невзаимных устройств, которые называют *циркуляторами*. Матрицы рассеяния идеального циркулятора имеют следующие два варианта:

$$S_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{i\varphi_3} \\ e^{i\varphi_1} & 0 & 0 \\ 0 & e^{i\varphi_2} & 0 \end{bmatrix}, \quad S_2 = \begin{bmatrix} 0 & e^{i\varphi_2} & 0 \\ 0 & 0 & e^{i\varphi} \\ e^{i\varphi_1} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Таким образом, нельзя построить согласованное со всех портов взаимное трехпортовое устройство без потерь. Это может быть только циркулятор, в котором передача сигнала идёт из одного порта в другой. Третий порт при этом будет «развязанным» (изолированным).

Рассмотрим аналогичную задачу для четырехпортового реактивного и взаимного узла. Условие согласования и условие унитарности дают следующие соотношения для элементов матрицы рассеяния:

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 + |S_{41}|^2 &= 1, & |S_{21}|^2 + |S_{32}|^2 + |S_{42}|^2 &= 1, \\ |S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 + |S_{43}|^2 &= 1, & |S_{41}|^2 + |S_{42}|^2 + |S_{43}|^2 &= 1, \\ S_{31}^* \cdot S_{32} + S_{41}^* \cdot S_{42} &= 0, & S_{21}^* \cdot S_{32} + S_{41}^* \cdot S_{43} &= 0, \\ S_{21}^* \cdot S_{42} + S_{31}^* \cdot S_{43} &= 0. \end{aligned}$$

Отсюда следуют три возможных варианта матрицы такого устройства, отличающихся только порядком нумерации портов:

$$\begin{aligned} S_1 &= \begin{bmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{42} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{43} \\ 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \end{bmatrix}, \\ S_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{31} & S_{41} \\ 0 & 0 & S_{32} & S_{42} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{42} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad S_3 = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} & 0 & S_{41} \\ S_{21} & 0 & S_{32} & 0 \\ 0 & S_{32} & 0 & S_{43} \\ S_{41} & 0 & S_{43} & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (1.6)$$

Взаимный и согласованный четырёхпортовый СВЧ-узел может быть только *направленным ответвителем*, у которого мощность сигнала, поданного на один порт, делится между двумя другими портами, а четвёртый порт является развязанным — мощность в нем равна нулю.

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

- параметры рассеяния (или S -параметры) имеют ясный физический смысл и для измерений требуют только определения отношения комплексных амплитуд волн;
- простота учёта геометрической симметрии конструкции устройства по сравнению с классическими матрицами теории цепей Z и Y ;
- S -параметры измеряются при установке на порты согласованных нагрузок, что достаточно просто реализовать. При использовании классических матриц Z и Y для их измерения требуется реализовать на портах режимы короткого замыкания или холостого хода. Это не всегда возможно. Кроме того, для активных устройств эти режимы могут вызвать их паразитное возбуждение;
- любые S -параметры исследуемого СВЧ-устройства измеряются в подводящих линиях передачи на некотором расстоянии от его портов. Модули параметров рассеяния при сдвиге отсчётных плоскостей при этом 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 портов «входа» и «выхода» устройства — они не связаны с заданным заранее направлением передачи;
- анализ сложных декомпозиционных схем СВЧ может быть осуществлён достаточно просто методом направленных графов, хорошо приспособленным именно к волновым матрицам.

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

1.3. Алгоритм объединения блоков декомпозиционных схем СВЧ матричным методом

Матричный метод анализа СВЧ-устройств позволяет по полученным параметрам рассеяния отдельных блоков рассчитать матрицу всего устройства. Рассмотрим один из алгоритмов матричного анализа на примере схемы на рисунке 1.1. Полагаем, что матрицы двухпортового блока A и трехпортового блока B известны, также определён коэффициент отражения $\rho_H = S_{11}$ от нагрузки Z_H (блок C). Алгоритм объединения матриц блоков предполагает исключение амплитуд волн внутри схемы. Для этого:

- 1) делим N -портов объединяемого многополюсника на две группы: p — внешние порты многополюсника и s — внутренние порты, соединённые между собой. В случае на рисунке 1.1 внешние порты — это порты 1 и 4;
- 2) записываем соотношения между столбцом всех падающих волн \mathbf{a} и рассеянных волн \mathbf{b} в виде матричного уравнения $\mathbf{b} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{a}$. В матрицу \mathbf{S} входят измеренные или рассчитанные элементы матриц рассеяния отдельных узлов.

В нашем случае эта матрица имеет размерность 6×6 . Параметры рассеяния блоков отмечены буквами A , B и C вверху элемента матриц;

3) перегруппируем строки так, чтобы переменные внешних портов были бы сверху матрицы, и разобьём ее на отдельные подматрицы:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_p \\ \mathbf{b}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{pp} & S_{pc} \\ S_{cp} & S_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{a}_p \\ \mathbf{a}_c \end{bmatrix}. \quad (1.7)$$

Для схемы на рисунке 1.1 эта матрица выглядит так:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_4 \\ b_2 \\ b_6 \\ b_5 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{22}^B & 0 & 0 & S_{23}^A & S_{21}^A \\ S_{21}^A & 0 & S_{22}^A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{11}^C & 0 & 0 \\ 0 & S_{32}^B & 0 & 0 & S_{33}^B & S_{31}^B \\ 0 & S_{12}^B & 0 & 0 & S_{13}^B & S_{11}^B \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_4 \\ a_2 \\ a_6 \\ a_5 \\ a_3 \end{bmatrix};$$

4) создаём матрицу соединений внутренних портов Γ — она задаёт топологию объединённого устройства (матрица *инциденций*). В матрице ставим единицу — если совпадают падающая и рассеянная волны, иначе ставим 0. Матрица соединений связывает столбцы волн только на внутренних портах:

$$\mathbf{b}_c = \Gamma \cdot \mathbf{a}_c.$$

Для рассматриваемого примера единицу ставим при совпадении $a_3 = b_2$ и $a_5 = b_6$. Остальные элементы матрицы равны нулю:

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ b_6 \\ b_5 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_2 \\ a_6 \\ a_5 \\ a_3 \end{bmatrix};$$

5) запишем столбец волн, рассеянных внутри схемы, используя соотношение (1.7):

$$\mathbf{b}_c = \Gamma \cdot \mathbf{a}_c = \mathbf{S}_{cp} \cdot \mathbf{a}_p + \mathbf{S}_{cc} \cdot \mathbf{a}_c,$$

и находим столбец падающих волн через обратную матрицу:

$$\mathbf{a}_c = (\Gamma - \mathbf{S}_{cc})^{-1} \cdot \mathbf{S}_{cp} \cdot \mathbf{a}_p;$$

6) подставляем столбец «внутренних» волн \mathbf{a}_c в исходное матричное уравнение (1.7) и получаем столбец «внешних» волн \mathbf{b}_p . Отношение амплитуд этих волн к амплитудам падающих «внешних» волн даёт искомую общую матрицу \mathbf{S}_p :

$$\frac{\mathbf{b}_p}{\mathbf{a}_p} = [\mathbf{S}_{pp} \mathbf{a}_p + \mathbf{S}_{pc} \cdot \mathbf{a}_c] = [\mathbf{S}_{pp} + \mathbf{S}_{pc} \cdot (\Gamma - \mathbf{S}_{cc})^{-1} \cdot \mathbf{S}_{cp}];$$

7) для нашего примера на рисунке 1.1 результирующая матрица будет иметь следующий вид:

$$S_p = \begin{bmatrix} S_{11}^A & 0 \\ 0 & S_{22}^B \end{bmatrix} + \dots$$

$$\dots + \begin{bmatrix} S_{12}^A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -S_{23}^B & -S_{21}^B \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -S_{22}^A & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -S_{11}^C & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -S_{33}^B & -S_{31}^B \\ 1 & 0 & -S_{13}^B & -S_{11}^B \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} S_{21}^A & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & S_{32}^B \\ 0 & S_{12}^B \end{bmatrix}$$

Как видим, для расчёта итоговой матрицы требуется выполнить операции обращения, сложения и умножения матриц. Эти операции необходимо проделывать на каждой частоте, что приводит к значительным временным затратам. Кроме того, указанный алгоритм непрозрачен и не позволяет учесть свойства параметров отдельных блоков (например, малую величину коэффициентов отражения на входах блоков и пр.). Тем не менее отметим, что данный метод объединения матриц достаточно универсален и пригоден для устройств любой сложности. Такие алгоритмы используются в системах компьютерного анализа СВЧ-устройств.

1.4. Метод направленных графов и его использование для объединения блоков декомпозиционных схем СВЧ

Представление декомпозиционной схемы в виде объединения направленных графов блоков в ряде случаев позволяет произвести объединение блоков проще и получить конечный результат в аналитическом виде. Ранее было дано определение сигнального *направленного* (другое название *ориентированного* или *потокowego*) графа. Отметим, что направленный граф (в отличие от топологического) отражает не геометрические связи блоков, а функциональные зависимости между амплитудами волн, которые описаны системой алгебраических уравнений вида $[b] = [S] \cdot [a]$. Метод направленных графов позволяет наглядно представить структурную схему функционирования исследуемого устройства. С помощью направленных графов удобно осуществлять и обратную операцию — объединение отдельных блоков в единое СВЧ-устройство и расчёт его общих параметров. Ранее уже были даны определения элементов графа — *узлов* и *ветвей*. Для объединения графов отдельных элементов схемы достаточно сделать общими узлы входящих (рассеянных) и входящих (падающих) волн.

В качестве примера построения сигнального графа рассмотрим измерительную схему рисунка 1.5, состоящую из рассогласованного генератора с коэффициентом отражения ρ_r , двухпортового исследуемого устройства с матрицей $[S]$ и нагрузки, имеющей ненулевой коэффициент отражения ρ_n .

На рисунке 1.5 генератор является *источком* падающей волны a_r . Одновременно генератор является нагрузкой для волны b_1 , отражённой от входа 1 устройства. В случае согласованного генератора ($\rho_r = 0$) он для волны b_1 явля-

ется *стоком*. Нагрузка Z_H с коэффициентом отражения ρ_H является стоком в случае полного согласования ($\rho_r = 0$). В противном случае возникает отражённая волна b_H , которая одновременно является падающей волной a_2 для входа 2.

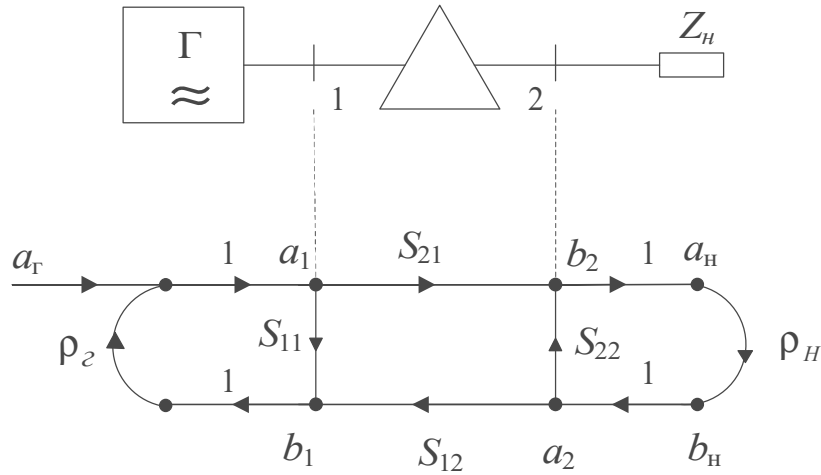


Рис. 1.5. Направленный граф простой измерительной схемы

Изображение отношений амплитуд волн с помощью направленного графа очень наглядно. Сложному СВЧ-устройству соответствует граф, получаемый в результате непосредственного объединения графов входящих в него узлов (подграфов). Если отражённая или проходящая волна одного подграфа является падающей волной другого, то эти узлы можно просто совместить. На графе видны пути прохождения сигналов через исследуемое устройство и возникновение переотражений волн на входе и выходе.

Рассмотрим графы простейших блоков, входящих в декомпозиционные схемы СВЧ-устройств. На рисунке 1.6 представлены графы генератора сигналов (в общем случае рассогласованного) и СВЧ-нагрузки.

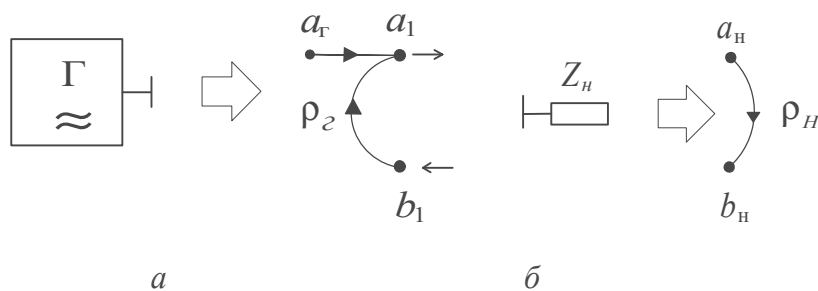


Рис. 1.6. Направленные графы: *а* — генератора; *б* — однопортового блока (СВЧ-нагрузки).

На рисунке 1.7 представлен граф двухпортового блока и его частный случай — линии передачи с электрической длиной $\theta = k_z \cdot L = (2\pi/\Lambda)L$. Трехпортовый блок удобно изображать графом вида, представленного на рисунке 1.8*а*. Для идеального согласованного циркулятора он содержит только три ветви (рис. 1.8*б*).

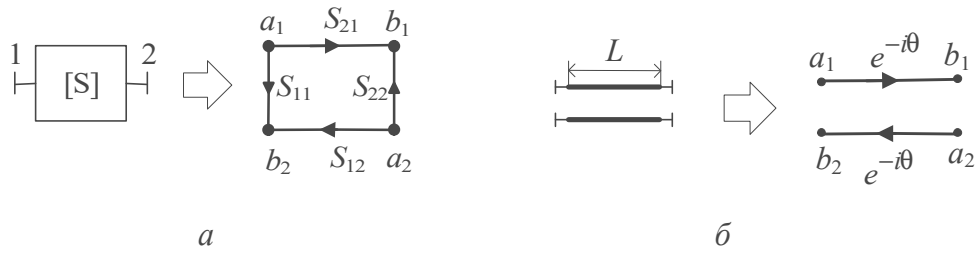


Рис. 1.7. Направленные графы: *a* — двухпортового блока (четырёхполюсника);
б — отрезка линии передачи длиной L .

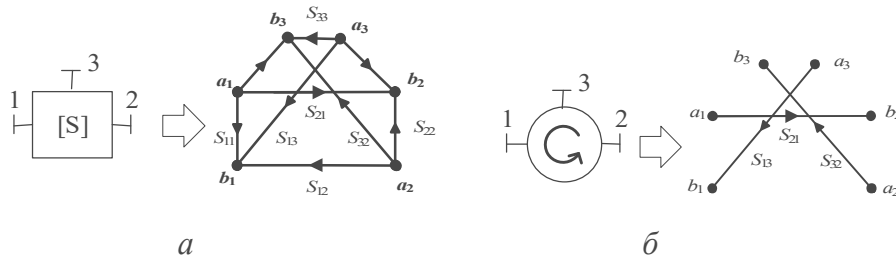


Рис. 1.8. Направленные графы: *a* — трехпортового блока общего вида;
б — идеального согласованного циркулятора.

Для четырехпортового блока направленный граф выглядит достаточно сложно (рис. 1.9*а*). Граф идеального согласованного направленного ответвителя несколько проще (рис. 1.9*б*).

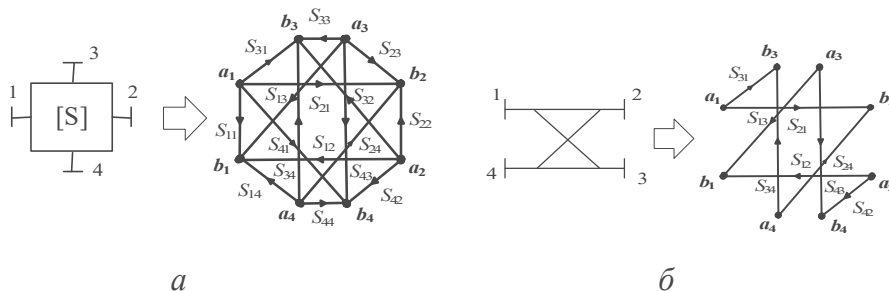


Рис. 1.9. Направленные графы:
a — четырехпортового блока общего вида (восьмиполюсника);
б — идеального направленного ответвителя.

Полный граф СВЧ-устройства позволяет достаточно просто решить задачу объединения матриц рассеяния отдельных блоков в общую матрицу. Объединение представляет собой алгоритм исключения промежуточных переменных, причём результат получается в виде аналитических выражений для параметров рассеяния общей матрицы устройства. Данный алгоритм является геометрической иллюстрацией метода исключения переменных (метода Гаусса) для систем линейных алгебраических уравнений.

Рассмотрим, как это делается с помощью *правила некасающегося контура* (правило Мезона). Предварительно введём ряд определений. Под *путём* в теории направленных графов понимают совокупность ветвей, проходимых в одном направлении и некасающихся 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 рисунке 1.5 путём является совокупность ветвей от узла a_r до узла b_n .

Под *контуром* понимают замкнутый путь, т. е. путь, у которого начальный и конечный узлы совпадают. На рисунке 1.5 контуров три: $(S_{22}-\rho_n)$, $(S_{11}-\rho_r)$ и $(\rho_n-S_{12}-\rho_r-S_{21})$. В терминах направленных графов такие контуры называют контурами *1-го порядка*. Контуром *2-го порядка* называют совокупность двух контуров 1-го порядка, у которых нет общих узлов. Передача контура 2-го порядка равна произведению передач контуров, входящих в него. Аналогично определяются контуры более высоких порядков: контур n -го порядка есть совокупность n контуров 1-го порядка, у которых нет 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 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 по правилу некасающегося контура надо выполнить следующую последовательность действий:

- а) отыскать на графе все пути P_i от узла источника a к зависимому узлу b и определить их передачи;
- б) отыскать все контуры первого $L^{(1)}$, второго $L^{(2)}$ и более высоких порядков и определить их передачи;
- в) записать окончательное выражение для искомого параметра в виде правила некасающегося контура:

$$S_{ba} = \frac{\sum_i \left\{ P_i \cdot \left[1 + \sum_n (-1)^n \sum_{j,r} L_{j,r}^{(n)} \right] \right\}}{1 + \sum_n (-1)^n \sum_j L_j^{(n)}}, \quad (1.8)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ — порядки возможных контуров; j — порядковый номер найденного контура $L_j^{(n)}$; i — порядковый номер найденного пути P_i от узла a к узлу b . В знаменателе суммирование происходит по всем найденным контурам, причём передачи контуров с нечётным порядком вычитаются, а с чётным — складываются. В числителе суммирование делается аналогично для каждого пути, но учитываются только те контуры, которые не имеют с путём общих узлов («не касаются» пути). Это отмечено индексом r в обозначении контура.

Формула (1.8) выглядит несколько громоздко, но пользоваться ей довольно просто. Проиллюстрируем это на примере каскадного соединения четырёхполюсников (рис. 1.10).

В матричном варианте такую схему обычно рекомендуют анализировать путём перемножения *волновых матриц передачи* T . Для этого исходные матрицы рассеяния надо преобразовать в матрицы передачи, перемножить их и осуществить обратное преобразование. Все эти операции необходимо проделать

численно. Рассмотрим, как с помощью графа получить искомую матрицу всего устройства более простым способом и в аналитическом виде.

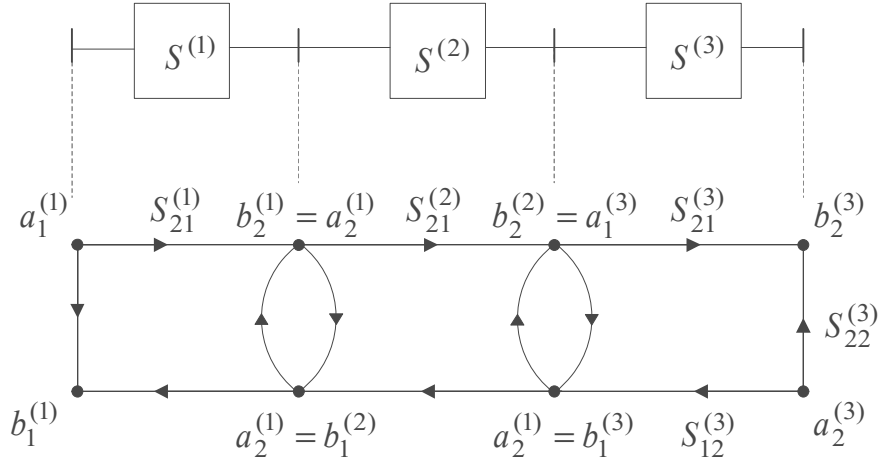


Рис. 1.10. Каскадное соединение трех СВЧ-узлов и его направленный граф

Итак, сначала найдём общий коэффициент передачи $\hat{S}_{21} = b_2^{(3)} / a_1^{(1)}$. Путь между зависимым узлом $b_2^{(3)}$ и источником $a_1^{(1)}$ всего один:

$$P_1 = S_{21}^{(1)} \cdot S_{21}^{(2)} \cdot S_{21}^{(3)}.$$

Контуров 1-го порядка в схеме три:

$$L_1^{(1)} = S_{22}^{(1)} \cdot S_{11}^{(2)}, L_2^{(1)} = S_{22}^{(2)} \cdot S_{11}^{(3)} \text{ и } L_3^{(1)} = S_{22}^{(1)} \cdot S_{21}^{(2)} \cdot S_{12}^{(2)} S_{11}^{(3)}.$$

Контур 2-го порядка всего один:

$$L_1^{(2)} = S_{22}^{(1)} \cdot S_{11}^{(2)} \cdot S_{22}^{(2)} \cdot S_{11}^{(3)}.$$

Из (1.8) получаем искомый коэффициент передачи:

$$\hat{S}_{21} = \frac{b_2^{(3)}}{a_1^{(1)}} = \frac{S_{21}^{(1)} \cdot S_{21}^{(2)} \cdot S_{21}^{(3)}}{D},$$

где обозначен знаменатель формулы:

$$D = 1 - S_{22}^{(1)} \cdot S_{11}^{(2)} - S_{22}^{(2)} \cdot S_{11}^{(3)} - S_{22}^{(1)} \cdot S_{21}^{(2)} \cdot S_{12}^{(2)} \cdot S_{11}^{(3)} + S_{22}^{(1)} \cdot S_{11}^{(2)} \cdot S_{22}^{(2)} \cdot S_{11}^{(3)}.$$

Знаменатель является *определителем* системы — он общий для всех коэффициентов рассеяния.

Для коэффициента отражения $\hat{S}_{11} = b_1^{(1)} / a_1^{(1)}$ путей в общем графе три:

$$P_1 = S_{11}^{(1)}, P_2 = S_{21}^{(1)} \cdot S_{11}^{(2)} \cdot S_{12}^{(1)} \text{ и } P_3 = S_{21}^{(1)} \cdot S_{21}^{(2)} \cdot S_{11}^{(3)} \cdot S_{12}^{(2)} \cdot S_{12}^{(1)}.$$

Подставляя их в (1.8) и учитывая в числителе только некасающиеся контуры, получаем

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

Формулы для оставшихся параметров по второму входу определяются аналогично.

Вернёмся к рассмотренной выше схеме (рис. 1.5) и найдём коэффициент передачи $\hat{S}_{21} = b_H/a_G$. Запишем определитель графа

$$D = 1 - \rho_G \cdot S_{11} - \rho_H \cdot S_{22} - \rho_G \rho_H S_{21} \cdot S_{12} + \rho_G \rho_H S_{11} \cdot S_{22}.$$

Тогда $\hat{S}_{21} = \frac{S_{21}}{D}$. Для коэффициента отражения на входе $\hat{S}_{11} = \frac{b_1}{a_G}$ определитель в знаменателе тот же самый, а путей между этими узлами два: $P_1 = S_{11}$ и $P_2 = S_{21} \cdot S_{12} \cdot \rho_H$, причём первый путь не касается контура ($\rho_H \cdot S_{22}$). Итоговая формула для коэффициента отражения будет:

$$\hat{S}_{11} = \frac{b_1}{a_G} = \frac{S_{11}(1 - S_{22}\rho_H) + S_{21} \cdot \rho_H \cdot S_{12}}{D}.$$

Рассмотрим частный случай нагруженного двухпортового узла, когда генератор согласован ($\rho_G = 0$). В графе (рис. 1.5) остаётся только один контур $\rho_H \cdot S_{22}$. Тогда коэффициент отражения от входа устройства при произвольной нагрузке на выходе выражается известным соотношением:

$$\hat{S}_{11} \Big|_{(\rho_G=0)} = S_{11} + \frac{S_{21} \cdot S_{12} \rho_H}{1 - S_{22} \rho_H}, \quad (1.9)$$

которое будет далее использоваться при анализе различных измерительных схем.

Проиллюстрируем применение правила некасающегося контура на примере схемы (рис. 1.1), проанализированной выше матричным методом. Граф ее выглядит следующим образом (рис. 1.11).

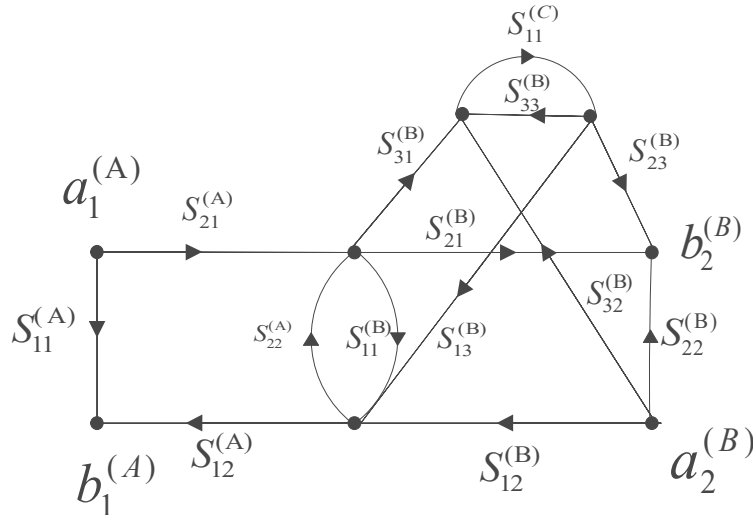


Рис. 1.11. Граф для схемы на рисунке 1.1, состоящей из двух- и трехпортового блоков A , B и СВЧ-нагрузки C

Получим методом некасающегося контура общий коэффициент передачи $\hat{S}_{21} = b_2^{(B)} / a_1^{(A)}$. Граф схемы имеет два пути от входного узла $a_1^{(A)}$ к выходному узлу $b_2^{(B)}$:

$$P_1 = S_{21}^{(A)} \cdot S_{21}^{(B)}, \quad P_2 = S_{21}^{(A)} \cdot S_{31}^{(B)} \cdot S_{11}^{(C)} \cdot S_{23}^{(B)}.$$

Граф содержит три контура 1-го порядка:

$$L_1^{(1)} = S_{22}^{(A)} \cdot S_{11}^{(B)}, \quad L_2^{(1)} = S_{33}^{(B)} \cdot S_{11}^{(C)}, \quad L_3^{(1)} = S_{22}^{(A)} \cdot S_{31}^{(B)} \cdot S_{13}^{(B)} \cdot S_{11}^{(C)}$$

и один контур 2-го порядка $L_1^{(2)} = S_{22}^{(A)} \cdot S_{11}^{(B)} \cdot S_{33}^{(B)} \cdot S_{11}^{(C)}$.

Определитель графа равен: $D = 1 - L_1^{(1)} - L_2^{(1)} - L_3^{(1)} + L_1^{(2)}$. Искомый общий коэффициент передачи определится следующей формулой:

$$\hat{S}_{21} = \frac{b_2^{(B)}}{a_1^{(A)}} = \frac{P_1 \cdot (1 - L_2^{(1)}) + P_2}{D}.$$

Полученная аналитическая формула легко программируется в любой вычислительной системе и не требует сложных матричных операций.

В ряде случаев удобно упростить сложный граф устройства путём исключения узлов, используя довольно простые правила. Так, последовательность ветвей можно заменить одной ветвью с передачей, равной произведению передач ветвей. Параллельные ветви можно заменить одной с передачей, равной сумме передач ветвей (рис. 1.12).

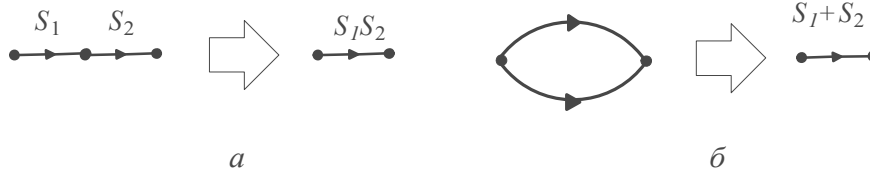


Рис. 1.12. Правила объединения последовательных (а) и параллельных (б) ветвей графа

Методы исключения узла сходящихся ветвей или расщепления узла на конце одной ветви также достаточно просты (рис. 1.13).

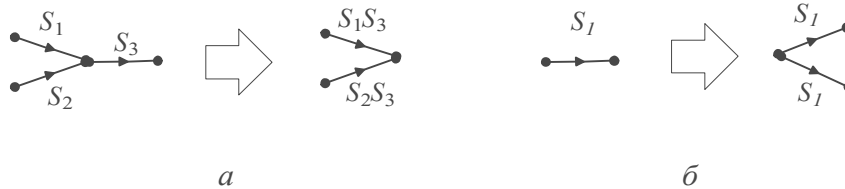


Рис. 1.13. Правила исключения узла (а) и расщепление узла на два (б)

Ещё один способ упрощения графа — это исключение контура, примыкающего к узлу (рис. 1.14). В этом случае передача исключаемого контура войдёт в знаменатель передачи ветви, заменяющей исходную ветвь.

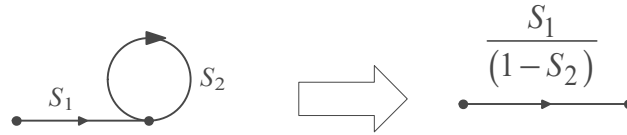


Рис. 1.14. Правило исключения контура, примыкающего к узлу

Проиллюстрируем правила упрощения графа на примере двухпортового нагруженного устройства вида (рис. 1.5) при согласованном генераторе. На первом этапе в исходном графе расщепляем узел a_2 по правилу (рис. 1.13б, 1.15а). Затем по правилу (рис. 1.12а) объединяем две последовательные ветки и исключаем образовавшийся контур по правилу (рис. 1.14, 1.15б). В завершение преобразования графа применяем правила (рис. 1.12а, б) и получаем одну ветку графа (рис. 1.15в) с искомым коэффициентом отражения. Он полностью совпадает с полученной ранее формулой (1.9).

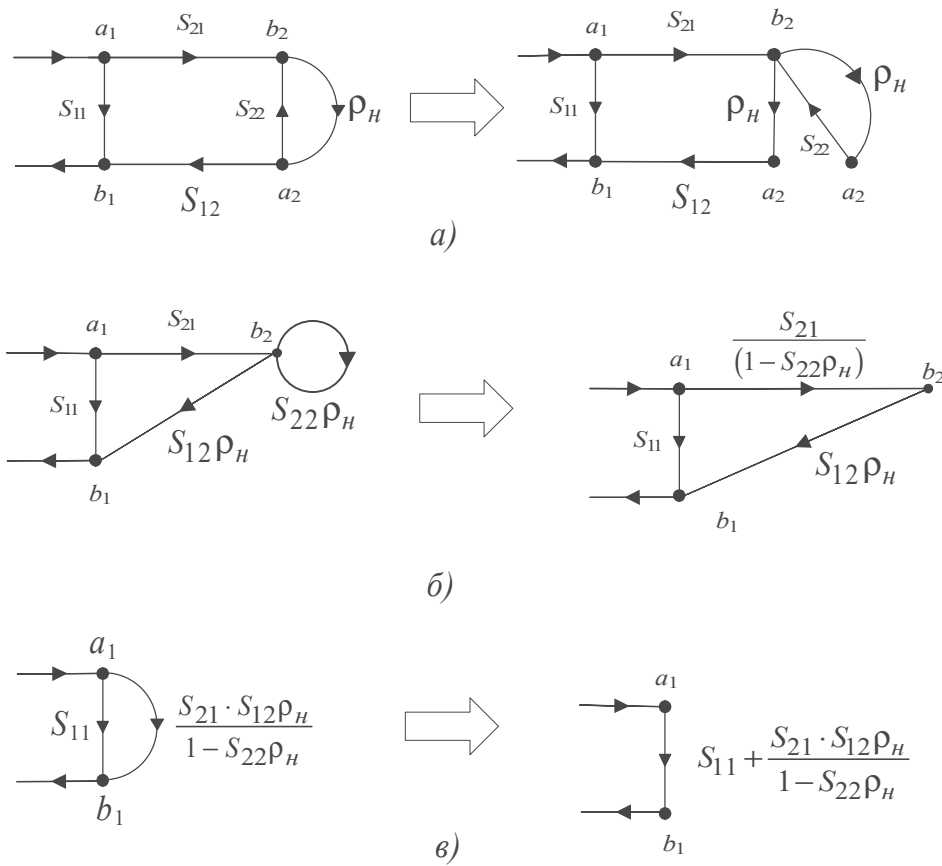


Рис. 1.15. Пример получения общего коэффициента отражения путём упрощения графа

Отметим особенности получаемых аналитических формул для матриц рассеяния декомпозиционных схем СВЧ. В них контурами высших порядков часто можно пренебречь, так как их передачи включают произведение нескольких коэффициентов отражения. Они для схем, содержащих отрезки линий передачи, разъёмы, измерительные преобразователи, как правило, имеют малые

величины. Поэтому расчётные соотношения можно упростить, исключая контуры высших порядков.

Укажем преимущества метода графов по сравнению с матричным способом объединения блоков:

- наглядность графического представления соотношений сигналов в устройстве и лёгкость интерпретации результатов анализа схемы;
- возможность производить расчёт не всех, а только необходимых элементов общей матрицы устройства;
- относительная простота получаемых аналитических формул;
- возможность учёта паразитных переотражений и связей, которые не отражены на топологической схеме устройства;
- лёгкость получения приближенных упрощённых формул для параметров измерительных трактов. Последние характерны относительно хорошим согласованием отдельных элементов тракта.

В дальнейшем направленные графы будут использоваться не только для анализа СВЧ-схем, но и при отображении погрешностей измерительного тракта векторных анализаторов цепей СВЧ.

Контрольные вопросы

1. Укажите особенности измерений СВЧ, отличающие их от измерений на НЧ и ВЧ. В чем состоят трудности СВЧ-измерений по сравнению с измерениями в области низких частот?
2. Какие виды измерений параметров СВЧ-устройств наиболее широко используются в СВЧ-технике? Какие параметры чаще всего необходимо измерять?
3. Каковы преимущества декомпозиционного метода анализа СВЧ-устройств по сравнению с классическими методами электродинамики?
4. Какие параметры соединительных отрезков линий передачи надо использовать при составлении декомпозиционной схемы СВЧ-устройства?
5. Как производят нормировку амплитуд волн в линиях передачи декомпозиционной схемы?
6. Дайте определение параметрам рассеяния СВЧ-устройства, их физическому смыслу.
7. Каковы преимущества матриц рассеяния по сравнению с классическими матрицами теории цепей?
8. Как учитывают смещение отсчётных плоскостей при измерении амплитуд волн в линиях передачи декомпозиционной схемы?
9. Какими рабочими параметрами характеризуют однопортовые и двухпортовые СВЧ-устройства?
10. Какие параметры матрицы рассеяния можно не измерять для взаимных СВЧ-устройств? Для симметричных устройств?
11. Какие свойства СВЧ-устройств без потерь позволяют сократить число измеряемых элементов матрицы рассеяния?

12. Какими свойствами обладают согласованные по всем входам пассивные трехпортовые и четырехпортовые СВЧ-узлы?

13. Что такое направленный граф СВЧ-устройства? Дайте определения узла, ветвей, путей и контуров графа.

14. Каковы преимущества метода направленных графов по сравнению с матричным методом анализа измерительных трактов СВЧ?

15. Поясните правило некасающегося контура и его применение для анализа декомпозиционных схем СВЧ-устройств.

2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ТРАКТ СВЧ

2.1. Назначение и структура измерительного тракта СВЧ

Из особенностей СВЧ-измерений следует, что подключение измерительных средств к исследуемому объекту — самостоятельная и достаточно сложная задача. Нельзя, как на низких частотах, 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). Поэтому связь между СВЧ-устройством и измерительными приборами осуществляют *линиями передачи*. Для этого используют отрезки коаксиальных и волноводных линий, переходы с одного типа линий на другие, согласующие элементы, аттенюаторы, фазовращатели и пр. Аналогичным образом подключают источники тестовых сигналов (измерительные генераторы) и СВЧ-нагрузки. В результате формируется *измерительный тракт СВЧ*. Он представляет собой 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. При этом считается, что соединительные линии передачи однородны в продольном направлении; в них используется только один основной тип волны. Длина соединительных линий может быть много больше длины волны.

В состав измерительного тракта СВЧ могут быть включены:

- соединительные линии с коннекторами (разъёмами);
- переходы между различными типами линий передачи;
- генераторы тестовых (зондирующих) сигналов;
- пассивные элементы СВЧ-трактов (СВЧ-нагрузки, делители мощности, направленные ответвители, зонды, фильтры, объёмные резонаторы и др.);
- измерительные преобразователи СВЧ-сигналов (детекторные секции, усилители и смесители СВЧ, фазовые детекторы, датчики мощности и др.);
- развязывающие невзаимные устройства (вентили, циркуляторы);
- регуляторы уровня сигналов (аттенюаторы);
- компенсаторы и регуляторы фазовых сдвигов (фазовращатели).

Особенностью измерительного тракта СВЧ является его временный характер; тракт создаётся, как правило, только для проведения измерений. Поэтому необходимо обеспечить взаимозаменяемость отдельных его элементов, возможность лёгкой сборки и разборки измерительного тракта. Это достигается *стандартизацией* присоединительных размеров линий и конструкций соединителей (разъёмов), допускающих многократную состыковку и расстыковку без существенного изменения параметров контактных узлов. Поскольку тракт применяется для измерений, то его элементы должны быть метрологически аттестованы (задана точность установки их параметров и стабильность их во времени).

Измерительные тракты различают по типу линии передачи. На рисунке 2.1 представлена классификация всех линий передачи, используемых в СВЧ-диапазоне.



Рис. 2.1. Классификация линий передачи СВЧ

Из всех линий передачи (рис. 2.1) для создания измерительных трактов используют, как правило, коаксиальный и волноводный тракты. Линии открытого типа (двухпроводные линии и открытые волноводы) не подходят для измерительных трактов, так как обладают потерями на излучение. Полосковые линии передачи в измерительных трактах практически не используют из-за сложности создания надёжных соединителей. Однако полосковые и микрополосковые компоненты используются в измерительных преобразователях, входящих в измерительные тракты (делители мощности, направленные ответвители и др.). Включение таких компонентов в измерительный тракт производят с использованием переходов между линиями передачи разного типа.

На рисунке 2.2 представлена классификация основных элементов измерительного тракта СВЧ. Они будут далее рассмотрены в соответствующих разделах.



Рис. 2.2. Элементы измерительных трактов СВЧ

Отметим особенности измерительных трактов миллиметрового диапазона (КВЧ).

Во-первых, в линиях передачи этого диапазона резко возрастают потери. Так, в диапазоне длин волн порядка 3 мм потери в металлических волноводах с основным типом волны TE_{10} достигают 5 дБ/м (сравните с затуханием 0.13 дБ/м на частоте 10 ГГц). Для компенсации таких потерь необходим источник сигналов повышенной мощности, реализация которого для данного диапазона частот вызывает проблемы.

Во-вторых, возрастают фазовые погрешности измерений за счёт нестабильности частоты источника сигналов. Вариации частоты при переходе от одной частотной точки к другой сильно влияют на электрические длины линий передачи измерительного тракта. Это приводит к погрешностям калибровки измерительного тракта.

Третья проблема диапазона КВЧ — это жёсткие требования к точности изготовления каналов волноводных элементов и соединительных элементов (фланцев) линий передачи. С проблемой допусков связана также задача обеспечения механической жёсткости и вибростойкости измерительного тракта. Все сказанное свидетельствует о необходимости тщательной разработки методики измерений в миллиметровом диапазоне частот и прецизионной технологии изготовления узлов измерительного тракта.

2.2. Измерительный тракт для определения коэффициентов отражения

Рассмотрим наиболее простую схему измерительного тракта *рефлектометра* — прибора для определения коэффициентов отражения (диагональных элементов матрицы рассеяния) (рис. 2.3). В неё входят источник сигнала (СВЧ-генератор гармонического сигнала) и измерительный преобразователь — рефлектометр. Наиболее часто в рефлектометрах используют два направленных ответвителя (НО) для реализации метода *разделения волн* (рассмотренного в следующем разделе). Направленные ответвители соединены с генератором и исследуемым устройством отрезками линий передачи (кабели, волноводы) длиной l_1 и l_2 с соответствующими разъёмами (фланцами).

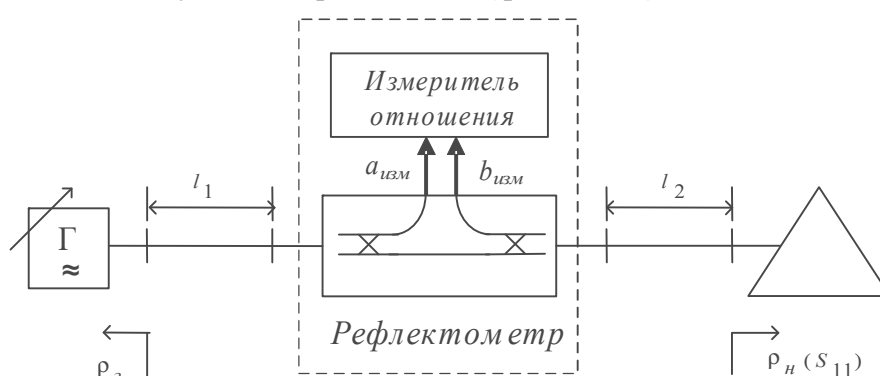


Рис. 2.3. Схема измерительного тракта для определения коэффициента отражения

Реальный генератор СВЧ в общем случае может быть не согласован (собственный коэффициент отражения ρ_{Γ} не равен нулю). Измеритель (рефлектометр) описывается полной матрицей рассеяния $[S_{\text{изм}}]$ и располагается в точке, отстоящей от входа исследуемого устройства на длину соединительного отрезка линии l_2 . Измеренный коэффициент отражения $\rho_{\text{изм}}$ в таком тракте отличается от коэффициента отражения в точке расположения нагрузки $\rho_{\text{н}}$ на фазовый множитель $\exp(-2i\theta_2)$:

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

Дополнительный фазовый сдвиг $(-2\theta_2)$ достаточно просто учитывается или компенсируется при калибровке рефлектометра. Однако другие причины погрешностей — рассогласование и потери самого рефлектометра, рассогласование генератора — требуют анализа всей схемы тракта.

Упрощённый вариант схемы может включать один направленный ответвитель отражённой волны и согласованный делитель сигнала падающей волны (рис. 2.4). Делитель — более простой и дешёвый узел, но его характеристики обычно несколько хуже, чем у направленного ответвителя. Такая схема используется в основном на относительно низких частотах СВЧ-диапазона.

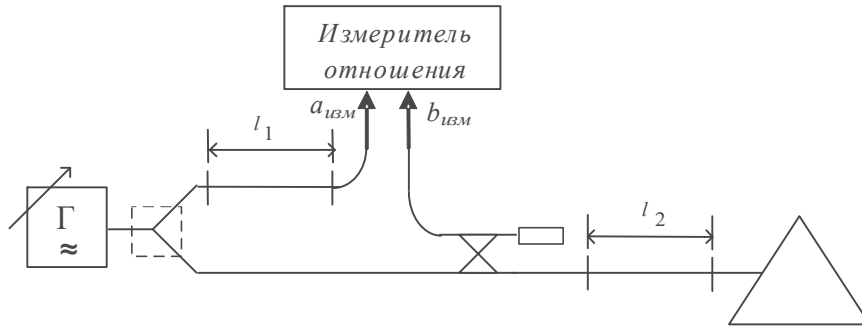


Рис. 2.4. Схема измерительного тракта с делителем мощности

Наиболее простой вариант тракта, который применяется в аналоговых измерителях коэффициента отражения, включает в себя генератор, вырабатывающий сигнал падающей волны со стабильной амплитудой. В этом случае достаточно выделить и измерить комплексную амплитуду только отражённой волны, которая будет пропорциональна искомому коэффициенту отражения. В схеме измерительного тракта остаётся только один направленный ответвитель (рис. 2.5). Вместо измерителя отношений применяют векторный вольтметр (прибор, измеряющий комплексную амплитуду гармонического сигнала). Амплитуду падающей волны принимают за единицу, фазу считают равной нулю.

Анализ систематических погрешностей, вносимых измерительным трактом, достаточно просто сделать методом направленных графов. В качестве примера рассмотрим анализ погрешностей, возникающих при измерении коэффициента отражения через амплитуду только отражённой волны $b_{изм}$. Амплитуду волны генератора a_0 поддерживают постоянной. Граф такого тракта довольно прост (см. рис. 2.5).

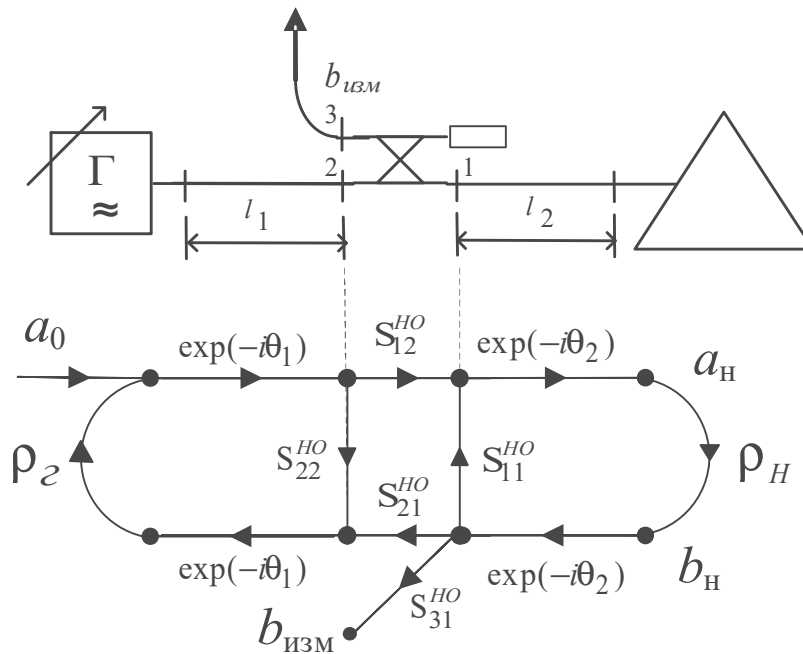


Рис. 2.5. Схема и направленный граф измерительного тракта с одним направленным ответвителем

Здесь ρ_{Γ} и ρ_{H} — коэффициенты отражения от генератора и нагрузки, S_{ij}^{HO} — элементы матрицы рассеяния направленного ответвителя с идеальной развязкой ($S_{41}^{\text{HO}} = 0$). Граф показывает связи амплитуд падающих и отражённых волн на всех входах схемы и позволяет достаточно просто рассчитать отношение $b_{\text{изм}}/a_0$ по правилу некасающегося контура:

$$\frac{b_{\text{изм}}}{a_0} = \frac{\rho_{\text{H}} \cdot S_{21}^{\text{HO}} \exp(-i(\theta_1 + 2\theta_2)) \cdot S_{31}^{\text{HO}}}{(1 - \rho_{\text{H}} \cdot S_{22}^{\text{HO}} \cdot \exp(-2i(\theta_2)) - \rho_{\Gamma} \cdot S_{11}^{\text{HO}} \exp(-2i(\theta_1) + \dots} \dots \neq$$

$$\frac{\dots}{+ \rho_{\text{H}} \cdot \rho_{\Gamma} \cdot S_{11}^{\text{HO}} S_{22}^{\text{HO}} \exp(-2i(\theta_1 + \theta_2)) - \rho_{\text{H}} \cdot \rho_{\Gamma} S_{21}^{\text{HO}} S_{12}^{\text{HO}} \cdot \exp(-2i(\theta_1 + \theta_2))} \neq \frac{b_{\text{H}}}{a_{\text{H}}} = \rho_{\text{H}}.$$

Если пренебречь произведениями малых коэффициентов отражения портов НО, то формула упрощается;

$$\frac{b_{\text{изм}}}{a_0} \approx \frac{\rho_{\text{H}} \cdot S_{21}^{\text{HO}} \exp(-i(\theta_1 + 2\theta_2)) \cdot S_{31}^{\text{HO}}}{(1 - \rho_{\text{H}} \cdot S_{22}^{\text{HO}} \cdot \exp(-2i(\theta_2)) - \rho_{\text{H}} \cdot \rho_{\Gamma} S_{21}^{\text{HO}} S_{12}^{\text{HO}} \cdot \exp(-2i(\theta_1 + \theta_2))} \neq \frac{b_{\text{H}}}{a_{\text{H}}} = \rho_{\text{H}}.$$

Отсюда следует, что даже для случая идеально согласованного НО ($S_{11} = S_{22} = 0$) существует *погрешность рассогласования* генератора и нагрузки:

$$\frac{b_{\text{изм}}}{a_0} = \frac{\rho_{\text{H}} \cdot \exp(-i(\theta_1 + 2\theta_2)) S_{21}^{\text{HO}} S_{31}^{\text{HO}}}{(1 - \rho_{\text{H}} \cdot \rho_{\Gamma} \cdot S_{21}^{\text{HO}} S_{12}^{\text{HO}} \cdot \exp(-2i(\theta_1 + \theta_2))} \neq \frac{b_{\text{H}}}{a_{\text{H}}} = \rho_{\text{H}}.$$

Сделаем оценку этой погрешности для случая идеального НО без потерь с переходным ослаблением 10 дБ ($|S_{31}| = 0.316$, $|S_{21}| = 0.94$) при максимальной вариации фазового множителя в знаменателе:

$$\delta = \left(1 - \frac{1}{1 \pm 0.88 |\rho_{\Gamma} \rho_{\text{H}}|} \right) \cdot 100\%.$$

Численный расчёт показывает, что при КСВН генератора = 1.5 ($\rho_{\Gamma} \approx 0.2$) и нагрузке с КСВН = 3 ($\rho_{\text{H}} \approx 0.5$) погрешность рассогласования может лежать в пределах $-9.6...+8.1\%$. Для 3 дБ направленного ответвителя интервал погрешности $-5.2...+5.0\%$.

Погрешность рассогласования не всегда удаётся устранить калибровкой из-за флуктуаций фазовых параметров генератора. В этом случае в измерительный тракт между генератором и рефлектометром надо включать *развязывающие* устройства — вентили или аттенюаторы. *Вентилем* в СВЧ-технике называют ферритовое невзаимное устройство, имеющее сильно отличающиеся коэффициенты передачи в прямом и обратном направлениях $|S_{21}| \gg |S_{12}|$. Включив вентиль между генератором и измерительным трактом, можно получить небольшое ослабление волны генератора a_{Γ} и сильное ослабление отражённой

(падающей на генератор) волны b_r . Это уменьшает погрешность рассогласования. К сожалению, вентиль — достаточно дорогой и дефицитный прибор, имеющий, как правило, ограниченный частотный диапазон.

Более простой и дешёвый вариант — включение на выходе генератора *развязывающего аттенюатора*. Рассмотрим подграф схемы измерительного тракта, включающий рассогласованный генератор и аттенюатор, описываемый матрицей рассеяния $[S^a]$ (рис. 2.6).

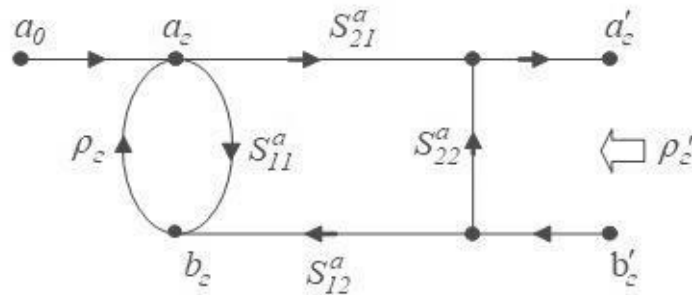


Рис. 2.6. Направленный граф генератора и развязывающего аттенюатора

Коэффициент отражения со стороны выхода аттенюатора равен

$$\rho'_r = \frac{a'_r}{b'_r} = \frac{S_{21}^a S_{12}^a \rho_r}{1 - \rho_r S_{11}^a}.$$

Здесь падающая на аттенюатор b'_c и отражённая от него a'_c волны обозначены наоборот. При малом коэффициенте отражения от аттенюатора ($|S_{11}^a| \ll 1$) коэффициент отражения со стороны выхода аттенюатора равен $\rho'_c \approx (S_{21}^a)^2 \rho_r$. Таким образом, при ослаблении аттенюатора 20 дБ ($|S_{21}| = 0.1$) амплитуда волны генератора снижается в 10 раз, а коэффициент отражения — в 100 раз. Развязка генератора и измерительного тракта достигается снижением амплитуды падающей волны, поэтому в этом случае необходимо иметь запас мощности генератора.

Итак, если известны параметры элементов измерительного тракта, анализ погрешностей определения коэффициента отражения можно провести расчётным путём. Но параметры элементов, как правило, неизвестны. Их находят опытным путём. Процедуру определения параметров называют *калибровкой измерительного тракта*. В настоящее время считается, что выгоднее повышать точность измерения калибровкой, чем тратить усилия на дорогостоящее улучшение параметров элементов измерительного тракта.

Рассмотрим принципы калибровки измерительного тракта коэффициента отражения в самом общем виде. Представим реальный рефлектометр в виде двух частей — идеального измерителя отношения и виртуального узла связи, учитывающего неидеальность элементов измерительного тракта (рис. 2.7).

Свойства узла связи зададим матрицей рассеяния $[r]$ и графом, отражающим погрешности измерительного тракта. Отношение $\rho_{\text{изм}} = \frac{b_{\text{изм}}}{a_{\text{изм}}}$, измеряемое

идеальным рефлектометром, запишем через параметры графа погрешностей и искомый коэффициент отражения нагрузки ρ_H в соответствии с правилом некасающегося контура:

$$\rho_{\text{изм}} = r_{11} + \frac{r_{21} \cdot r_{12} \exp(-i2\theta_2) \rho_H}{1 - r_{22} \cdot \rho_H \exp(-i2\theta_2)}. \quad (2.1)$$

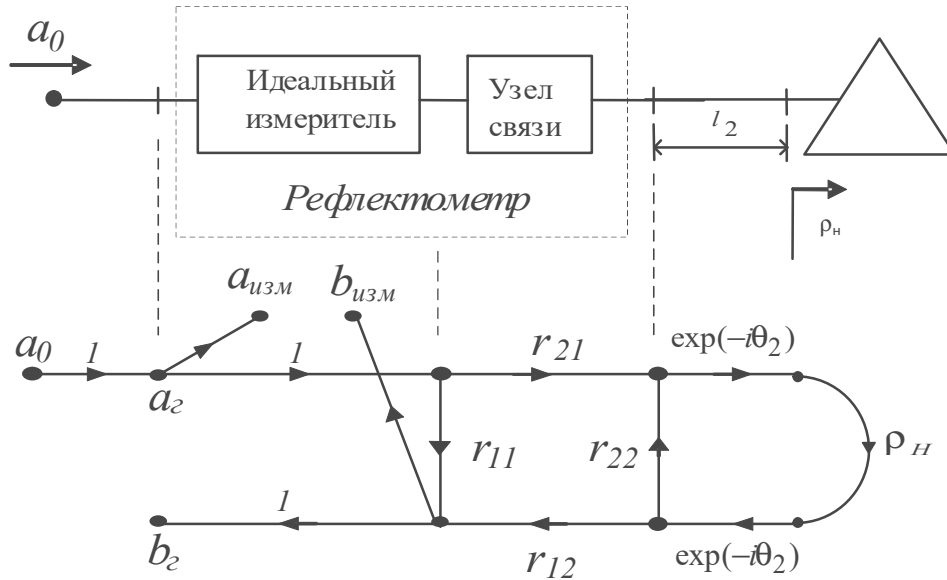


Рис. 2.7. Представление реального рефлектометра в виде двух блоков и его направленный граф

Экспериментальное определение параметров матрицы $[r]$ и называют *калибровкой* измерительного тракта. Его выполняют перед проведением измерений параметров исследуемого устройства. Одна из методик калибровки основана на измерении входного коэффициента отражения при подключении трех образцовых (эталонных) нагрузок с известными коэффициентами отражения $(\rho_H^{\text{обр}})_n$, $n = 1, 2, 3$. Последовательно подключая эти нагрузки, фиксируют данные калибровки $(\rho_{\text{изм}}^{\text{кал}})_n$, $n = 1, 2, 3$. Подставляя эти данные в (2.1), получают систему из трех уравнений относительно переменных r_{11} , r_{22} и определителя матрицы $(r_{11}r_{22} - r_{12}r_{21})$:

$$\begin{aligned} r_{11} + r_{22} \left(\rho_{\text{изм}}^{\text{кал}} \right)_n \cdot \left(\rho_H^{\text{обр}} \right)_n \cdot e^{-i2\theta_2} - (r_{11}r_{22} - r_{12}r_{21}) \left(\rho_H^{\text{обр}} \right)_n \cdot e^{-i2\theta_2} - \dots \\ \dots - \left(\rho_{\text{изм}}^{\text{кал}} \right)_n = 0, \quad n = 1, 2, 3. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Решая систему (2.2), определяют неизвестные параметры матрицы графа погрешностей. Скорректированный результат измерений тогда рассчитывается по формуле

$$\rho_H = \frac{\rho_{\text{изм}} - r_{11}}{r_{12}r_{21} + r_{22}(\rho_{\text{изм}} - r_{11})} e^{i2\theta_2}.$$

Для успешной калибровки важно правильно выбрать образцовые нагрузки. Наиболее часто используют:

- короткозамыкатель КЗ ($\rho_{\text{H}}^{\text{обр}} = -1$);
- согласованную нагрузку СН ($\rho_{\text{H}}^{\text{обр}} = 0$);
- разомкнутую линию (нагрузку холостого хода ХХ) ($\rho_{\text{H}}^{\text{обр}} = 1$).

Нагрузку холостого хода в ряде случаев (на высоких частотах, в волноводных устройствах) реализовать затруднительно из-за частотной зависимости краевой емкости, возможного излучения волн и пр. Важно также обеспечить совпадение положений отсчётных плоскостей КЗ и ХХ нагрузок. Поэтому иногда вместо фиксированных КЗ и ХХ нагрузок используют подвижный короткозамыкатель (слайдер), позволяющий получить набор образцовых значений фазовых углов коэффициента отражения.

Методики калибровки для конкретных видов измерительных трактов будут рассмотрены позже, в разделе векторных анализаторов цепей СВЧ.

2.3. Измерительный тракт для определения коэффициентов передачи

Для определения коэффициентов передачи (недиагональных элементов матрицы рассеяния) измерительный тракт включает измеритель отношения амплитуды проходящей во второй порт волны к амплитуде волны, падающей на первый порт. На остальных портах устройства должны быть установлены согласованные нагрузки.

Измерение коэффициентов передачи сложнее измерения коэффициента отражения:

во-первых, требуется измерять отношения комплексных амплитуд на *разных* портах устройства (в этом случае измерительные тракты могут содержать отличающиеся типы линий — например, коаксиальная линия и волновод);

во-вторых, при определении аргумента коэффициента передачи необходимо на измеритель отношения передать опорный сигнал падающей волны, относительно которого производится отсчёт фазы проходящей волны. Это требует дополнительной линии передачи и усложняет измерительный тракт;

в-третьих, измерение коэффициента передачи, близкого к единице, сильно зависит от качества согласования портов (требуется малый КСВН нагрузок, подключённых к портам).

На рисунке 2.8 показан наиболее популярный вариант измерительного тракта для определения коэффициента передачи двухпортового устройства. В нем для выделения падающей и проходящей волн использованы направленные ответвители, а на выходе тракта включена согласованная нагрузка.

Измерительный тракт содержит отрезки соединительных линий передачи l_1 , l_2 , l_3 и измеритель отношения комплексных амплитуд. Кроме того, на измеритель отношения с помощью линии передачи l_5 подают *опорный сигнал* падающей волны. Иногда используют более простую и дешёвую схему с делителем мощности (рис. 2.9).

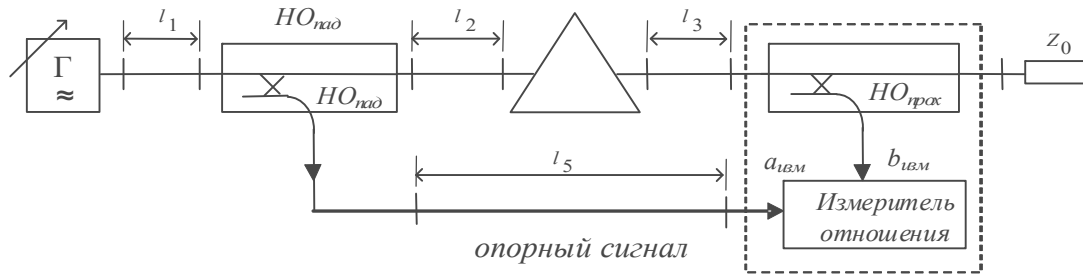


Рис. 2.8. Схема измерительного тракта для определения коэффициента передачи

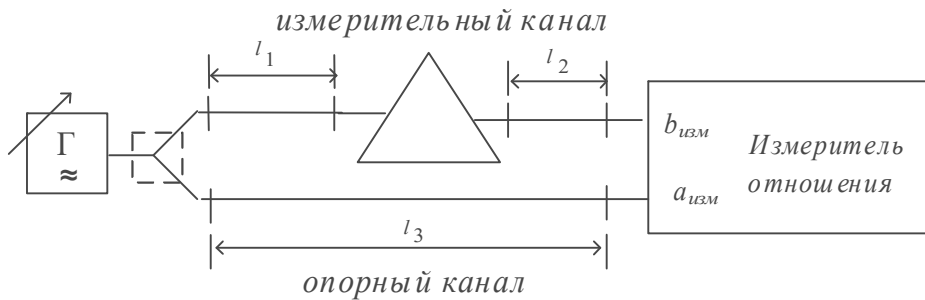


Рис. 2.9. Схема упрощенного измерительного тракта для определения коэффициента передачи

С помощью делителя формируют два канала — опорный и измерительный. Исследуемое устройство включают в измерительный канал. Сигналы с каналов подают на измеритель отношения комплексных амплитуд. Такая структура тракта, как правило, не обеспечивает хорошего согласования элементов с соединительными линиями, что снижает точность измерений.

Рассмотрим направленный граф, отображающий схему измерительного тракта двухвходового устройства вида (рис. 2.8). В нем упрощены ветви дополнительных портов направленных ответвителей и отражены только графы погрешностей направленных ответвителей на входе $[r']$ и на выходе $[r'']$ исследуемого устройства, описываемого матрицей $[S]$ (рис. 2.10).

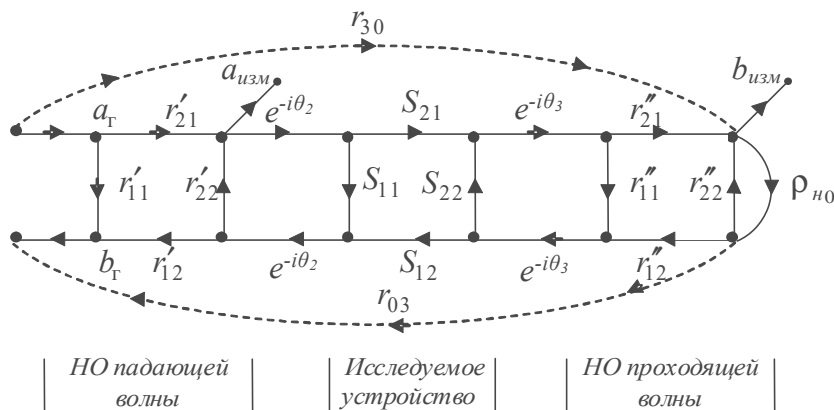


Рис. 2.10. Направленный граф измерительного тракта для определения коэффициента передачи

В графе учтён коэффициент отражения $\rho_{н0}$ от реальной согласованной нагрузки, которая может отличаться от идеальной. Кроме этого, на погрешность измерения коэффициента передачи оказывает влияние неидеальная развязка входным и выходным направленными ответвителями. На графе это влияние отражено ветвями r_{03} и r_{30} , указанными пунктиром.

Все параметры графов погрешностей определяются при калибровке по методике, аналогичной той, что описана выше. Однако расчётные формулы в данном случае более сложные и здесь не приводятся. В качестве образцовых элементов, кроме трех эталонных нагрузок (КЗ, ХХ и СН) для калибровки входного участка измерительного тракта, применяют отрезок линии передачи, у которого коэффициент передачи полагают равным единице (калибровка «на проход»). Для более сложных методик калибровки используют отрезки линий передачи с известной электрической длиной и образцовые аттенюаторы.

Для многопортовых устройств (многополюсников СВЧ) данная схема калибровки и измерений остаётся в силе. Определяют коэффициент передачи между двумя выбранными портами. Остальные порты должны быть нагружены на согласованные нагрузки. Процедура определения параметров многополюсника с N -входами включает в общем случае N измерений коэффициентов отражения и коэффициентов передачи по схемам (рис. 2.7, 2.8). В одном измерении определяют 4 коэффициента матрицы рассеяния S_{ii} , S_{ji} , S_{ij} , S_{jj} для портов i и j . Погрешности измерительного тракта могут быть определены и скомпенсированы калибровкой по методике, описанной выше для двухпортовых устройств. Погрешности за счёт неидеальности нагрузок на холостых портах должны устраняться отдельно.

При измерениях двух- и многопортовых СВЧ-устройств часто возникает необходимость сочленения линий разного типа. Например, если входной порт устройства подключается к коаксиальной линии передачи, а выходной порт — к волноводной линии. Для измерения коэффициента передачи в этом случае в схему (рис. 2.8) необходимо включить коаксиально-волноводный переход. Параметры матрицы рассеяния перехода необходимо учесть при коррекции погрешностей измерительного тракта.

Рассмотрим методику измерения параметров такого перехода. Для этого необходимо иметь два идентичных перехода между линиями типа А (например, коаксиальная линия) и типа Б (волновод), а также отрезки линии передачи типа Б с известной электрической длиной θ . Переходы включают через отрезок линии Б встречно по схеме на рисунке 2.11.

Для определения матрицы рассеяния перехода $[S]$ измеряют коэффициент отражения ρ и коэффициент передачи τ всей схемы. Из направленного графа схемы они легко находятся методом некасающегося контура:

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

При малых величинах $|S_{22}|^2 \ll 1$ перехода формулы упрощаются:

$$\rho \approx S_{11} + S_{12}S_{22}S_{21}e^{-2i\theta}, \quad \tau \approx S_{12}S_{21}e^{-i\theta}. \quad (2.3)$$

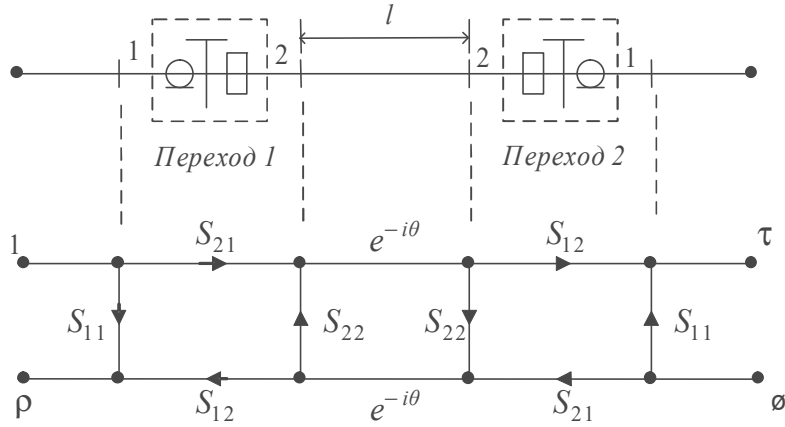


Рис. 2.11. Схема измерения параметров согласующих переходов между линиями передачи

Значения параметра τ измеряют и рассчитывают произведение $S_{21}S_{12}$ по формуле (2.3). Значения S_{11} и S_{22} перехода находят путём измерения коэффициентов отражения ρ_1 и ρ_2 для двух электрических длин линии θ_1 и θ_2 .

$$S_{11} = \frac{\rho_1 e^{-2i\theta_2} - \rho_2 e^{-2i\theta_1}}{e^{-2i\theta_2} - e^{-2i\theta_1}}, \quad S_{22} = \frac{\rho_2 - \rho_1}{S_{12}S_{21}(e^{-2i\theta_2} - e^{-2i\theta_1})}.$$

Для большей точности расчёта длины линий должны отличаться примерно на четверть длины волны.

2.4. Коаксиальный измерительный тракт СВЧ

В коаксиальном измерительном тракте СВЧ используют волну основного типа T (рис. 2.12а).

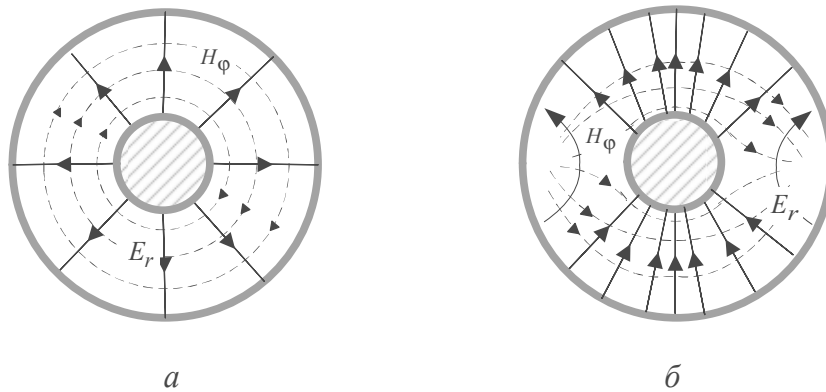


Рис. 2.12. Электрическое и магнитное поля коаксиальной линии: а — с T -волной; б — с волной высшего типа H_{11} .

Она имеет только поперечные составляющие электрического и магнитного поля. Напряжение и ток бегущей волны в такой линии определяются однозначно. Их отношение называют *волновым сопротивлением* коаксиальной линии Z_0 . Оно зависит от соотношения диаметров внешнего D и внутреннего d

проводников, а также от относительной диэлектрической проницаемости заполнения линии ϵ :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln\left(\frac{D}{d}\right) = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \lg\left(\frac{D}{d}\right), \text{ Ом.} \quad (2.4)$$

В качестве линий передачи в коаксиальных измерительных трактах чаще всего используют отрезки гибких стандартных кабелей. Тип кабеля выбирают исходя из заданного волнового сопротивления, рабочего диапазона частот, коэффициента затухания волны и максимально допустимой мощности сигнала. Коэффициент затухания в коаксиальной линии определяется двумя слагаемыми $\alpha = \alpha_M + \alpha_D$:

$$\alpha_M = 8.686 \cdot \sqrt{\epsilon} \frac{\left(\frac{R_{s1}}{d} + \frac{R_{s2}}{D}\right)}{120\pi \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)} = 8.686 \cdot \sqrt{\epsilon} \frac{\left(\frac{\sqrt{f\mu_0\rho_1}}{d} + \frac{\sqrt{f\mu_0\rho_2}}{D}\right)}{120\sqrt{\pi} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)}, \text{ дБ/м,}$$

$$\alpha_D = 8.686 \frac{\pi}{3} \cdot 10^{-8} \sqrt{\epsilon} \cdot f \cdot \text{tg}\delta_D, \text{ дБ/м,}$$

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 \rho}, \text{ Ом. Для меди } \rho = 1.75 \cdot 10^{-8} \text{ Ом} \cdot \text{м}; \quad R_s = \frac{0.047}{\sqrt{\lambda[\text{см}]}}.$$

Здесь α_M — постоянная затухания, обусловленная потерями в металле с поверхностным сопротивлением R_{s1} или удельным объёмным сопротивлением ρ_1 [Ом·м] (внутренний проводник) и R_{s2} или ρ_2 (внешний проводник); α_D — постоянная затухания в диэлектрике с фактором потерь $\text{tg}\delta_D$; f — частота. Расчёт показывает, что для 50-омной линии с воздушным заполнением для размера 7/3 мм постоянная затухания на частоте 10 ГГц составляет 0.34 дБ/м, для размера 3.5/1.52 на частоте 30 ГГц — 1.182 дБ/м. Для коаксиальных линий в диапазоне КВЧ потери в металле становятся чрезмерно большими. Так, для линии 1.0/0.434 затухание составляет 7.58 дБ/м на частоте 100 ГГц.

Затухание в коаксиальной линии зависит в основном от потерь во внутреннем проводнике. Найдём оптимальное соотношение $\frac{D}{d}$ исходя из требования минимума затухания при заданном диаметре внешнего проводника. Формула (2.4) имеет минимум при равенстве $\ln\left(\frac{D}{d}\right) = 1 + \frac{d}{D}$. Это даёт соотношение $\frac{D}{d} \approx 3.59$, что соответствует волновому сопротивлению $Z_0 = \frac{77}{\sqrt{\epsilon}}$, Ом. В случае требования малых потерь используют значение 75 Ом. Оптимальное отношение D/d для максимальной электрической прочности коаксиала (минимум E при заданной мощности P) равно $\frac{D}{d} \approx 1.65$, что соответствует волновому сопротивле-

нию $Z_0 = \frac{30}{\sqrt{\epsilon}}$, Ом. Таким образом, для линии с большим уровнем мощности требуется уменьшать ее волновое сопротивление. В случае требования малых потерь используют значение 75 Ом. Значения волновых сопротивлений коаксиальных линий выбирают путём компромисса. Измерительные коаксиальные тракты имеют, как правило, стандартное волновое сопротивление 50 Ом. Линии с другим волновым сопротивлением в измерительных трактах используют редко.

Скорость распространения T -волны в коаксиальной линии с воздушным заполнением равна скорости света в вакууме. При заполнении линии диэлектриком скорость уменьшается и увеличивается электрическая длина линии. Это изменение описывается *коэффициентом укорочения* (отношением скорости света к скорости распространения волны в линии). Для T -волны коэффициент укорочения равен $\sqrt{\epsilon}$.

Рабочий диапазон частот коаксиальной линии ограничен сверху появлением паразитных высших типов волн, критическая частота которых для аксиально-неоднородных колебаний связана с длиной периметра внешнего проводника коаксиала. Приблизённо можно считать, что критическая длина волны H_{11} (рис. 2.12б) равна длине окружности, диаметр которой равен среднему арифметическому внутреннего и внешнего диаметров коаксиала:

$$\lambda_{\text{кр}}^{(H_{11})} \approx \frac{\pi(d + D)\sqrt{\epsilon}}{2}.$$

Эта волна имеет наименьшую критическую частоту, которая ограничивает рабочий диапазон коаксиальной линии сверху:

$$f_{\text{кр}}^{(H_{11})} = \frac{299.8}{\frac{\pi}{2}\sqrt{\epsilon}(D + d)}, \text{ ГГц},$$

где D и d — внешний и внутренний диаметры линии, мм. Чем меньше внешний диаметр кабеля D , тем шире рабочий диапазон одномодового режима линии. Однако у тонких кабелей возрастает погонное затухание и снижается допустимая мощность. Поэтому выбор типа коаксиальной линии для конкретной измерительной задачи — всегда компромисс. В таблице 2.1 приведены соотношения между размерами и критической частотой первого паразитного типа волн для воздушно-го заполнения ($\epsilon = 1$) стандартных 50-омных коаксиальных линий.

Таблица 2.1

Частотный диапазон коаксиальных линий с воздушным диэлектриком и волновым сопротивлением 50 Ом

Отношение диаметров D/d , мм	1.0/ 0.434	1.85/ 0.83	2.4/ 1.04	2.92/ 1.27	3.5/ 1.52	4.6/ 1.37	7.25/ 3.0	16.0/ 7.0
Критическая частота волны H_{11} , ГГц	135.7	73.3	56.7	46.5	38	31	19.4	6
Рекомендуемый частотный диапазон, ГГц	110	65	50	40	34	29	18	4.9

Отечественные коаксиальные кабели маркируют по ГОСТ 11326.0-78 в виде РК ХХ-Х-ХХ, где две первые буквы — сокращённо «Радиочастотный коаксиальный», далее указывается волновое сопротивление в Ом (50 или 75). Через дефис приводят внешний диаметр по изоляции в миллиметрах, 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. По зарубежной классификации за буквами RG (Radio Guides), обозначающими радиочастотный кабель, через дефис следует его номер, состоящий из одной-трех цифр.

Для сборки коаксиального измерительного тракта и подключения исследуемого устройства применяют стандартные виды соединителей (разъёмов), согласованных с выбранным размером кабеля и его волновым сопротивлением. Поэтому коаксиальные измерительные тракты обычно классифицируют по типу разъёмов. Коаксиальный разъём состоит из двух частей (вилка и розетка), каждая из которых содержит два цилиндрических контакта. Различают *кабельные* разъёмы, предназначенные для соединения двух кабелей, и *приборно-кабельные*. Последние имеют элементы крепления к панели устройства или прибора. Есть также соединители, устанавливаемые на печатные платы.

По способу соединения частей различают резьбовые, байонетные и врубные разъёмы. У *резьбового* разъёма соединение и фиксация частей осуществляются с помощью накидной гайки. *Байонетные* разъёмы используют скольжение выступов розетки по винтовой линии пазов вилки разъёма. *Врубные* разъёмы применяют для временных соединений; вилка вставляется в розетку без фиксации ее положения.

Согласно ГОСТу каждому соединителю присваивается условное обозначение, состоящее из букв СР — «Соединитель радиочастотный» — и величины волнового сопротивления. Далее через дефис указывается номер разъёма. Последняя буква обозначает тип изоляционного материала (П — полиэтилен, Ф — фторопласт, С — полистирол, К — керамика). Принято с 1-го по 100-й номера давать разъёмам байонетного типа, с 101-го по 500-й — с резьбовым соединением, с 501-го по 700-й — врубного. Например, СР 50-449Ф — резьбовой разъём 50 Ом с фторопластовым изолятором. Используют также классификацию СВЧ-разъёмов по ГОСТ 13317-89. Согласно этому стандарту основной характеристикой разъёма является его присоединительный размер, который нумеруется римскими цифрами от I до IX. Международное обозначение разъёмов менее информативно. Каждому разъёму присваивается марка, часто представляющая аббревиатуру английского наименования или фирменный знак производителя.

По точности изготовления контактных узлов соединители делят на метрологические, инструментальные разъёмы и соединители общего применения. *Метрологические* разъёмы удовлетворяют более высоким требованиям по точности изготовления, стабильности параметров и максимальному числу подключений и соответственно имеют более высокую стоимость. Они предназначены для прецизионных измерений и не должны использоваться для совместной рабо-

ты с соединителями общего применения. *Инструментальные* соединители применяются в радиоизмерительной аппаратуре в сочетании с различными кабелями и адаптерами. Они обеспечивают достаточно высокую точность, воспроизводимость результатов измерений и большое количество соединений и разъединений с ответным соединителем. Такие соединители входят в состав калибровочных комплектов (*англ.* calibration kits) для различной радиоизмерительной аппаратуры. Остальные виды разъемов — это соединители *общего применения*, требования к которым существенно ниже.

Частотный диапазон разъёма, как и для кабеля, определяется критической частотой низшего паразитного типа волны H_{11} . Это теоретическая верхняя граница рабочего диапазона соединителя. В фирменной документации обычно указывают более низкое значение гарантированной частотной границы применения разъёма, в пределах которой обеспечивается стабильная работа изделия. Наиболее популярные типы разъемов, которые используются в измерительных трактах, приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.2

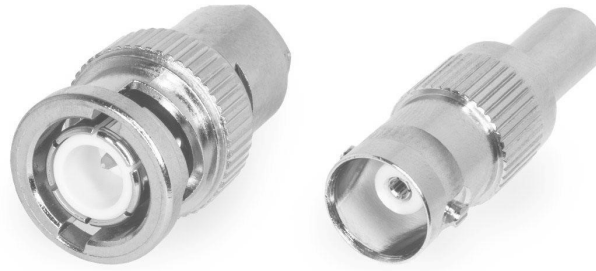
Обозначения и параметры коаксиальных разъемов, используемых в измерительных трактах

Z_0 , Ом	D , мм	d , мм	$f_{\text{в}}$, ГГц (теоретическая)	Международное обозначение	Тип по ГОСТ 13317-89
50.75	6.35		4	BNC	V
50	16	6.95	7.5	7/16	II
75	16	4.6	3		VIII
50	7	3.04	18	N-тип	III
50	4.1	1.27	26	SMA	IX
50	2.4	1.04	50	APC-2.4	I
50	1.85	0.8	85	APC-1.85	—
50	1.0	0.434	110	APC-1.0	—

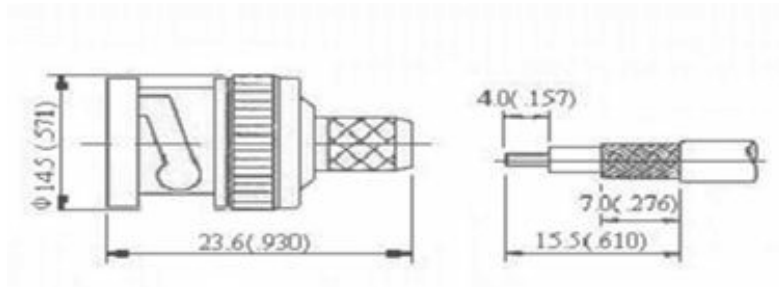
Соединитель типа BNC — это разъем с байонетным сочленением. Назван в честь разработчиков: Пола Нейла (Paul Neill) из лаборатории Bell Labs и Карла Концельмана (Carl Concelman) из фирмы Amphenol (BNC — Bayonet Neill-Concelman или Bayonet Navy Connector). Отечественный аналог соединителя BNC — разъем CP-50-74Ф. Разъем BNC служит для быстрого подключения коаксиального кабеля «байонетным» соединением (1/4 оборота). Для разъёма с волновым сопротивлением 50 Ом частотный диапазон с заполнением диэлектриком — до 4 ГГц, для 75 Ом (с уменьшенным диаметром штыря и без диэлектрика) — до 2 ГГц (рис. 2.13).

На относительно низких частотах (до десятков МГц) допускается использование вилки 75 Ом совместно с гнездом 50 Ом и наоборот. Потери в соединителе BNC не превышают 0.3 дБ.

Кабели с соединителями типа BNC широко применяются для сопряжения радиоэлектронных устройств (измерительных генераторов, осциллографов и других приборов) в рабочем диапазоне до единиц ГГц. Соединители BNC имеют низкую стоимость, высокую надёжность и просты в использовании.



a



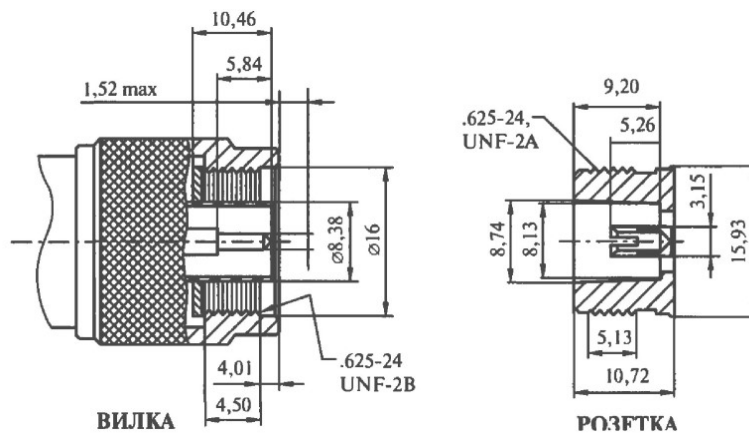
б

Рис. 2.13. Байонетный разъем BNC: *a* — внешний вид; *б* — габаритные размеры и разделка кабеля под разъем.

На более высоких частотах нашёл широкое применение разъем *N* типа (англ. Navy connector) (рис. 2.14).



a



б

Рис. 2.14. Соединитель *N* типа: *a* — внешний вид; *б* — габаритные размеры.

Этот разъем был создан в 1942 г. (автор — Пол Нейл). В течение более 80 лет *N*-разъем остаётся одним из самых популярных резьбовых СВЧ-соединителей среднего уровня мощности. Разъем имеет размеры 7.0×3.04 мм (тип III по ГОСТ), волновое сопротивление 50 Ом, верхнюю границу частот $f_{\text{в}} = 18$ ГГц (гарантированная полоса частот 11 ГГц). Такой разъем обеспечивает КСВН не хуже 1.4, потери порядка 0.15 дБ. Выпускаются разъёмы *N* типа также с волновым сопротивлением 75 Ом. Они имеют меньший диаметр центрального проводника и частотный диапазон до 8 ГГц.

Соединитель *N* типа является широко применяемым радиочастотным соединителем в ВЧ- и СВЧ-устройствах. Благодаря хорошим электрическим параметрам, способности выдерживать большие механические нагрузки (вследствие жёсткости конструкции) и сравнительно низкой стоимости *N*-разъёмы нашли широкое применение в измерительной СВЧ-технике.

На более высоких частотах используют тонкие кабели и субминиатюрный 50-омный разъем SMA (англ. Subminiature Grade A) (рис. 2.15).

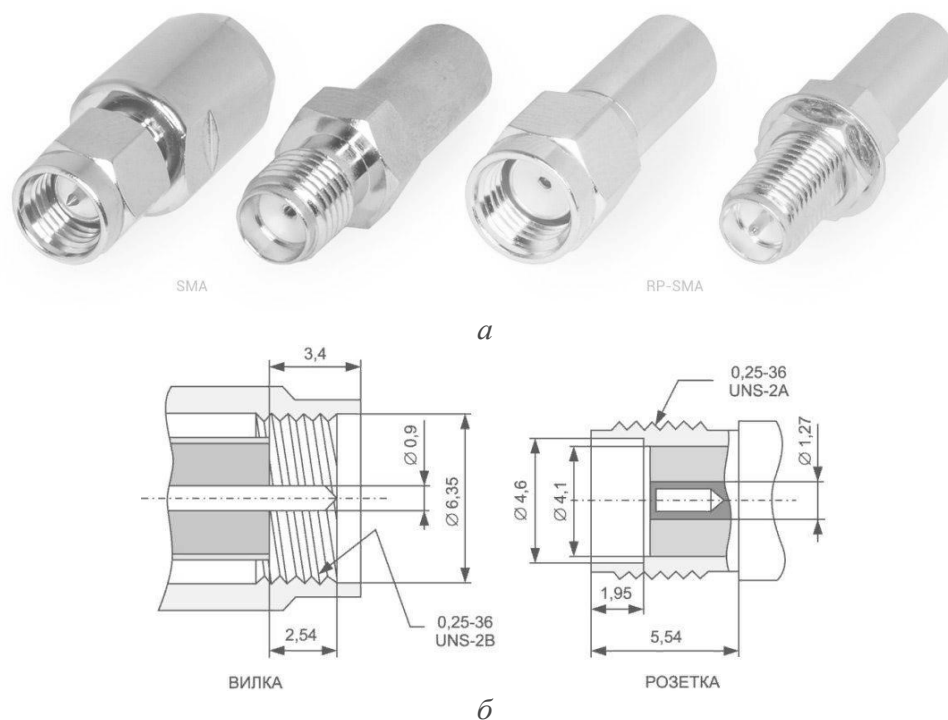


Рис. 2.15. Соединитель SMA: *a* — внешний вид; *б* — габаритные размеры.

Разъем был разработан в 1962 г. Он имеет две модификации: 4.1×1.27 мм — с фторопластовым заполнением и 3.5×1.52 мм — прецизионный разъем с воздушным заполнением. SMA-разъёмы имеют рабочий диапазон частот до 26.5 ГГц (теоретический предел) и 18 ГГц (гарантированный). Для варианта разъёма с воздушным заполнением (англ. Amphenol Precision Connector APC-3.5, 1976 г. разработки) частотный диапазон был расширен до 34 ГГц. Максимальный КСВН соединителя SMA — 1.08–1.25, потери — порядка $0.06\sqrt{f[\text{ГГц}]}$, дБ. Соединители SMA рассчитаны на 500 циклов сочленений при условии правильной затяжки гайки. Для этого рекомендован специальный

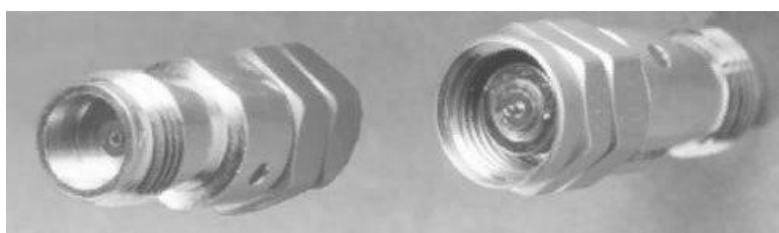
динамометрический ключ, который контролирует допустимый уровень усилия — от 0.3 до 0.6 Н·м для разъёма SMA.

Соединители SMA в настоящее время широко используются в радиоэлектронике и измерительной технике на малом уровне мощности. Их доля в общем объёме выпуска всех радиочастотных соединителей превышает 50%. Разъёмы SMA и их модификации (SMB, SMC и др.) применяют в генераторных, усилительных и преобразовательных модулях, микрополосковых узлах измерительных трактов и устройств радиоэлектронной аппаратуры. Однако опыт применения соединителей SMA выявил их некоторые недостатки:

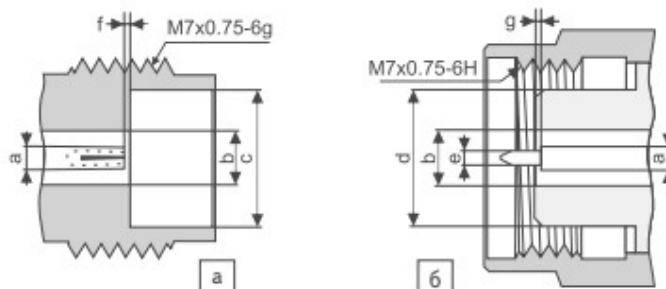
- ненадёжность области сочленения вилки и розетки из-за небольшой (менее 0.25 мм) толщины стенки розетки. Это обстоятельство снижает жёсткость конструкции и воспроизводимость параметров соединителей;
- резьбовое соединение вилки и розетки требует применения тарированного ключа для накручивания гайки вилки на корпус розетки, что увеличивает время сочленения;
- размеры соединителей слишком велики для миниатюрных изделий микроэлектроники.

Расширение частотного диапазона разъёма стало возможным с разработкой группы соединителей с внешним диаметром 2.9 мм. Так, соединитель с размерами 2.9/1.27 мм с воздушным диэлектриком называют К-разъём, или SMK, так как он работает в *Ka*-диапазоне частот (26...40 ГГц). К-разъём имеет частотный диапазон до 45 ГГц, потери $0.02\sqrt{f[\text{ГГц}]}$, максимальный КСВН = 1.4. К-разъём полностью совместим с соединителями SMA.

Для диапазона КВЧ коаксиальные разъёмы выполняют с усиленным толстым корпусом. Увеличенные габариты обеспечивают прочность и стабильность характеристик. Так, разъём APC-1.85 (англ. *V*-connector) имеет диаметр корпуса 7 мм (рис. 2.16).



a



б

Рис. 2.16. Соединитель APC-1.85 (*V*-connector): *a* — внешний вид; *б* — габаритные размеры.

Рабочий диапазон частот разъёма — 65 ГГц (соответствует V -диапазону частот 45...75 ГГц), максимальный КСВН — 1.29, потери — $0.05\sqrt{f[\text{ГГц}]}$. Разъём имеет резьбовое соединение с метрической резьбой М7.

Для перехода с одного типа разъёма на другой используют стандартные согласующие переходы, имеющие нормированные метрологические параметры. Для каждого типа стандартного соединителя разработан переход типа «вилка — вилка», «вилка — розетка» и «розетка — розетка». Англоязычные обозначения — male — male (m-m), male — female (m-f) и female — female (f-f). Применение переходов уменьшает точность калибровки измерительных трактов, поэтому для метрологических применений разработан особый «бесполой» (*англ.* sexless) тип разъёма APC-7 (или GPC-7 — General Precision Connector). Этот разъём имеет одинаковую конструкцию соединяемых ответных частей, что обеспечивает высокую повторяемость параметров. Такие разъёмы не требуют использования дополнительных переходов для соединения элементов измерительного тракта между собой.

Достоинства коаксиальных измерительных трактов — широкополосность, малые габариты, гибкость кабеля, отсутствие паразитного излучения. К недостаткам относят сравнительно большое затухание на высоких частотах и сложность конструкции разъёмов (соединителей). Для кабельных соединений характерна нестабильность электрической длины при сгибании и разгибании коаксиального кабеля. В этих случаях необходимо использовать специальные фазостабилизаторы конструкции коаксиальных кабелей.

2.5. Волноводный измерительный тракт СВЧ

На высоких частотах и при большом уровне мощности используют волноводный тракт, состоящий из отрезков волноводных линий различного типа. В измерительных трактах, как правило, применяют волноводы прямоугольного сечения. Координатная система волновода с размерами axb и распределение поля основной волны H_{10} в нем представлены на рисунке 2.17.

Напомним, что в волноводе может существовать множество типов волн (мод) с продольными компонентами электромагнитного поля (моды H - и E -типа). Моды с только поперечными компонентами (T -волны) в волноводе существовать не могут. Для передачи сигналов используют, как правило, одну (основную) моду. Это мода H_{10} с продольной компонентой магнитного поля, которая имеет наименьшую критическую частоту. Распределение компонент полей основной волны получают из решения электродинамической краевой задачи:

$$E_y = -i \left(\frac{\omega \mu_0 a}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi x}{a} \right) \exp(-i\beta z),$$

$$H_x = i \left(\frac{\beta a}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi x}{a} \right) \exp(-i\beta z),$$

$$H_z = \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \exp(-i\beta z),$$

$$H_y = E_x = E_z = 0,$$

где коэффициент фазы (постоянная распространения) равен

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}.$$

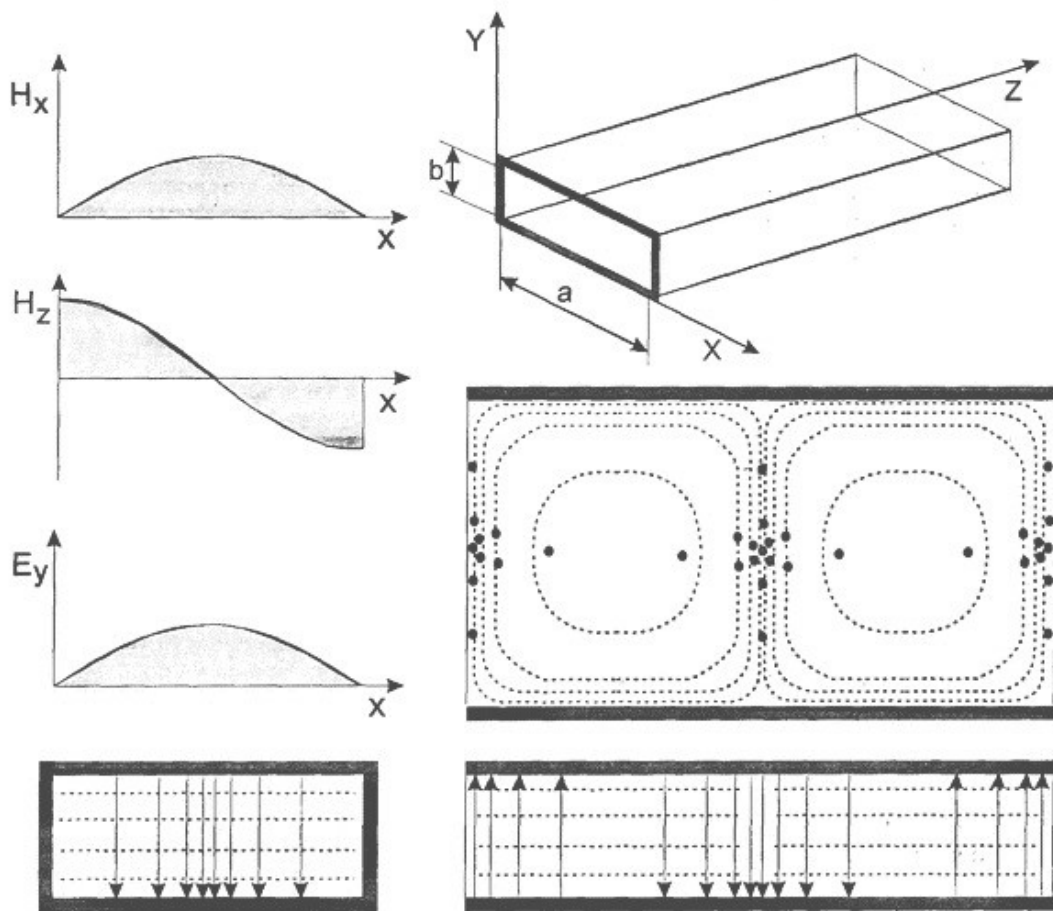


Рис. 2.17. Прямоугольный волновод и распределение поля основного типа волны

Критическая длина волны для волны H_{10} (при $\beta = 0$) равна $\lambda_{\text{кр}}^{H_{10}} = 2a$.
 Длина волны Λ в волноводе больше, чем длина волны в свободном пространстве:

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}.$$

Характеристическое сопротивление волновода (отношение поперечных компонент электрического и магнитного поля) равно

$$Z_c = \left| \frac{Ey}{Hx} \right| = \frac{\omega \mu \mu_0}{\beta} = \frac{120\pi \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}, \text{ Ом.}$$

Волновые сопротивления для волновода вводят тремя способами:

- через отношение напряжения в центре волновода к полному продольному току волны — $Z_0|_{U,I} = Z_c \left(\frac{\pi b}{2a} \right)$;

- через мощность и квадрат полного тока — $Z_0|_{P,I} = Z_c \left(\frac{\pi^2 b}{8a} \right)$;

- через мощность и квадрат напряжения — $Z_0|_{P,U} = Z_c \left(\frac{2b}{a} \right)$.

Эти значения используют при переходе от волновода к эквивалентной линии передачи. Напомним, что в пределах конкретной схемы измерительного тракта необходимо использовать одно и то же определение волнового сопротивления.

Затухание в волноводе с удельным объёмным сопротивлением материала стенок ρ , [Ом×м], или поверхностным сопротивлением $R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 \rho}$, [Ом], можно оценить по формуле

$$\alpha = 8.686 \frac{\sqrt{\pi \mu f \rho}}{b Z_c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \left(1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2 \right) = 8.686 \frac{R_s \left(1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2 \right)}{b Z_c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}, \text{ дБ/м.}$$

Рабочий диапазон частот волновода с основной модой снизу определяется критической частотой, соответствующей длине волны $\lambda_{\text{кр}}^{H_{10}} = 2a$; сверху — критической частотой первой высшей моды. Для прямоугольного волновода — это мода H_{20} , критическая частота которой соответствует $\lambda_{\text{кр}}^{H_{20}} = a$. Таким образом, частотный диапазон волновода теоретически равен октаве (отношение граничных частот равно двум). Практически при выборе ширины и высоты волновода следует использовать следующие правила:

$$1.11a < \lambda < 1.7a, \quad 2b < \lambda.$$

Таким образом, для перекрытия широкого частотного диапазона необходимо иметь набор волноводных линий передачи и соответствующих им узлов измерительного тракта. Параметры наиболее распространённых волноводных линий передачи приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3

Волноводы, применяемые в измерительных трактах СВЧ

Сечение волновода $a \times b$, мм	Диапазон частот, ГГц	Потери, дБ/м	Международное обозначение	Стандарт МЭК (IEC)
72×34	2.6–3.95	0.024	WG-10/WR-284	МЭК 32
48×24	3.94–5.99	0.044	WG-12/WR-187	МЭК 48
35×15	5.38–8.18	0.072	WG-14/WR-137	МЭК 70
28.5×12.6	6.58–10.00	0.099	WG-15/WR-112	МЭК 84
23×10	8.2–12.5	0.127	WG-16/WR-90	МЭК 100
16×8	12.9–18.00	0.22	WG-18/WR-62	МЭК 140

Для диапазона КВЧ размеры волновода меньше, а потери — заметно выше (табл. 2.4).

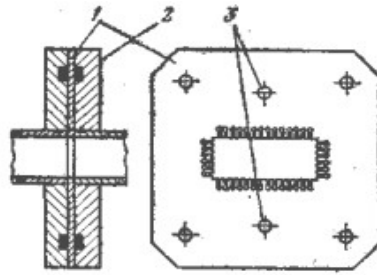
Таблица 2.4

Волноводы, применяемые в измерительных трактах КВЧ

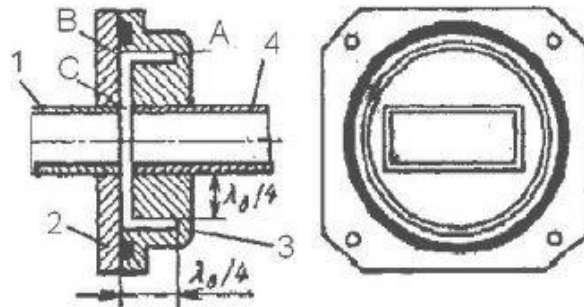
Сечение волновода $a \times b$, мм	Диапазон частот, ГГц	Потери, дБ/м	Международное обозначение	Стандарт МЭК (IEC)
11.0×5.5	17.44–25.95	0.359	WG-12/WR-42	МЭК 220
7.2×3.4	25.95–37.5	0.69	WG-22/WR-28	МЭК 320
5.2×2.6	37.5–53.57	1.08	WG-23/WR-22	МЭК 400
3.6×1.8	53.57–78.33	1.88	WG-25/WR-15	МЭК 620
2.4×1.2	78.33–118.1	3.45	WG-27/WR-10	МЭК 900
1.6×0.8	118.1–178.4	6.343	WG-29/WR-06	МЭК 1400

Соединения отрезков волноводов осуществляют с помощью фланцев на их концах. Присоединительная поверхность фланца может быть квадратной, круглой или прямоугольной. Соединение между парой фланцев обычно выполняют четырьмя или более винтами. Для быстрого соединения в измерительных трактах используют специальные струбцинки. В дополнение к соединительным винтам применяют установочные штифты для обеспечения точной центровки сочленяемых волноводов. Особенно это актуально для волноводов диапазона КВЧ, где требуется более высокая механическая точность соединения.

Можно выделить две группы фланцевых соединений — контактные и дроссельные. *Контактный фланец* (рис. 2.18а) представляет собой две прямоугольные пластины, закреплённые на конце волновода. С целью улучшения свойств контакта в ряде случаев (особенно для неразборных соединений) применяют пружинящую прокладку 1. Для герметичных соединений на фланцах используют канавки с резиновым уплотнителем. Во фланцах предусматривают отверстия для фиксирующих штифтов 3.



a



б

Рис. 2.18. Волноводные фланцы СВЧ-диапазона:
a — контактный фланец с прокладкой; *б* — дроссельный фланец.

Дроссельный фланец (рис. 2.18б) позволяет улучшить свойства контакта при многократных состыковках и расстыковках волноводов. Эквивалентная схема дросселя представляет собой последовательное соединение радиальной линии, образованной фланцем 2, цилиндрическим углублением фланца 3 и отрезком коаксиальной линии в виде кольцевой канавки во фланце 3. Длины радиального и коаксиального отрезков равны $\lambda/4$ на средней частоте рабочего диапазона волновода. Конец канавки (точка *A*) — это короткозамыкающая нагрузка для коаксиала. В точке *B* (точка механического контакта фланцев 2 и 3) входное сопротивление соответствует нагрузке холостого хода для радиальной линии. Ток в этой точке минимален, а влияние неидеального контакта на свойства соединения мало. Сопротивление холостого хода преобразуется в малое сопротивление короткого замыкания в точке *C*, обеспечивая надёжное электрическое соединение между концами волноводов 1 и 4 без механического контакта между ними.

Волноводные фланцы могут быть разного вида. На рисунке 2.19 представлены внешний вид и обозначения фланцев, стандартизированных Международной электротехнической комиссией (МЭК).

Достоинством волноводного измерительного тракта является высокая надёжность, жёсткость конструкции и малые фазовые ошибки. По сравнению с коаксиальным трактом волноводный имеет более прочную конструкцию, низкие потери и малые отражения от соединительных фланцев. Недостатком волноводных трактов является ограниченный частотный диапазон, высокая металлоёмкость и громоздкость конструкции. Усложняет обработку результатов неопределённость эквивалентной схемы волноводных линий (в частности, разные способы

задания волнового сопротивления). Для работы в разных диапазонах частот приходится иметь комплект волноводных линий передачи и измерительных устройств соответствующих типоразмеров. При сложной геометрии тракта приходится применять волноводные уголки, скрутки, а также отрезки гибких волноводов. Эти компоненты могут ухудшать согласование измерительного тракта. В настоящее время волноводные тракты используют преимущественно на высоких частотах (более 18 ГГц) или на высоких уровнях мощности.

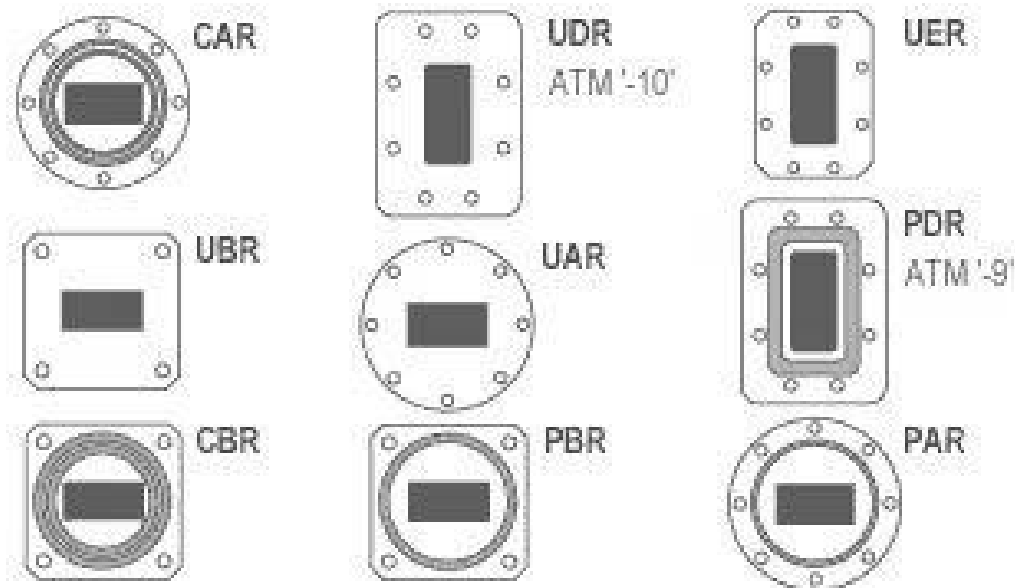


Рис. 2.19. Внешний вид стандартных волноводных фланцев МЭК

Если в коаксиальном тракте надо использовать волноводные устройства (или наоборот), применяют *коаксиально-волноводные переходы* (рис. 2.20).

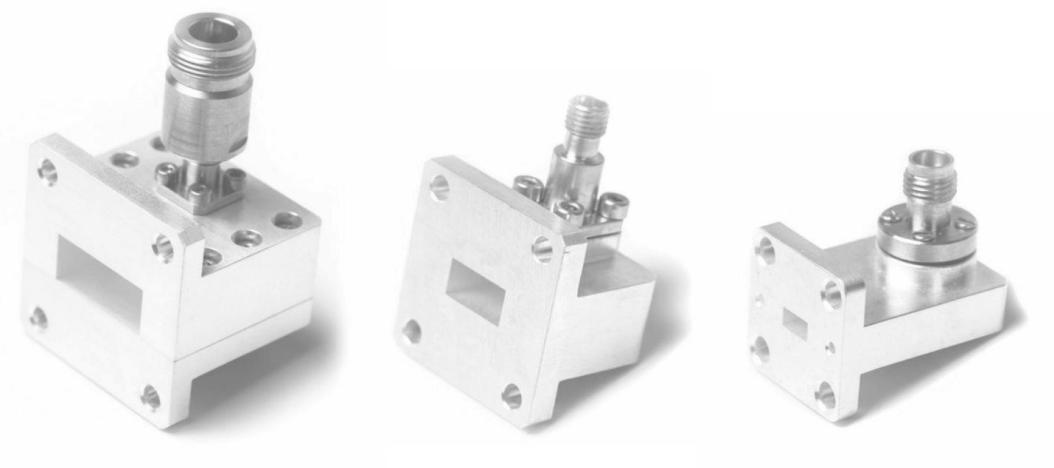


Рис. 2.20. Коаксиально-волноводные переходы разных диапазонов частот

Наиболее распространена конструкция перехода со связью по электрическому полю. Центральный проводник коаксиала продолжается в виде зонда, погруженного в волновод со стороны широкой стенки. Существуют конструкции широкополосных переходов, в которых центральный проводник коакси-

альной линии переходит в поперечный штырь, расположенный между узкими стенками волновода (рис. 2.21).

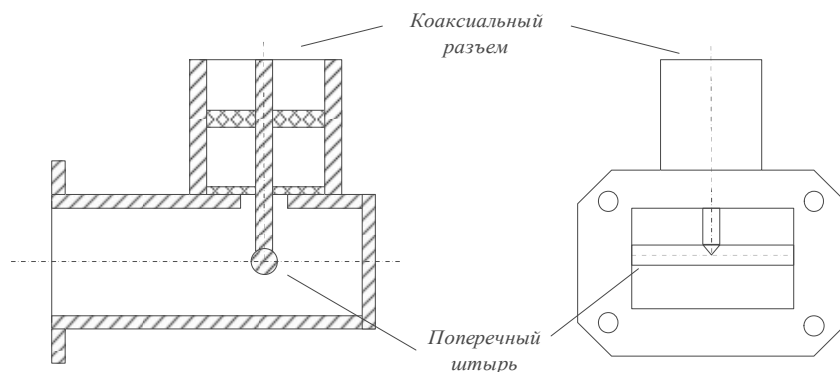


Рис. 2.21. Широкополосный коаксиально-волноводный переход

Стандартные переходы обеспечивают хорошее согласование ($K_{СВН} < 1,3$) и малые потери (0.2...0.3 дБ) во всем частотном диапазоне волновода.

Контрольные вопросы

1. Что такое измерительный СВЧ-тракт и чем он отличается от НЧ-тракта аналогичного назначения?
2. Что входит в состав измерительных СВЧ-трактов? Какие линии передачи используют в измерительных трактах?
3. Какие особенности имеют измерительные тракты диапазона КВЧ?
4. Как выглядит типовой измерительный тракт для определения коэффициентов отражения методом разделения волн? Что входит в его состав?
5. Как реализуют согласование генератора с измерительным трактом при помощи вентиля или аттенюатора?
6. Как выглядит измерительный тракт для измерения коэффициента передачи методом разделения волн?
7. Как измеряют параметры рассеяния переходов с одного типа линии передачи на другой?
8. Что такое калибровка измерительного тракта? Какие задачи она должна решать?
9. Каковы основные свойства коаксиальных линий передачи, их свойства, типы волн, частотный диапазон использования?
10. Укажите основные типы коаксиальных соединителей (разъемов) и их типы. Каков частотный диапазон разъемов, используемых в измерительных трактах?
11. Какие типы волноводов используются в измерительных трактах, их свойства, типы волн, диапазон рабочих частот? Какие соединительные элементы (фланцы) используют для волноводных линий передачи?

3. ЭЛЕМЕНТЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАКТОВ СВЧ

3.1. Однопортовые элементы (СВЧ-нагрузки)

Рассмотрим СВЧ-нагрузки, наиболее часто используемые в измерительных трактах. При измерении параметров рассеяния большое значение имеет качество *согласованных нагрузок (СН)*, которые необходимо подключать на порты исследуемого СВЧ-устройства. Неидеальность согласованных нагрузок приводит к систематическим погрешностям измерений. Как правило, нагрузки, применяемые при измерениях параметров рассеяния, должны иметь КСВН не хуже 1.05... 1.1. Кроме этого, СН используются как эталонные элементы при калибровке измерительных трактов.

Согласованная нагрузка представляет собой элемент на конце линии передачи, поглощающий всю мощность падающей на него волны. Главная задача при конструировании СН — обеспечить минимальный коэффициент отражения в широкой полосе частот. В качестве поглотителя часто используют смесь мелкодисперсного порошка карбонильного железа с диэлектриком (полистирол, полиэтилен). Применяют также ферроэпоксидные смеси и керамики с примесью проводящих или полупроводящих материалов. Задача диэлектрика в СН — разделение зёрен поглотителя для получения однородной структуры.

Для коаксиальных линий на относительно невысоких частотах согласованную нагрузку выполняют в виде объёмного или плёночного резистора, включённого в отрезок линии передачи (рис. 3.1а). Иногда используют комбинацию из цилиндрического последовательного и дискового параллельного объёмных резисторов.

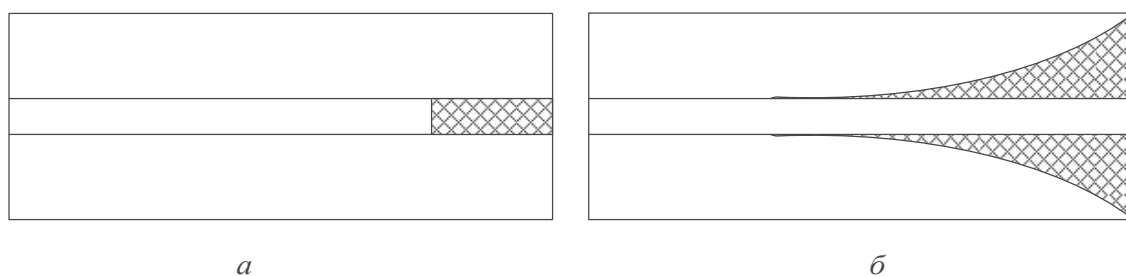


Рис. 3.1. Коаксиальная согласованная нагрузка: а — цилиндрическая, б — конусная.

На более высоких частотах применяют плавное заполнение пространства линии поглощающим материалом (рис. 3.1б). Профиль заполнения (конусный или экспоненциальный) выбирают с точки зрения наилучшего согласования при минимальной длине СН. Обычно длина согласованных нагрузок не превышает двух длин волны на минимальной частоте рабочего диапазона. Стандартные коаксиальные нагрузки обеспечивают КСВН не хуже 1.1 на частотах до 18 ГГц.

В волноводных нагрузках применяют частичное заполнение волновода поглощающим материалом. Используют как плёночные поглотители (диэлектрические пластины с напыленным на них поглотителем) (рис. 3.2), так и объёмные.

ёмные конструкции в виде поглощающих клиньев со скосом вдоль и поперёк (рис. 3.3).

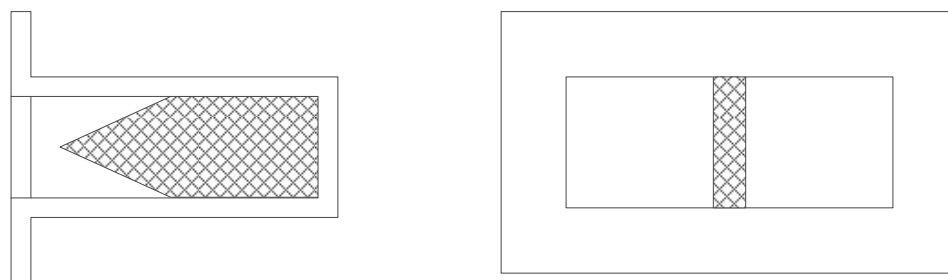


Рис. 3.2. Волноводная плёночная согласованная нагрузка

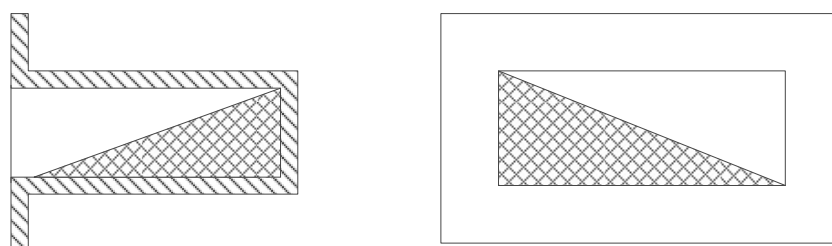


Рис. 3.3. Волноводная объёмная согласованная нагрузка в виде поглощающего клина

Форму клина и его длину подбирают так, чтобы обеспечить минимальный КСВН нагрузки. Стандартные волноводные нагрузки имеют КСВН не хуже 1.03...1.05. Все согласованные нагрузки должны иметь стандартные разъёмы или присоединительные фланцы.

Для калибровки измерительных трактов иногда используют *рассогласованные нагрузки* (например, с фиксированным КСВН = 1.4 или 2.0). Наиболее распространённой является конструкция со скачком волнового сопротивления. Коаксиальная нагрузка состоит из ступенчатого перехода с одной линии на другую (рис. 3.4а). Ее параметры можно рассчитать достаточно точно. Соотношение диаметров выбирают так, чтобы отношение волновых сопротивлений обеспечило требуемое значение КСВН. На конце устанавливают согласованную нагрузку (поглотитель). Волноводная рассогласованная нагрузка представляет собой стык прямоугольных волноводов с разной высотой (рис. 3.4б).

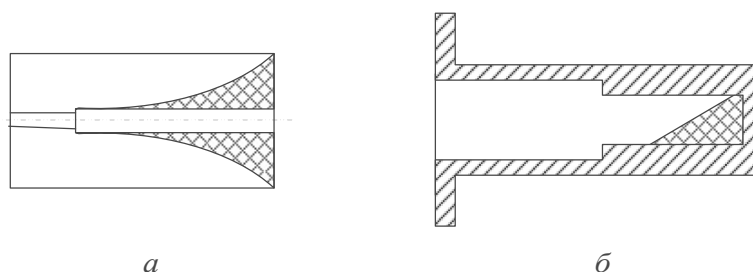


Рис. 3.4. Рассогласованные образцовые нагрузки с заданным КСВН:
а — коаксиальная конструкция; б — волноводная нагрузка.

Для увеличения точности калибровки тракта применяют *подвижные (скользящие) рассогласованные нагрузки* с переменной фазой коэффициента отражения (слайдеры, *англ. sliders*). Они представляют собой поглощающий эле-

мент, который можно перемещать вдоль линии. Модуль коэффициента отражения при этом должен оставаться постоянным.

Для калибровки фазы коэффициента отражения применяют нагрузки с подвижным короткозамыкателем (плунжеры). Коаксиальные плунжеры выполняют в виде короткозамыкающего диска с пружинными контактами, который перемещают внутри линии. Устройство перестройки снабжают точной шкалой (цена деления до 0.01 мм) для отсчёта перемещения плунжера. Входное сопротивление и коэффициент отражения плунжера длиной $L_{пл}$ равны:

$$X_{пл} = Z_0 \cdot \operatorname{tg} \beta L_{пл}; \quad \rho_{пл} = \exp(-i\beta L_{пл}).$$

Основной параметр качества плунжера — его входной КСВН, который должен быть бесконечным для идеального случая. В фиксированных (коаксиальных или волноводных) короткозамыкающих нагрузках КСВН достигает величин 500 и более. В регулируемых плунжерах КСВН ниже (до 100). Важное значение для подвижного короткозамыкателя имеет стабильность сопротивления контактов между плунжером и проводниками линии. Волноводные подвижные короткозамыкатели часто выполняют с бесконтактными поршнями — такие плунжеры имеют более стабильные параметры. На рисунке 3.5 представлен один из вариантов дроссельного плунжера.

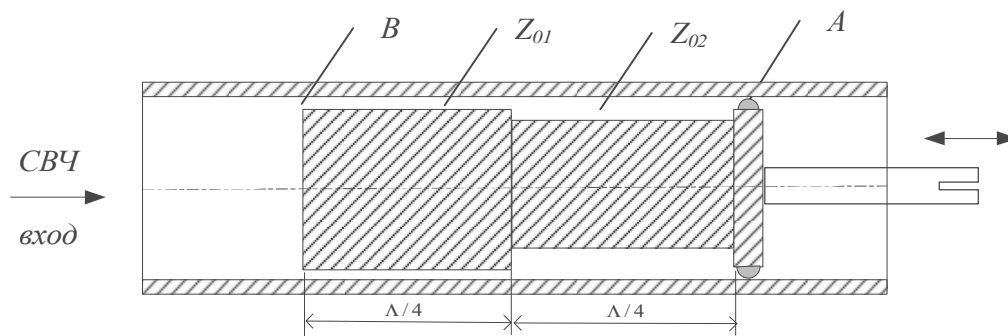


Рис. 3.5. Бесконтактный дроссельный волноводный плунжер

Он образован двумя коаксиальными прямоугольными линиями с длиной, равной четверти волны. Сопротивление контактов r_k в точке A пересчитывается во входное сопротивление линии с волновым сопротивлением Z_{02} :

$$Z_{вх2} = (Z_{02})^2 / r_k.$$

Это сопротивление, в свою очередь, пересчитывается во входное сопротивление $Z_{вх1}$ линии l в точке B :

$$Z_{вх1} = \left(\frac{Z_{01}}{Z_{02}} \right)^2 r_k.$$

Если выбрать соотношение волновых сопротивлений $Z_{02} \gg Z_{01}$, то можно существенно уменьшить сопротивление в точке B и тем самым увеличить КСВН плунжера. В точке B отсутствует механический контакт между плунжером и стенками волновода, что повышает стабильность его параметров.

При калибровке коаксиальных измерительных трактов применяют фиксированные короткозамыкающие нагрузки (КЗ). Они представляют собой коаксиальный разъем с металлической стенкой (рис. 3.6а). Плоскость короткого замыкания (опорная плоскость) такого элемента строго фиксирована, а коэффициент отражения такой нагрузки полагают равным -1 .

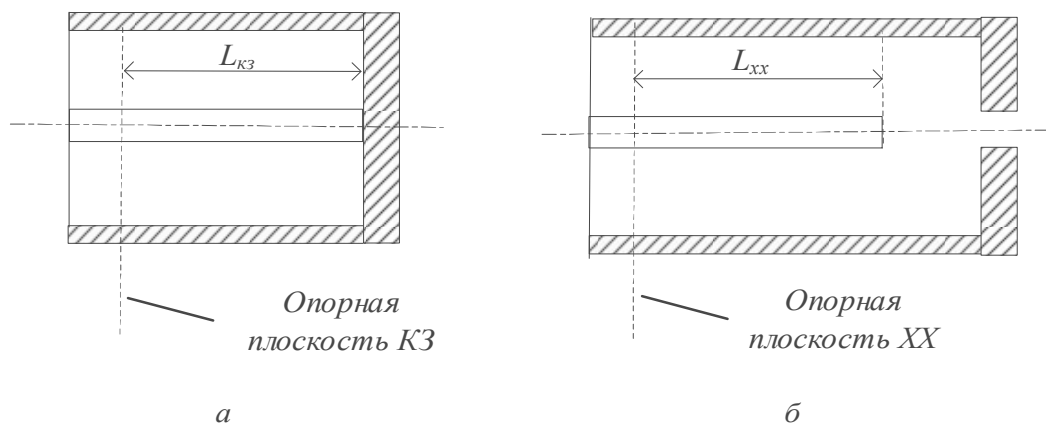


Рис. 3.6. Коаксиальные нагрузки: а — короткого замыкания; б — холостого хода.

Для калибровки коаксиальных измерительных трактов также используют нагрузки холостого хода (ХХ), которые выполняют в виде разъёма без центрального проводника (рис. 3.6б). Важно, чтобы опорные плоскости нагрузок КЗ и ХХ (рис. 3.6) совпадали. В этом случае разность аргументов коэффициентов отражения при КЗ и ХХ в точности равна 180° .

Волноводный короткозамыкатель представляет собой плоскую пластину, совпадающую по размерам со стандартным фланцем. Его устанавливают на концевом фланце линии и фиксируют винтами или струбцинами. Реализация нагрузок холостого хода с коэффициентом отражения, равным единице, сопряжена с большими проблемами для волноводных устройств. Дело в том, что открытый конец волновода представляет собой достаточно неплохой излучатель. Поэтому полного отражения тут получить не удаётся. В качестве нагрузок холостого хода в калибровочных наборах применяют набор нескольких четвертьволновых отрезков короткозамкнутого волновода. Это позволяет провести калибровку волноводного тракта только на фиксированных частотах.

3.2. Двухпортовые СВЧ-элементы измерительных трактов

Рассмотрим элементы измерительного тракта, имеющие два порта. Как было указано выше, для согласования генератора в измерительном тракте используют вентили. *Вентиль* — невзаимный двухпортовый узел, имеющий (в идеале) следующую матрицу рассеяния:

$$[S_{\text{в}}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ e^{-i\phi_{\text{в}}} & 0 \end{bmatrix}.$$

В реальном вентиле ослабление волны в прямом направлении достаточно мало (доли дБ), в обратном — велико и достигает величин 20...30 дБ. В то же

время вентиль должен быть достаточно хорошо согласован по обоим портам (КСВН не хуже 1.5).

Вентили используют СВЧ ферриты, подмагниченные постоянным магнитным полем и обладающие свойством невзаимности. Рассмотрим два типа волноводных вентилях: резонансный и вентиль со смещением поля.

Резонансный вентиль основан на эффекте ферромагнитного резонанса в подмагниченном феррите. Эффект заключается в сильном поглощении СВЧ-поля только с правой (относительно поля подмагничивания) вращающейся поляризацей. Волноводная конструкция резонансного вентиля содержит постоянный магнит и ферритовый образец, наклеенный на пластинку диэлектрика (рис. 3.7а).

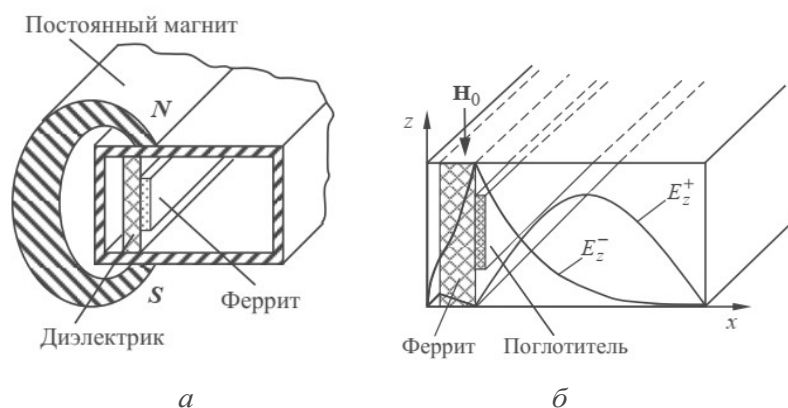


Рис. 3.7. Ферритовые волноводные вентили
а — резонансного типа; б — со смещением поля.

Феррит расположен в плоскости круговой поляризации поля волны H_{10} на расстоянии четверти ширины волновода от его стенки. Направление поля подмагничивания выбрано так, чтобы прямая волна не взаимодействовала с ферритом. У обратной (отражённой) волны направление вращения вектора магнитного поля противоположно. Это приведёт к сильному поглощению волны ферритовой пластинкой на частоте собственного резонанса феррита. Недостатком резонансного вентиля является небольшая рабочая полоса частот и большое значение поля подмагничивания, что увеличивает габариты и вес вентиля.

Другим вариантом волноводного невзаимного узла является вентиль со смещением поля (рис. 3.7б). Величину подмагничивающего поля выбирают меньше резонансного. При этом значении для прямой волны E_z^+ магнитная проницаемость феррита отрицательна. Поле волны не проникает внутрь феррита (смещено относительно ферритового образца). Для обратной волны феррит можно рассматривать как изотропный магнитодиэлектрик, и смещения поля не происходит. Подбором толщины ферритовой пластинки и индукции подмагничивающего поля обеспечивают распределение поля прямой волны с провалом в точке расположения феррита (см. рис. 3.7б). В то же время подбором размеров диэлектрической вставки, на которую крепится ферритовая пластинка, обеспечивается в этой точке максимум поля обратной волны. Если на поверхность феррита нанести слой поглотителя, то прямая волна E_z^+ пройдёт практически без затухания, а обратная E_z^- будет сильно ослаблена.

Для коаксиальных конструкций используют резонансные вентили на основе отрезка линии, частично заполненной диэлектриком. На поверхности диэлектрика образуется продольная составляющая магнитного поля и создаётся зона с круговой поляризацией. В точке круговой поляризации помещают подмагниченную пластину феррита. На резонансной частоте феррита отражённая волна поглощается, а прямая волна проходит с минимальными потерями. Подобный подход реализован и в полосковых конструкциях резонансных ферритовых вентилей.

Для управления амплитудами сигналов в измерительных трактах используют *аттенюаторы СВЧ* — фиксированные или с плавной регулировкой ослабления. Напомним, что аттенюатором называют устройство, которое обеспечивает заданное ослабление сигнала при условии согласования входа и выхода. Матрица идеального аттенюатора с заданным ослаблением A , дБ, выглядит так:

$$[S_A] = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} \\ S_{21} & 0 \end{bmatrix}, \quad |S_{21}| = 10^{\frac{-A, \text{дБ}}{20}}.$$

Стандартные аттенюаторы согласно ГОСТу входят в подгруппу Д (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 (рис. 3.8а) или Т-образные (рис. 3.8б) звенья, составленные из СВЧ-резисторов.

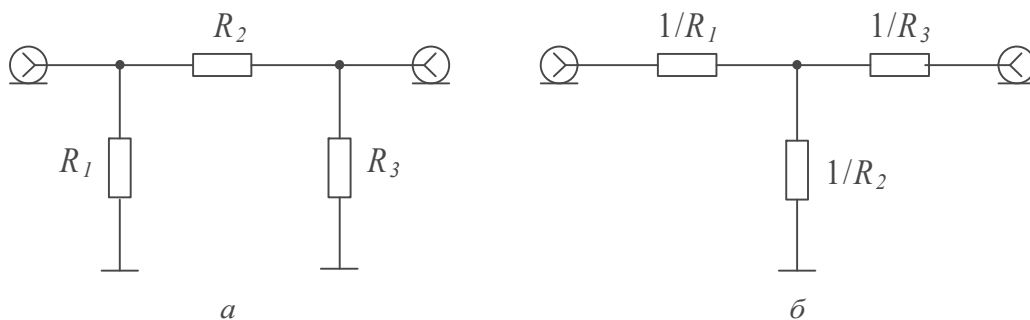


Рис. 3.8. Фиксированные аттенюаторы
а — П-образного типа; б — Т-образного типа.

Резисторы СВЧ выполняют в виде керамических цилиндров или дисков с напыленным на них поглощающим слоем. Соотношение сопротивлений резисторов для указанных схем выбирается из условий согласования аттенюатора ($S_{11} = S_{22} = 0$) и заданного вносимого ослабления A , дБ:

$$|S_{21}| = 10^{\frac{-A, \text{дБ}}{20}}, \quad R_1 = R_3 = \frac{1 + |S_{21}|}{1 - |S_{21}|}, \quad R_2 = \frac{1 - |S_{21}|^2}{2|S_{21}|}.$$

Конструкция Т-образного аттенюатора представлена на рисунке 3.9а. В нем использованы два цилиндрических резистора и один дисковый.

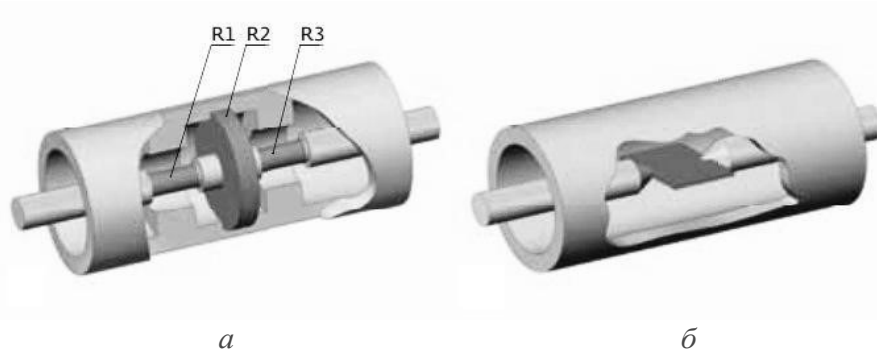


Рис. 3.9. Конструкция T-образного аттенюатора:
a — с дисковым резистором; *б* — с ленточным резистором.

На рисунке 3.9*б* показана конструкция аттенюатора с ленточным (пластинчатым) резистором. Он представляет собой отрезок коаксиальной линии, в разрыв центрального проводника которой включён пластинчатый резистор, имеющий электрический контакт с корпусом (наружным проводником) линии. Такая конструкция имеет меньшую зависимость вносимого затухания от частоты и может применяться в диапазоне вплоть до миллиметровых волн.

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

$$\Delta A = \pm 8.6859 \cdot \left(1 + 2 \frac{1 - |S_{21}|}{1 + |S_{21}|} \right) \frac{\Delta R}{R}, \text{ дБ.}$$

Чаще всего в измерительной практике применяют фиксированные коаксиальные аттенюаторы с ослаблением 3, 6, 10, 20 и 40 дБ. Они имеют КСВН не хуже 1.2...1.4 и малую неравномерность частотной зависимости. Например, аттенюатор компании «Микран» Д2М-18-20-01Р-01 (ослабление 20 дБ) имеет неравномерность АЧХ в диапазоне частот от 0 до 18 ГГц в пределах ± 0.3 дБ при КСВН не ниже 1.2.

Фиксированные аттенюаторы применяют и как развязывающие устройства, и как образцовые меры ослабления. Для измерений методом замещения применяют ступенчатые программируемые аттенюаторы. Они представляют собой набор («магазин») фиксированных поглощающих звеньев, управляемый двоичным кодом 1-2-4-8. Например, аттенюатор содержит последовательно подключаемые секции 1, 2, 4 и 8 дБ. Их комбинация позволяет регулировать вносимое ослабление в пределах 0...15 дБ с дискретом 1 дБ. При необходимости добавляют коммутируемые секции 16 и 32 дБ. Для переключения ослабления используют как электромеханические коммутаторы с герметизированными контактами (герконы), так и полупроводниковые коммутаторы. Так, резистивный ступенчатый аттенюатор RCDAT-6000-90 производства компании MiniCircuits работает в коаксиальном тракте 50 Ом на частотах до 6 ГГц. Он обеспечивает диапазон перестройки 0...90 дБ с дискретом 0.25 дБ, время перестройки 0.65 мкс. Начальное ослабление составляет 7.4 дБ, КСВН < 1.3.

Переменные *аттенюаторы поглощающего типа* Д5 применяют для плавной регулировки 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 являются одна или две диэлектрические пластины с нанесённым на неё слоем поглотителя. С помощью механизма перемещения можно изменять положение пластин в поперечном сечении линии передачи, тем самым меняя вносимое ослабление.

Коаксиальные поглощающие аттенюаторы строятся на основе симметричной полосковой линии с круглым центральным проводником (рис. 3.10). Ослабление регулируют, погружая в линию две поглощающие пластины. На входах аттенюатора ставят два перехода коаксиально-полоскового типа.

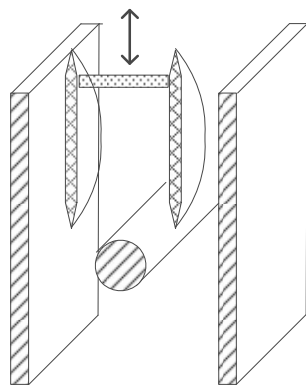


Рис. 3.10. Переменный коаксиальный аттенюатор поглощающего типа

В качестве примера приведём данные коаксиального аттенюатора поглощающего типа Д5-18. Диапазон рабочих частот 3...7 ГГц, диапазон регулировки ослабления 1...20 дБ, КСВН ≤ 1.4 .

Волноводные поглощающие аттенюаторы строят на основе отрезка прямоугольного волновода с одной (рис. 3.11а) или двумя поглощающими пластинами (рис. 3.11б).

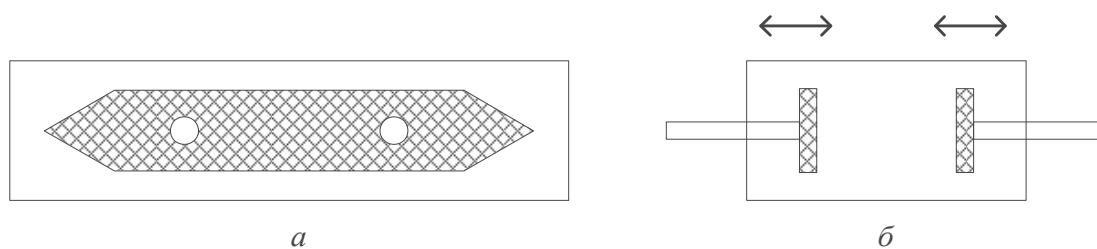


Рис. 3.11. Переменный волноводный аттенюатор поглощающего типа:
а — с одной пластиной; б — с двумя пластинами.

Поглощающие пластины для минимизации отражений от них имеют клиновидные концы. Пластины перемещают от узкой стенки волновода к его центру, где амплитуда поля максимальна. В приборах с малым сечением волновода используют «гильотинный» способ введения поглощающей пластины вглубь волновода через щель в центре его широкой стенки. Перемещение пластины осуществляют прецизионным микрометром, шкалу которого предварительно градуируют в единицах ослабления. Приведём технические характери-

стики волноводного аттенюатора Д5-21, работающего в диапазоне частот 8.3... 11.55 ГГц (волновод 23×10 мм). Прибор имеет начальное ослабление около 1 дБ, максимальное ослабление — 30 дБ, погрешность установки ослабления — ±(0.5...1.5) дБ, КСВН ≤ 1.08.

Общим недостатком аттенюаторов поглощающего типа является зависимость вносимого ослабления от частоты. Поэтому они требуют предварительной градуировки шкалы на каждой частоте и для точных измерений не очень подходят. Такие конструкции часто применяют в СВЧ-генераторах, где их используют и как развязывающие аттенюаторы, и для регулировки выходного уровня мощности.

Предельные аттенюаторы (вид Д4) применяют в коаксиальных трактах для реализации больших величин ослабления (обычно на высоком уровне мощности сигналов). В них используют эффект экспоненциального затухания электромагнитного поля в запредельном круглом волноводе. Известно, что амплитуда поля волновода на частотах ниже критической экспоненциально уменьшается ($U(z) = U_0 e^{-\alpha z}$) с постоянной затухания, равной

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2 - 1}.$$

На относительно низких частотах (при $\lambda \gg \lambda_{кр}$) постоянная затухания практически не зависит от частоты $\alpha \approx \frac{2\pi}{\lambda_{кр}}$. В предельных аттенюаторах используют как волну H_{11} круглого волновода с радиусом R , для которой $\lambda_{кр} = 3.41R$, так и волну E_{01} ($\lambda_{кр} = 2.62R$). Выбор типа поля осуществляют способом возбуждения волновода. Аттенюатор представляет собой отрезок круглого волновода, на входе и выходе которого включены элементы связи с коаксиальным трактом (рис. 3.12).

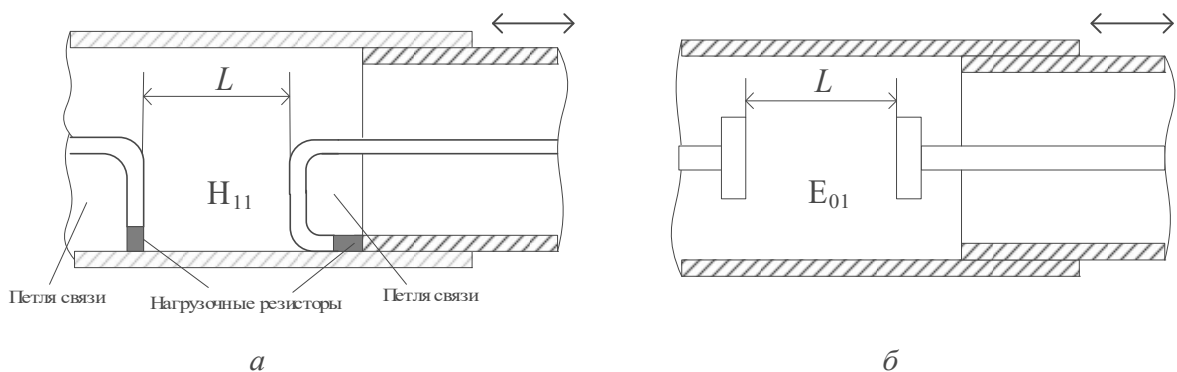


Рис. 3.12. Предельный аттенюатор:

а — с петлями связи и нагрузочными резисторами; *б* — с ёмкостными элементами связи.

Ослабление, вносимое аттенюатором (в дБ), зависит от расстояния между элементами связи L по линейному закону, что является большим преимуществом данного типа приборов:

$$A, \text{дБ} = A_{\text{нач}} + 8.6859 \cdot \alpha \cdot L = A_{\text{нач}} + 1.382 \frac{L}{\lambda_{\text{кр}}}. \quad (3.1)$$

Здесь $A_{\text{нач}}$ — начальный уровень ослабления. Его величина определяется довольно большим коэффициентом отражения от входов аттенюатора и может достигать 10...20 дБ. Для снижения $A_{\text{нач}}$ на входе и выходе включают согласующие резисторы (см. рис. 3.12а). Большое начальное ослабление является существенным недостатком данного типа аттенюатора и не позволяет использовать предельные аттенюаторы на малых уровнях сигналов. К достоинствам их относят линейность шкалы и стабильность ее градуировки, постоянство ослабления в широком диапазоне частот. Часто у предельных аттенюаторов шкалу градуируют в единицах длины, а ослабление рассчитывают по формуле (3.1). Такие аттенюаторы имеют относительно высокую точность (погрешность < 1.5 дБ) и большой уровень вносимого ослабления (от 10...20 до 120 дБ и выше). Аттенюаторы этого типа применяют в измерительных трактах на средних и высоких уровнях мощности.

Поляризационные аттенюаторы (вид ДЗ) — это наиболее точные приборы, которые применяются для регулировки ослабления в волноводных трактах. Принцип действия их основан на зависимости затухания волны в поглощающей пластине от угла ее поворота.

Аттенюатор состоит из трех соединенных между собой волноводных секций круглого сечения (рис. 3.13а).

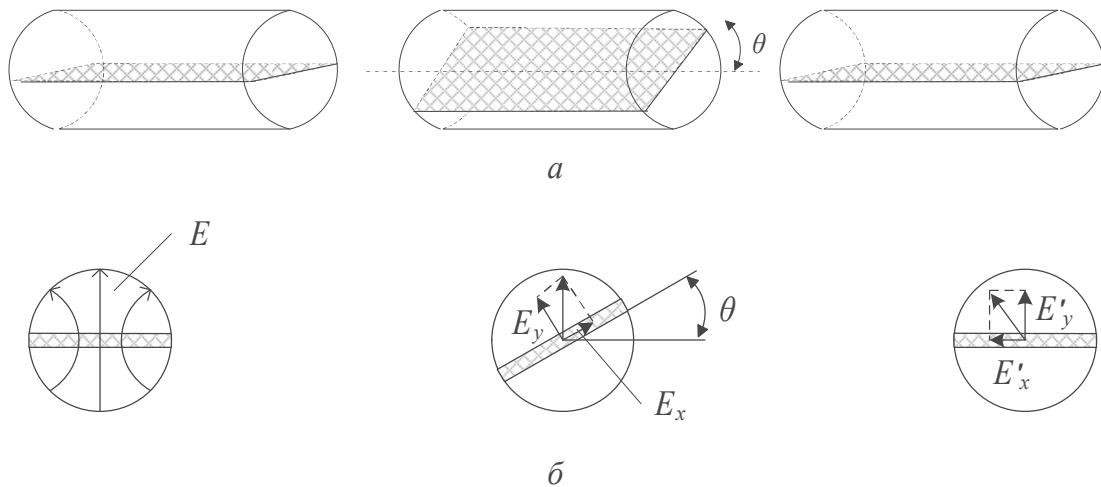


Рис. 3.13. Конструкция поляризационного волноводного аттенюатора: а — неподвижные и подвижная волноводные секции; б — векторная диаграмма поля на поглощающей пластине.

Крайние секции закреплены неподвижно и соединены с переходами от прямоугольного волновода к круглому. Средняя секция — отрезок круглого волновода — может 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 неё волну H_{11} круглого волновода. На рисунке 3.13б показано разложение электрического поля волны H_{11} по осям x и y при разных углах поворота θ поглощающей пластины. Составляющая $E_x = E \sin(\theta)$ параллельна пластине,

а $E_y = E \cos(\theta)$ — перпендикулярна. Длину средней секции выбирают так, чтобы составляющая E_x полностью поглотилась. Составляющая E_y проходит секцию практически без ослабления и в последней секции 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 волновода. На выходе прямоугольного волновода существует только вертикальная составляющая, поэтому ослабление аттенюатора определяется с учётом начального ослабления следующим образом:

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

Отсчёт ослабления производят по шкале, связанной с вращающейся секцией. Часто используют шкалу с оптическим отсчётом (рис. 3.14а), что позволяет повысить точность считывания показания. Также распространены конструкции с установкой ослабления по спиральной шкале вращающегося барабана непосредственно в дБ (рис. 3.14б).



а



б

Рис. 3.14. Поляризационные аттенюаторы: а — волноводный аттенюатор ДЗ-33А с оптическим отсчётом; б — поляризационный КВЧ аттенюатор ЭЛМИКА АП-19.

Достоинством этого типа аттенюаторов является высокая точность (особенно в области малых значений дБ), малая зависимость ослабления от частоты.

ты, стабильность параметров, небольшой КСВН входов. Так, например, поляризационный аттенюатор ДЗ-33А (см. рис. 3.14а) имеет диапазон рабочих частот 8.24...12.05 ГГц (волновод 23×10 мм), начальное ослабление 0.5 дБ, КСВН не более 1.2. Пределы регулировки ослабления 0...70 дБ с точностью установки $\pm(0.01 + 0.005A)$, дБ (± 0.7 дБ при $A > 50$ дБ). Волноводный КВЧ-аттенюатор АП-19 (см. рис. 3.14б) с прямым отсчётом ослабления по спиральной шкале имеет рабочий диапазон 0...60 дБ, начальные потери — 2 дБ, КСВН — не более 1.3. Диапазон частот аттенюатора 118.1...178.3 ГГц (волновод 1.6×0.8 мм), погрешность установки ослабления: ± 0.2 дБ для диапазона ослабления 0...10 дБ и $\pm 0.02 \cdot A$ для $A = 10...50$ дБ. К сожалению, аналогичные конструкции в коаксиальном и полосковом вариантах отсутствуют.

Для регулировки фазовых сдвигов в измерительных трактах используют *фазовращатели (ФВ)*. Конструкция измерительного фазовращателя (по классификации ГОСТ — подгруппа Ф3) должна обеспечивать диапазон регулировки не менее 360° , требуемую точность и стабильность градуировки, малое изменение амплитуды сигнала при перестройке.

По назначению ФВ разделяют на:

- подстроечные — с небольшим диапазоном изменения фазы, малогабаритные, без шкалы, настраиваемые однократно или редко;
- измерительные — с большим диапазоном изменения фазы (даже превосходящим 360°), рассчитанные на многократное использование, снабжённые шкалой с градуировкой в градусах или относительных величинах.

По принципу действия:

- проходные, в которых фазовый сдвиг достигается изменением аргумента коэффициента передачи;
- отражательные, в которых регулируется разность фаз между падающей и отражённой от нагрузки волнами.

По способу включения в тракт:

- коаксиальные;
- волноводные.

По характеру изменения фазы:

- с плавной перестройкой;
- с дискретной перестройкой.

Наиболее часто используют следующие конструкции фазовращателей СВЧ: отражательного типа, ФВ на линиях переменной длины, диэлектрические и поляризационные ФВ, фазовращатели с электрическим управлением.

Достаточно просто реализовать фазовращатель *отражательного* типа. Для этого используют передвижной короткозамыкатель (плунжер с длиной $L_{пл}$), который позволяет получить переменную фазу коэффициента отражения $\Delta\varphi^\circ = 720^\circ \frac{L_{пл}}{\Lambda}$ с точностью долей градуса. Отражательный вариант фазовращателя может быть как в коаксиальном, так и в волноводном вариантах. Для

разделения падающей и отражённой волн (для получения проходной конструкции ФВ) используют направленные ответвители или невзаимный трехплечий

циркулятор. В схеме с циркулятором (рис. 3.15а) падающая волна $a_{пад}$ проходит из плеча 1 циркулятора в плечо 2, плечо 3 — развязано. Отражённая от плунжера волна $b_{пр}$ поступает в плечо 3 и не попадает в плечо 1. Таким образом, фазовращатель будет всегда согласован по входам. Фазовый сдвиг регулируют перемещением короткозамыкателя.

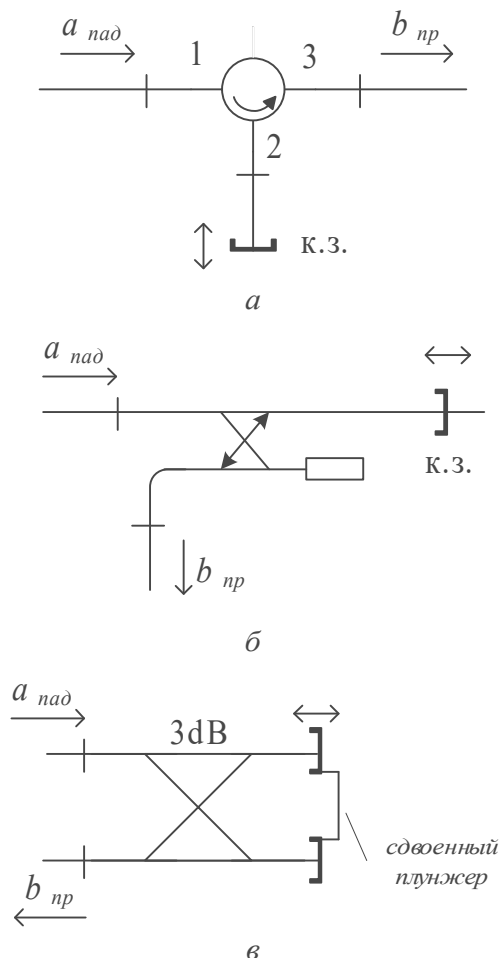


Рис. 3.15. Схемы СВЧ фазовращателей отражательного типа:
 а — с трехплечим циркулятором; б — с направленным ответвителем;
 в — с трехдецибельным квадратурным мостом.

При отсутствии циркулятора можно использовать направленный ответвитель (рис. 3.15б). Эта конструкция, к сожалению, имеет заметное рассогласование входа. Вариант с трехдецибельным направленным ответвителем — квадратурным мостом (рис. 3.15в) — лишён этого недостатка, однако требует применения сдвоенного плунжера в плечах 2 и 3. Здесь могут быть использованы различные конструкции квадратурных мостов — двойной T -мост, шлейфный мост, рассмотренные далее.

Фазовращатели на линиях переменной длины — это проходные устройства, представляющие собой отрезок линии передачи с регулируемой длиной. Используют два отрезка линии с несколько отличающимися поперечными размерами. Один из отрезков при этом находится внутри другого. Его перемещают, изменяя тем самым общую длину фазовращателя и вносимый им фазовый

сдвиг. Применяют *телескопические* и *тромбонные* конструкции — вторые имеют удвоенный фазовый сдвиг на единицу перемещения (рис. 3.16).

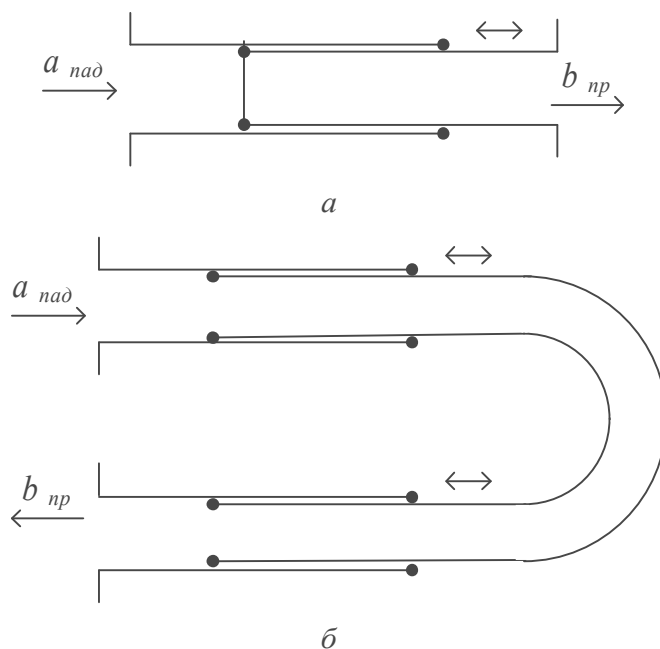


Рис. 3.16. Телескопическая (а) и тромбонная (б) конструкции волноводных фазовращателей

Такие конструкции трудно реализовать в низкой части СВЧ-диапазона, где для обеспечения регулировки фазы в пределах 360° требуется большой диапазон перемещения подвижной части. Погрешности фазовращателей на линиях переменной длины для диапазона 1.0...12 ГГц лежат в пределах 1° и связаны с погрешностями рассогласования и точностью измерения величины перемещения.

В *диэлектрических фазовращателях* переменный фазовый сдвиг получают перемещением диэлектрической пластины внутри линии передачи. Конструкции волноводных фазовращателей аналогичны рассмотренным выше волноводным аттенюаторам поглощающего типа. Отличие заключается в том, что вместо поглощающей вставки используют пластинку без потерь с большой диэлектрической проницаемостью. Плавно регулируя расположение пластины в линии передачи, меняют постоянную распространения волны и соответственно фазовый набег на постоянной длине ФВ.

Особенностью рассмотренных выше фазовращателей СВЧ является зависимость фазового сдвига от частоты. Это отличает такие приборы от похожих конструкций калиброванных аттенюаторов и сужает возможности их использования в качестве меры фазового сдвига. На каждой частоте приходится делать предварительную калибровку фазовращателя.

Более точными и широкополосными являются фазовращатели *поляризационного* типа. Конструкция их аналогична поляризационному аттенюатору, рассмотренному выше (см. рис. 3.13). Однако в неподвижных секциях расположены диэлектрические пластины, повернутые на 45° относительно вертикальной оси прямоугольного волновода (рис. 3.17). Они обеспечивают дополнительный фазовый сдвиг на 90° для касательной компоненты E_x , практически не взаимодействуя с компонентой E_y (векторную диаграмму см. на рис. 3.13б).

В результате на выходе неподвижной секции поле имеет вращающуюся поляризацию. Эта волна проходит через пластину, расположенную в подвижной секции. Длина секции обеспечивает фазовый сдвиг на 180° , в результате чего меняется направление вращения плоскости поляризации волны. Выходная секция, аналогичная входной, снова делает волну линейно поляризованной. Механический поворот центральной пластины на угол θ вызывает изменение фазы выходного сигнала на угол 2θ . Этот фазовый сдвиг слабо зависит от частоты, что позволяет градуировать поляризационные фазовращатели в единицах фазового угла и использовать их практически во всем частотном диапазоне волновода.

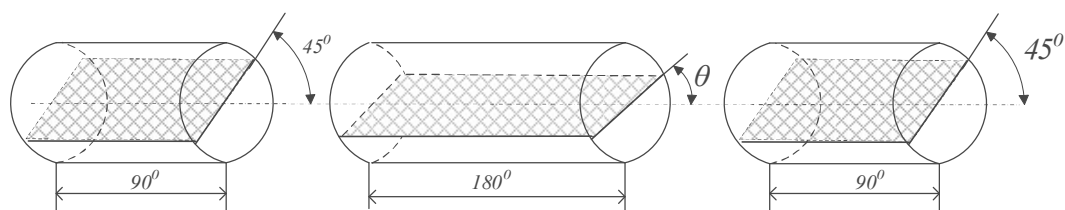


Рис. 3.17. Конструкция поляризационного волноводного фазовращателя

В качестве примера рассмотрим технические параметры поляризационного фазовращателя фирмы QuinStar Technology (серия QPS) с прямым отсчётом фазы (рис. 3.18).

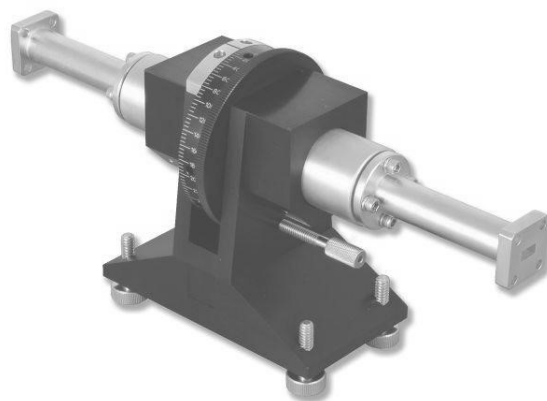


Рис. 3.18. Поляризационный фазовращатель серии QPS миллиметрового диапазона длин волн

Серия QPS из шести приборов охватывает частотный диапазон 26.5...110 ГГц (с разными размерами волноводов). С ростом рабочей частоты приборов погрешность установки фазы меняется с 3 до 4° , потери увеличиваются от 1 до 2 дБ, КСВН — от 1.3 до 1.35.

Электрически управляемые фазовращатели как образцовые измерительные приборы используют редко из-за нестабильности их параметров. Известны конструкции плавных ферритовых фазовращателей, управляемых постоянным магнитным полем. Применяют также дискретные электрически управляемые фазовращатели. В них изменение фазового сдвига реализуют коммутацией набора отрезков линии передачи разной длины.

3.3. Трехпортовые узлы измерительных трактов СВЧ

Основные трехпортовые пассивные элементы измерительных трактов СВЧ — это делители и сумматоры мощности. Наиболее простой делитель — это Y -образное или T -образное соединение двух коаксиальных линий (рис. 3.19).



Рис. 3.19. Коаксиальные тройники: *a* — с BNC-разъёмами; *б* — с разъёмами N типа.

Матрица рассеяния Y -тройника (без учёта фазовых набегов в плечах) соответствует взаимному и симметричному шестиполюснику без потерь.

$$S_Y = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 2 & 2 \\ 2 & -1 & 2 \\ 2 & 2 & -1 \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

Для T -тройника ввиду несимметрии конструкции матрица может немного отличаться. Введение согласующих элементов позволяет согласовать один порт пассивного тройника, но полного согласования по всем портам достичь невозможно (согласно его свойствам, описанным в гл. 1).

Аналогичными свойствами обладают и волноводные H -тройники (рис. 3.20*a*). Для H -тройника в силу симметрии портов $S_{22} = S_{33}$, $S_{21} = S_{31} = S_{12} = S_{13}$. Порт 1 обычно согласуют с помощью индуктивного штыря. Тогда устройство обеспечивает синфазное деление мощности пополам между портами 2 и 3.

$$S_H = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Для E -тройника (рис. 3.20*б*) фазы волн в портах 2 и 3 противоположны, поэтому $S_{22} = S_{33}$, $S_{21} = S_{12} = -S_{31} = -S_{13}$. Все порты рассогласованы. Для случая согласования порта 1 с помощью индуктивной диафрагмы матрица рассеяния равна:

$$S_E = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \\ -\sqrt{2} & 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

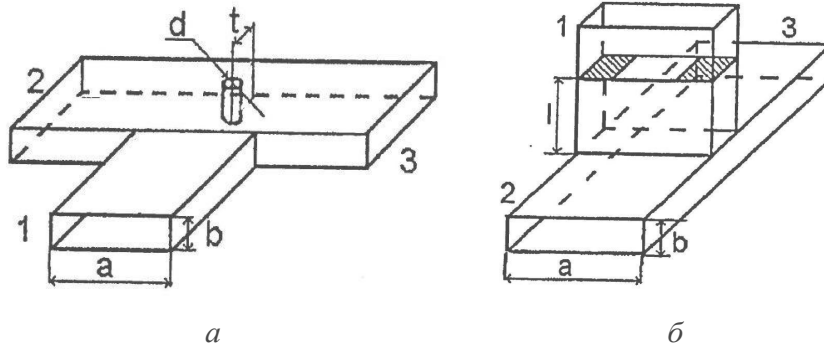


Рис. 3.20. Волноводные тройники: *а* — *H*-тройник; *б* — *E*-тройник.

Полностью согласованным является делитель мощности с балластным резистором — мост Уилкинсона (англ. Wilkinson bridge) (рис. 3.21*а*).

Он представляет собой симметричный относительно продольной оси делитель мощности. Условием согласования порта 1 является равенство входного сопротивления делителя волновому сопротивлению линии передачи Z_0 . Считаем, что нагрузки портов 2 и 3 одинаковы и равны Z_0 . Для согласования первого порта отрезки линий передачи длиной четверть волны должны трансформировать сопротивления портов в $2Z_0$. Тогда их параллельное сопротивление на входе первого порта будет равно Z_0 . Следовательно, четвертьволновые отрезки должны иметь волновое сопротивление Z_k , удовлетворяющее условию $2Z_0 = Z_k^2 / Z_0$, откуда $Z_k = Z_0 \sqrt{2}$. Очевидно, что при этом мощности в портах 2 и 3 будут равны половине мощности, входящей в порт 1 (рис. 3.21*б*). Разность потенциалов на балластном резисторе будет равна нулю, поэтому рассеяния мощности в балластном резисторе в этом случае не будет.

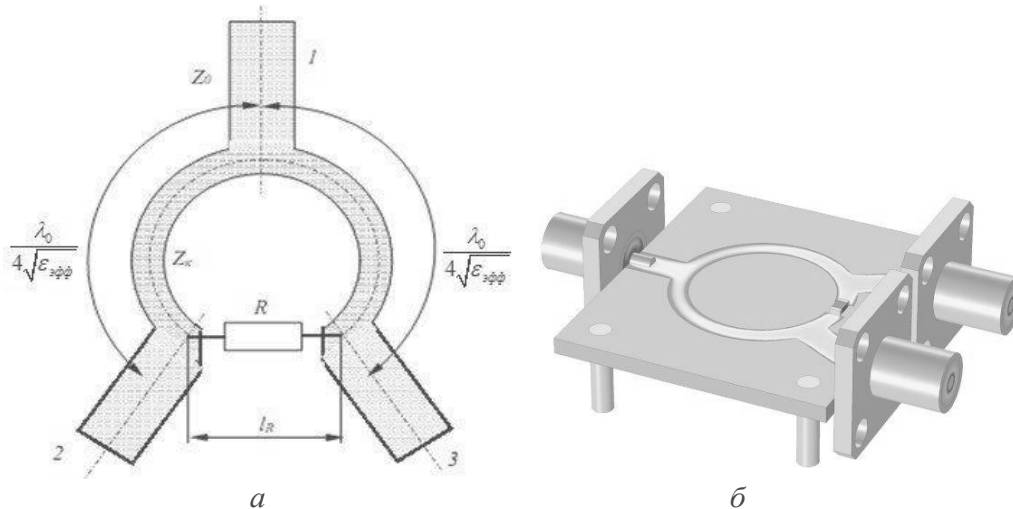


Рис. 3.21. Микроволосковый вариант моста Уилкинсона:
а — топология; *б* — электромагнитное моделирование распределения поля.

При возбуждении моста со стороны порта 2 сигнал в порт 3 приходит по двум путям: через два последовательных отрезка с волновым сопротивлением Z_k и общей длиной, равной половине длины волны, и через балластный резистор. Эти сигналы приходят в противофазе. При сопротивлении балластного резистора $2Z_0$ амплитуды их будут равны, поэтому суммарный сигнал будет ра-

вен нулю. Порт 3 будет развязан от других портов. Вся мощность из порта 2 будет проходить только в порт 1. Аналогичная картина наблюдается и при подаче сигнала в порт 3. Таким образом, порты 2 и 3 будут также согласованы, как и порт 1. Мощность сигнала, поступающего в порт 2 (или 3), будет частично гаситься в балластном резисторе. Итоговая матрица моста Уилкинсона на центральной частоте будет выглядеть (с учётом фазовых набегов на четвертьволновых отрезках) так:

$$S_{WB} = \frac{-i}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Расчёты показывают, что в диапазоне частот 8...12 ГГц у делителя Уилкинсона КСВН портов не превышает 1.25, развязка плеч 2 и 3 не ниже 20 дБ. Вносимое ослабление меняется незначительно — от 3.01 до 3.06 дБ. Для расширения рабочей полосы частот используют каскадные многоступенчатые делители мощности Уилкинсона, построенные по аналогичному принципу.

Трёхпортовый элемент без потерь, который согласован по всем плечам, — это невзаимное ферритовое устройство, называемое *циркулятор*. В нем передача мощности между портами происходит по правилу $P1 \Rightarrow P2 \Rightarrow P3 \Rightarrow P1$. То есть в циркуляторе всегда одно из плеч развязано от двух других. Рассмотрим волноводный циркулятор на основе Y -сочленения трех прямоугольных волноводов в плоскости широкой стенки (рис. 3.22а).

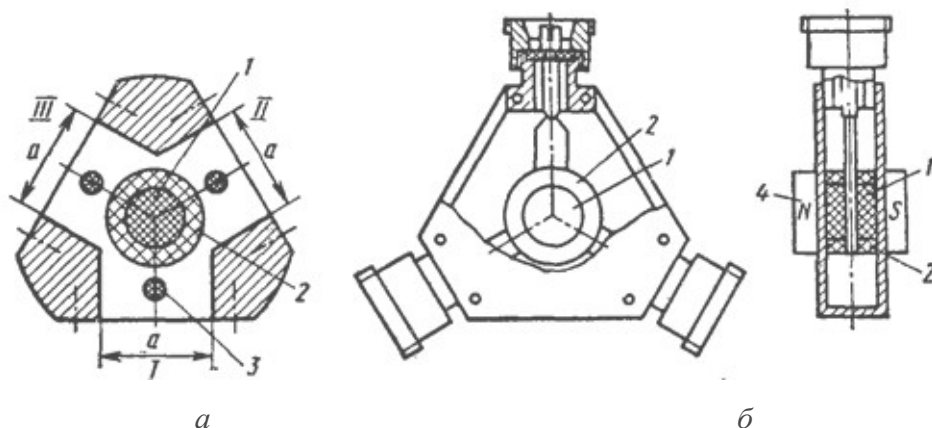


Рис. 3.22. Ферритовый Y -циркулятор: а — волноводный вариант; б — полосковый вариант.

Если плечи расположены симметрично (углы между осями соседних плеч равны 120°), то матрица рассеяния такого соединения также симметрична и рассогласована по всем портам, как для простого Y -моста (см. формулу (3.2)). Если в центре сочленения поместить ферритовый цилиндр I и намагнитить его перпендикулярно плоскости сочленения, то волна H_{10} из плеча I , падая на цилиндр, разветвляется на две волны, огибающие ферритовый цилиндр с двух сторон. Точки круговой поляризации магнитного поля этих волн, попадающие в ферритовый образец, имеют противоположные направления вращения. Из-за различия магнитной проницаемости феррита для правой и левой поляризаций

волны имеют разные фазовые скорости. Размер ферритовой вставки и параметры подмагничивания подбирают таким образом, чтобы эти волны складывались в порту II и вычитались в порту III. Корректировку распределения поля и повышение температурной стабильности циркулятора производят подбором параметров диэлектрической втулки 2 вокруг феррита. Из-за симметрии устройства аналогичный процесс будет происходить и при передаче мощности из порта II в порт III, а также из порта III в порт I. Для улучшения согласования портов предусматривают дополнительные диэлектрические стержни 3 в центрах волноводов. Микрополосковая конструкция Y-циркулятора (рис. 3.22б) представляет собой компактную конструкцию с коаксиально-полосковыми переходами в каждом порту. Постоянные магниты 4 обеспечивают необходимое поле подмагничивания феррита. Y-циркуляторы имеют малые габариты, небольшой вес магнитов, достаточно широкую рабочую полосу. У волноводных конструкций она достигает 30%, у полосковых — до октавы.

3.4. Четырехпортовые СВЧ-элементы измерительных трактов

Рассмотрим четырехпортовые элементы СВЧ, используемые в измерительных трактах. Наиболее важные из них — *направленные ответвители (НО)*. Основное требование, предъявляемое к направленному ответвителю, — это способность выделить сигнал, пропорциональный только одной из волн в измерительном тракте. Использование НО позволяет реализовать метод разделения волн для измерения параметров рассеяния, который будет рассмотрен в следующей главе.

Направленные ответвители — это пассивные взаимные устройства без потерь, которые имеют матрицу рассеяния, приведённую в гл. 1 (формулы (1.6)). Вид матрицы зависит только от нумерации портов НО, которую часто сопоставляют с топологией схемы НО (рис. 3.23).

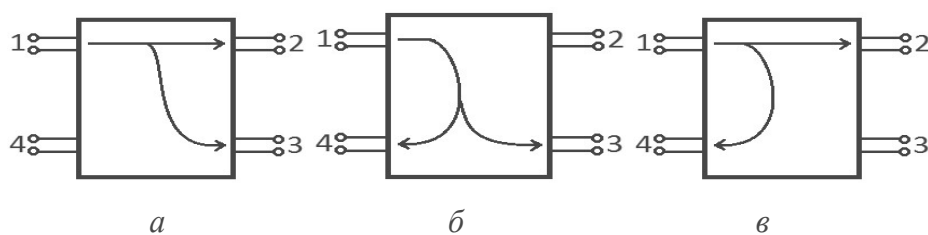


Рис. 3.23. Топологические схемы нумерации портов направленных ответвителей: *a* — сонаправленный; *b* и *v* — противонаправленные НО.

В дальнейшем, вне зависимости от конкретной топологии НО, будем использовать нумерацию вида (рис. 3.23а). При подаче сигнала на порт 1 мощность сигнала делится между плечом 2 — основной выход (*рабочий* порт) и плечом 3 (*дополнительный* порт). При этом в идеальном НО сигнал не попадает в порт 4 (изолированный или *развязанный* порт), а также не отражается от порта 1 (условие согласования НО). В силу взаимности и симметрии идеального НО аналогичные свойства проявляются и при подаче сигнала в другие порты. Меняется только нумерация основного, дополнительного и развязанного портов. Матрица рассеяния идеального взаимного НО выглядит следующим образом:

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

Основной параметр идеального НО — это *переходное ослабление* или *коэффициент связи*:

$$C = C_{13} = 10 \lg \left(\frac{P_1}{P_3} \right) = -20 \lg (|S_{31}|), \text{ дБ.}$$

С ним связано (в силу недиссипативности устройства) *рабочее затухание* или *проходные потери*:

$$A = C_{12} = 10 \lg \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = -20 \lg (|S_{21}|), \text{ дБ.}$$

Они учитывают уменьшение мощности падающей волны за счёт ее отклонения в дополнительное плечо (потери связи). Из закона сохранения энергии (унитарность матрицы рассеяния НО) следует, что $|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$ и $S_{21}^* \cdot S_{42} + S_{31}^* \cdot S_{43} = 0$. То есть переходное ослабление C и потери A идеального НО связаны между собой:

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

Гибридным соединением (англ. hybrid junction) называют НО, осуществляющий равное деление мощности между плечами 2 и 3 (3 дБ НО). *Мостом* называют гибридное соединение, сигналы в выходных портах которого имеют постоянный фазовый сдвиг в рабочей полосе частот (например, ± 90 или $\pm 180^\circ$).

Для реального направленного ответвителя вводят следующие параметры:

- *развязка* (или обратное переходное ослабление)

$$C_{14} = 10 \lg \left(\frac{P_1}{P_4} \right) = -20 \lg (|S_{41}|), \text{ дБ;}$$

- *направленность*

$$D = C_{34} = 10 \lg \left(\frac{P_3}{P_4} \right) = -20 \lg \left(\frac{|S_{31}|}{|S_{41}|} \right) = C_{14} - C_{13}, \text{ дБ;}$$

- *коэффициент деления мощностей*

$$C_{32} = 10 \lg \left(\frac{P_3}{P_2} \right), \text{ дБ.}$$

Разность фаз $\Delta\varphi$ сигналов в выходных портах 2 и 3:

если $\Delta\varphi = \pm 90^\circ$, то НО называют *квадратурным*;

если $\Delta\varphi = 0^\circ$, то НО называют *синфазным*;

если $\Delta\varphi = 180^\circ$, то НО называют *противофазным*.

Качество согласования портов НО характеризуют величиной КСВН каждого порта при установленных согласованных нагрузках на всех других портах.

Для *одинарных* НО (ответвителей, предназначенных для выделения сигнала только одной волны) в развязанном порту предусматривают согласованную нагрузку. Часто эту нагрузку делают несъёмной. Если ее параметры неидеальны, то отражённая от нагрузки волна меняет соотношение измеряемых волн. Поэтому КСВН нагрузки, установленной в развязанном плече, является параметром такого направленного ответвителя.

Конструкцию НО и его размеры выбирают, исходя из заданного переходного ослабления. Различают НО с сильной связью ($C < 10$ дБ) и слабой связью ($C > 10$ дБ). Выбор переходного ослабления НО для измерителя параметров рассеяния осуществляют путём компромисса. При слабой связи будет слишком мал уровень выделяемого сигнала, что уменьшает чувствительность прибора и его помехоустойчивость. При сильной связи возрастает влияние НО на волновые процессы в измерительном тракте, что приводит к систематическим погрешностям в измерениях. Кроме того, НО с сильной связью трудны в реализации. На практике в измерителях параметров СВЧ применяют ответвители с переходным ослаблением 10...20 дБ.

Вкратце рассмотрим наиболее распространённые **конструкции** направленных ответвителей, используемых в измерителях параметров рассеяния. Это *синфазно-противофазные НО* (гибридное кольцо и двойной волноводный тройник) и *квадратурные НО* (НО на связанных линиях и НО Ланге, шлейфный мост, волноводно-щелевой мост).

В коаксиальных измерительных трактах широко используют НО *на связанных линиях* с T -волнами. Они обладают широкой рабочей полосой, технологичны — особенно при реализации на полосковых линиях (рис. 3.24а).

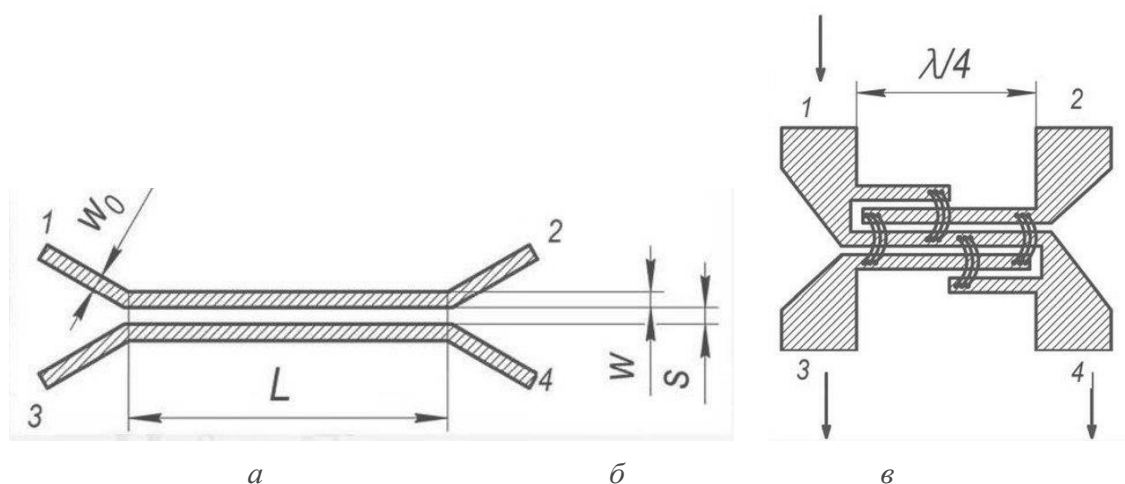


Рис. 3.24. Полосковые направленные ответвители:
а — на связанных линиях; б — ответвитель Ланге.

Такие НО являются примером противонаправленных устройств — геометрически развязанный и дополнительный порты меняются местами (см. рис. 3.23в). Фазовый сдвиг в дополнительном порту равен 90° , поэтому такие НО являются квадратурными. Выбором длины области связи L и расстояния между проводниками S (а также шириной связанных линий W) задают необходимое переходное ослабление. Однако получить небольшое переходное ослабление (например, 3 дБ) можно только при очень малом зазоре между связанными линиями (что технологически сложно). В этом случае используют конструкцию с несколькими связанными линиями — НО Ланге (рис. 3.24б). В нем для увеличения связи используют перемычки между линиями, что усложняет конструкцию.

На рисунке 3.25, а показан внешний вид НО на связанных линиях с коаксиально-полосковыми переходами, а на рисунке 3.25б — частотные характеристики 10 дБ ответвителя с центральной частотой 1.5 ГГц.

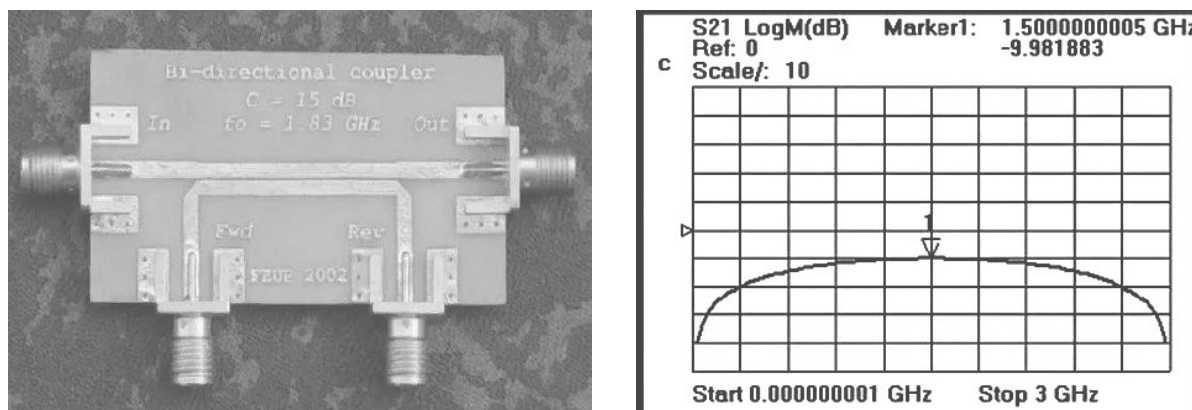


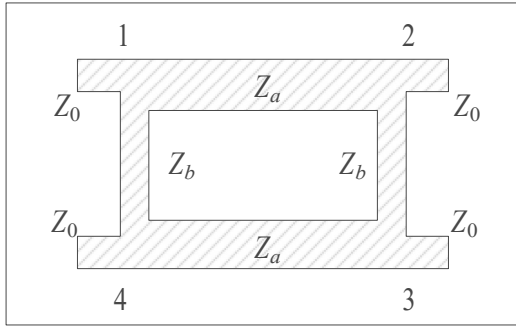
Рис. 3.25. Направленный ответвитель на связанных линиях:
 а — внешний вид; б — частотная характеристика.

Как видно, данный тип НО является достаточно широкополосным (перекрытие по частоте может достигать октавы и выше). Для расширения полосы применяют многосекционные (многоступенчатые) НО, которые представляют собой каскадное соединение нескольких НО.

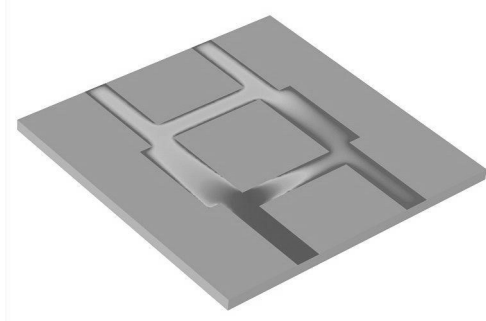
Для реализации НО с сильной связью применяют *шлейфные ответвители* (англ. branch-line couplers). Такой НО состоит из четырех отрезков линий передачи (полосковых или коаксиальных), образующих квадрат (рис. 3.26а).

Длина линий равна четверти длины волны на центральной рабочей частоте. При этом волны, попадающие в развязанный порт 4, имеют разность фаз 180° и вычитаются (рис. 3.26б). Фазовый сдвиг сигнала в дополнительном порту 2 относительно порта 3 равен 90° , поэтому шлейфный НО является квадратурным. Волновые сопротивления линий шлейфов Z_a и Z_b подбирают так, чтобы обеспечить нужное переходное ослабление:

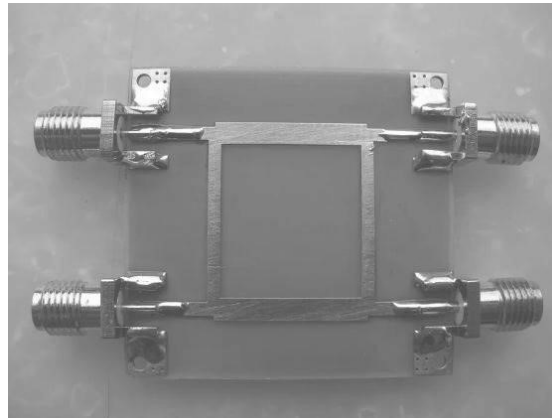
$$C = -20 \lg(|S_{31}|) = -20 \lg\left(\frac{Z_a}{Z_b}\right).$$



a



б



в

Рис. 3.26. Шлейфный направленный ответвитель:
a — топология; *б* — распределение амплитуды поля; *в* — внешний вид.

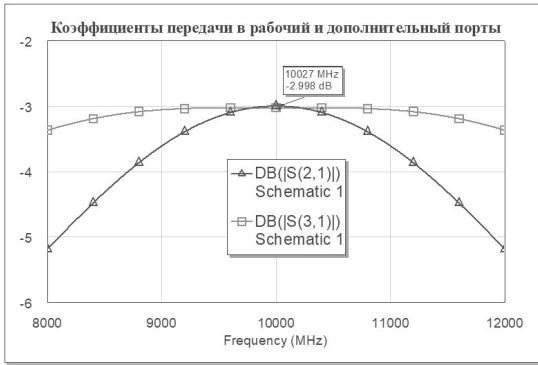
Выполнение условия $\frac{1}{Z_a^2} - \frac{1}{Z_b^2} = \frac{1}{Z_0^2}$ обеспечивает согласование ответвителя по всем портам. В таблице 3.1 приведены соотношения волновых сопротивлений для разных переходных ослаблений.

Таблица 3.1

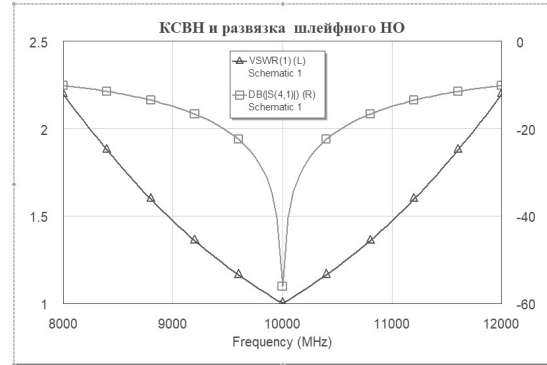
Волновые сопротивления шлейфов НО с разным переходным ослаблением

<i>S</i> , дБ	S_{21}	S_{31}	Z_a/Z_0	Z_b/Z_0
3	$-\frac{i}{\sqrt{2}}$	$-\frac{i}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	1
6	$-\frac{i\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\sqrt{3}$
10	$-\frac{3i}{\sqrt{10}}$	$-\frac{1}{\sqrt{10}}$	$\frac{3}{\sqrt{10}}$	3

Если переходное ослабление равно 3 дБ, то такой НО носит название *шлейфный мост*. Для 50-омного измерительного тракта он имеет $Z_a = 35.3$ Ом, $Z_b = 50$ Ом. Расчётные характеристики шлейфного моста представлены на рисунке 3.27.



а

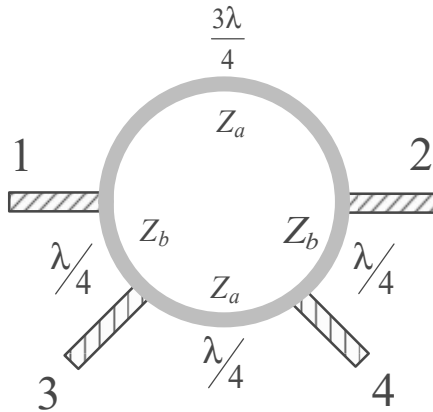


б

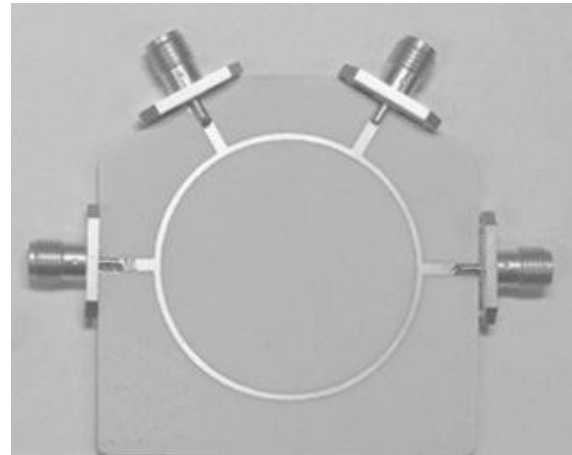
Рис. 3.27. Частотные характеристики шлейфного моста:

а — коэффициенты передачи в порты 2 и 3; б — КСВН порта 1 и развязка между портами 1 и 4.

Гибридное кольцо (англ. hybrid ring coupler или rat-race coupler) отличается от шлейфного моста увеличенным на половину длины волны отрезком между портами 1 и 2 (рис. 3.28).



а



б

Рис. 3.28. Гибридное кольцо: а — топология; б — внешний вид.

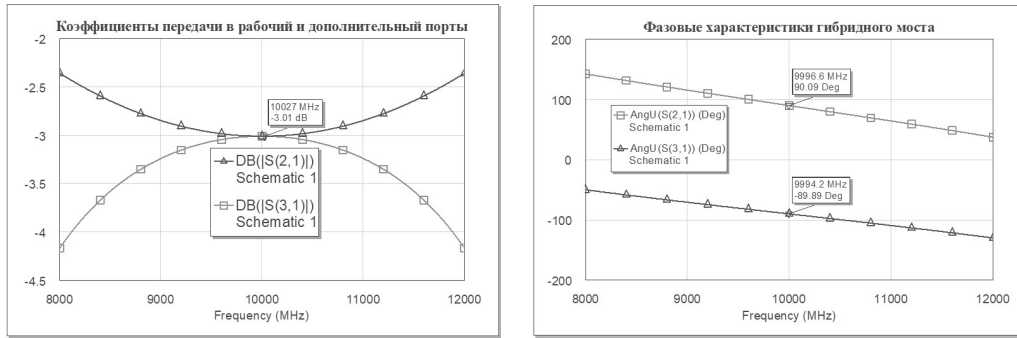
Мощность сигнала, поданного в порт 1, делится между портами 2 и 3 в пропорции, зависящей от соотношения волновых сопротивлений отрезков линий:

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

Порт 4 остаётся развязанным. Условие $\frac{1}{Z_a^2} + \frac{1}{Z_b^2} = \frac{1}{Z_0^2}$ определяет со-

гласование всех портов НО. При равенстве волновых сопротивлений $Z_a = Z_b = Z_0\sqrt{2}$ мощность делится пополам и ответитель имеет переходное ослабление 3 дБ. Частотные характеристики гибридного 3 дБ моста представлены на рисунке 2.29.

Как видно из графиков на рисунке 3.29б, фазовый сдвиг между сигналами в плечах 2 и 3 равен 180° . Таким образом, гибридное кольцо является *синфазно-противофазным* НО.

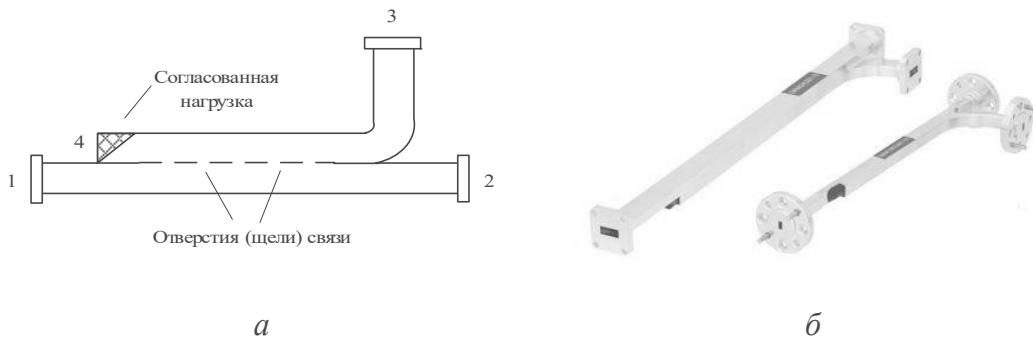


а

б

Рис. 3.29. Частотные характеристики гибридного кольцевого моста: а — коэффициенты передачи в порты 2 и 3; б — фазовые характеристики коэффициента передачи в порты 2 и 3.

Рассмотрим наиболее популярные конструкции волноводных НО. Шлейфный и гибридные мосты, выполненные на волноводах, имеют те же свойства, что и ответвители на T -волнах. В измерителях параметров рассеяния наибольшее распространение получили многодырочные волноводные ответвители (рис. 3.30).



а

б

Рис. 3.30. Волноводный многодырочный НО: а — конструкция; б — внешний вид.

Они представляют собой два волновода, соединенных по широкой стенке несколькими отверстиями или щелями связи (рис. 3.30а). Конфигурацию отверстий, их количество и расположение выбирают исходя из требуемого переходного ослабления, рабочей полосы и условия согласования ответвителя. Как правило, в развязанном порту 4 предусматривают встроенную согласованную нагрузку. В качестве примера рассмотрим параметры НО со слабой связью фирмы А-INFO с волноводом КВЧ-диапазона WR12 (3.10×1.55 мм, частотный диапазон 60...90 ГГц). НО имеет переходное ослабление 30 дБ (неравномерность ± 1.3 дБ), направленность — не ниже 30 дБ, собственные потери — 0.5 дБ, согласование портов (КСВН) — не хуже 1.2.

Для небольших частотных полос можно использовать более простую конструкцию *щелевого моста* (англ. Short-Slot Waveguide Hybrid) (рис. 3.31).

Он представляет собой два волновода с общей узкой стенкой, в которой прорезано окно связи на всю высоту волновода. Волна основного типа, поступающая в порт 1, в области связи (волновод удвоенной ширины длиной L) возбуждает две волны H_{10} и H_{20} . Из рисунка видно, что на входе порта 4 амплитуды полей волн H_{10} и H_{20} примерно одинаковы, а фазы — противоположны, по-

этому в порту 4 сигнал равен нулю (порт 4 является развязанным). Волны H_{10} и H_{20} распространяются по сдвоенному волноводу с различными фазовыми скоростями. При этом фазовая скорость волны H_{20} больше, а следовательно, она приобретает меньший фазовый набег, чем волна H_{10} . Длину отрезка связи L подбирают такой, чтобы на ней укладывалось $3\Lambda/4$ для волны H_{10} (270°) и $\Lambda/2$ для волны H_{20} (180°). В результате фазовый сдвиг между волнами в портах 2 и 3 будет равен 90° при равенстве их амплитуд. Таким образом, щелевой мост представляет собой квадратурный 3 дБ направленный ответвитель (мост).

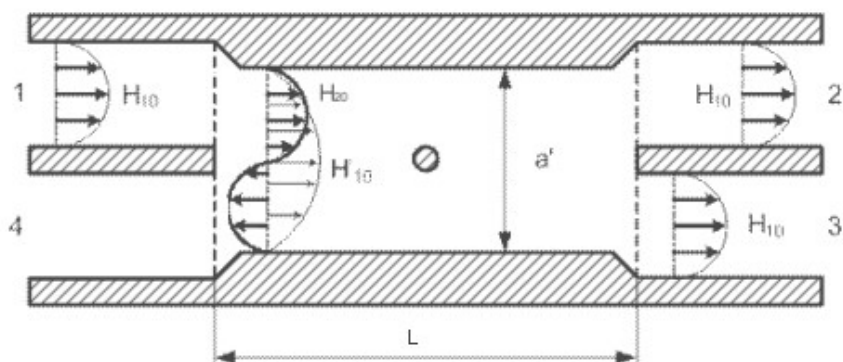


Рис. 3.31. Волноводный щелевой мост

Цилиндрический штырь в центре области связи используют для согласования входов НО, для этой цели предусмотрено также сужение волноводов в области связи. Рабочая полоса такого устройства составляет 10–15%, развязка плеч — 30...35 дБ. К его достоинствам следует отнести простоту конструкции и высокую электрическую прочность.

В заключение рассмотрим волноводный синфазно-противофазный НО — двойной тройник (англ. magic-T) (рис. 3.32). Конструктивно он представляет собой комбинацию H - и E -тройников, рассмотренных выше (см. рис. 3.20).

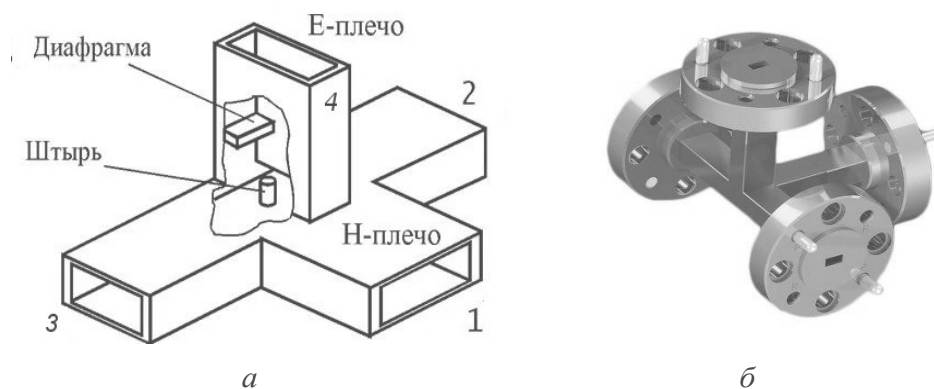


Рис. 3.32. Волноводный двойной тройник:

а — конструкция; *б* — внешний вид тройника КВЧ-диапазона.

Если генератор включён в порт 1, то падающая волна возбуждает в портах 2 и 3 волны одинаковой амплитуды и фазы. В порт 3 сигнал не попадает. Волна, падающая из порта 4, возбуждает в портах 2 и 3 волны, одинаковые по амплитуде и противоположные по фазе. Сигнал в порт 1 не попадает. Таким

образом, порты 1 и 4 будут всегда развязаны. Матрицу идеального двойного тройника можно записать в виде

$$|S| = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \end{vmatrix}.$$

Это матрица синфазно-противофазного моста (3 дБ НО). Направленность реального двойного тройника составляет порядка 20 дБ. Для согласования портов обычно используют диафрагмы и штыри, установленные вблизи сочленения волноводов. По своим свойствам двойной волноводный тройник аналогичен гибридному кольцу, реализованному на полосковых или коаксиальных линиях.

3.5. Детекторы СВЧ-сигналов

В технике СВЧ часто необходимо измерять и контролировать уровень малых сигналов, проводить относительные измерения их амплитуды. Эту задачу решают СВЧ-детекторами. Детектор — это нелинейный измерительный преобразователь (сенсор), позволяющий осуществить трансформацию СВЧ-сигнала в постоянное напряжение (или ток). В нем традиционно используют полупроводниковые детекторные диоды СВЧ с точечным контактом. Однако в настоящее время чаще всего применяют диоды с контактом «металл — полупроводник» (диоды с барьером Шоттки). Такие диоды имеют вольт-амперную характеристику, прямая ветвь которой при больших сигналах близка к линейной. При малых сигналах зависимость выпрямленного тока близка к квадратичной функции (рис. 3.33а).

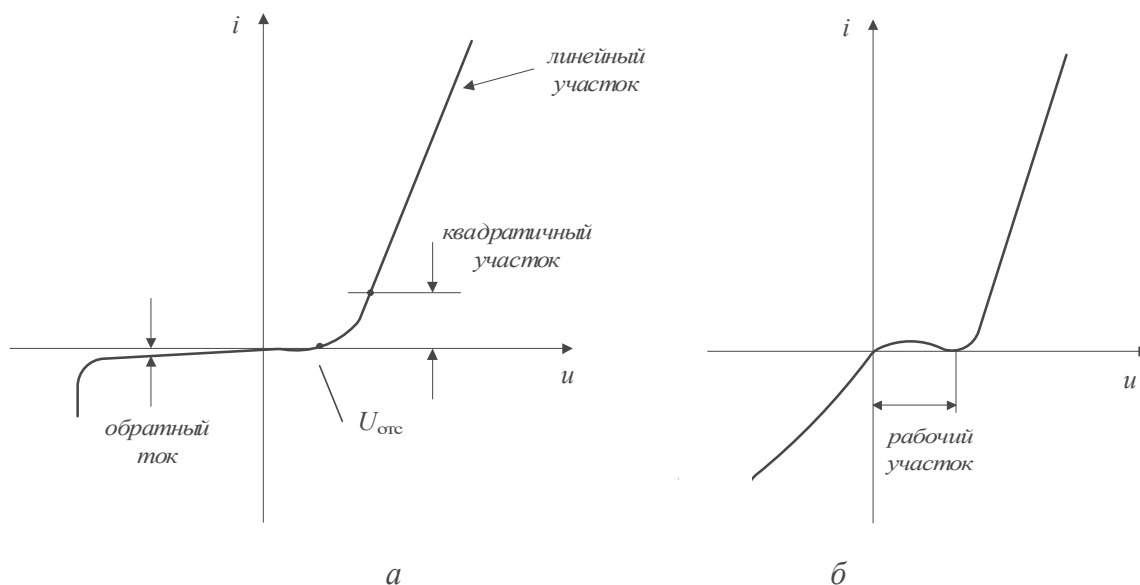


Рис. 3.33. Вольт-амперные характеристики СВЧ-диодов:
а — диод с барьером Шоттки; б — обращённый диод.

Таким образом, при малых СВЧ-сигналах уровень выходного тока пропорционален квадрату амплитуды входного сигнала $I_0 = k |u_{\text{вх}}|^2 = kP_{\text{вх}}$, где $u_{\text{вх}}$ — напряжение СВЧ-сигнала на детекторе; $P_{\text{вх}}$ — его мощность; k — чувствительность детектора по току. Ширина квадратичного участка характеристики определяет динамический диапазон детектора, в котором чувствительность детектора постоянна. 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 иногда предусматривают подачу на детектор положительного напряжения смещения. Это не всегда удобно, поэтому стремятся использовать диоды с минимальным напряжением отсечки.

Для детектирования особо малых сигналов используют *обращённые диоды*. Это туннельные диоды со специальной формой характеристики. На прямом участке имеется резкий перегиб в начале координат, на обратном — относительно большой обратный ток (рис. 3.33б). Диод включают в обратном направлении, при этом ток через диод проходит при отрицательном напряжении сигнала. При положительном напряжении диод в пределах изгиба характеристики заперт. Достоинства обращённых диодов — отсутствие необходимости во внешнем смещении, высокая чувствительность, малая температурная зависимость. К недостаткам относится небольшая допустимая мощность, сравнительно высокая емкость перехода (что приводит к частотной зависимости импеданса диода).

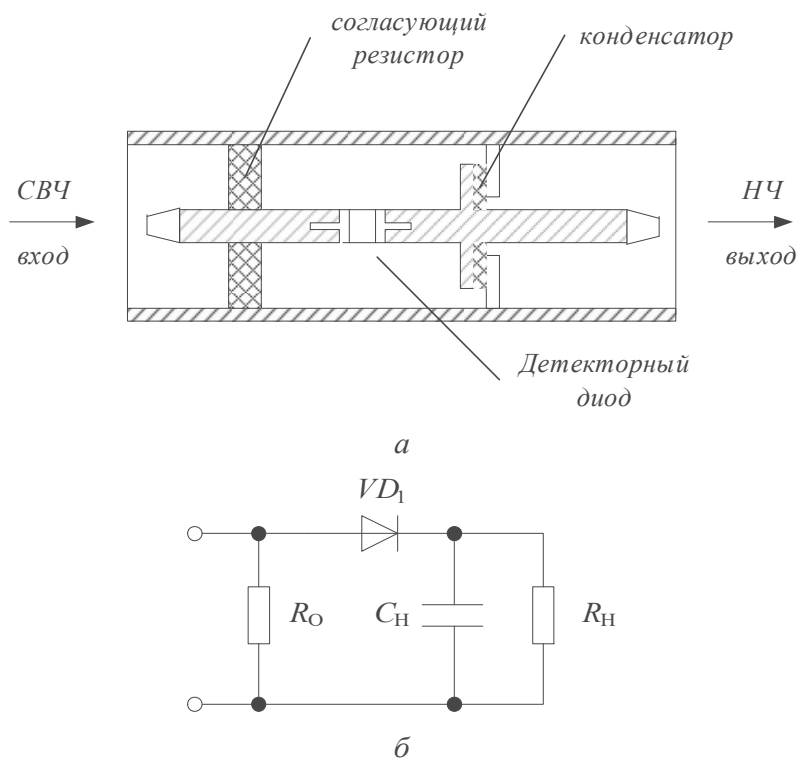


Рис. 3.34. Коаксиальная детекторная головка: а — конструкция; б — эквивалентная схема.

Диод СВЧ размещают в *детекторной головке* — конструкции, включающей присоединительный разъем, отрезок линии передачи и элементы крепления диода. На рисунке 3.34а показана одна из возможных конструкций согласованной коаксиальной детекторной головки. Она должна поглощать всю мощность подаваемого на неё сигнала, поэтому в ней предусматривают активную нагрузку — дисковый резистор R_0 . Эквивалентная схема детекторной головки соответствует схеме детектора огибающей с «открытым входом» (рис. 3.34б). 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 пикофард.

Сопротивление нагрузки детектора 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 входного сигнала СВЧ.

Отметим, что для уменьшения влияния шумов и упрощения схем приборов в СВЧ-измерениях широко используют низкочастотную амплитудную модуляцию сигнала генератора. При этом все сигналы в измерительном тракте имеют огибающую, меняющуюся с частотой порядка единиц или десятков кГц (обычно по закону меандра — *АМ-манипуляция*). В этом случае на выходе детектора присутствует НЧ-сигнал, который легко отфильтровать от помех и шумовых составляющих. Амплитуду НЧ-сигнала измеряют с помощью НЧ селективного вольтметра.

Волноводные детекторные головки представляют собой короткозамкнутый отрезок волновода, в котором размещен диод (рис. 3.35).

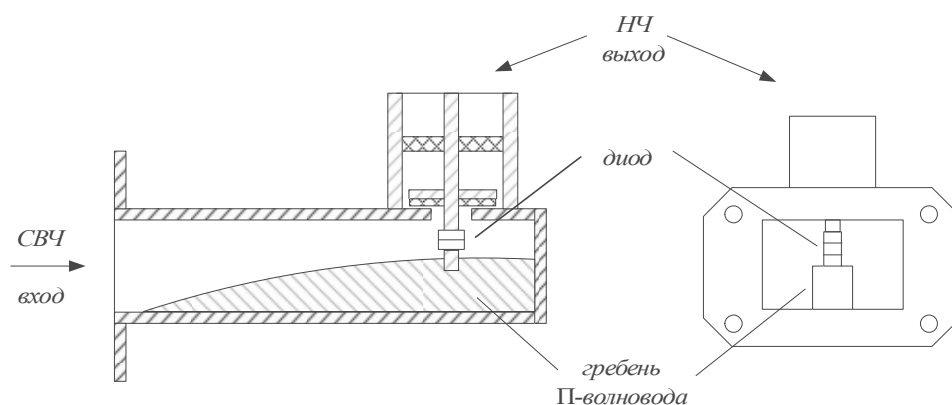


Рис. 3.35. Широкополосная волноводная детекторная головка

Для 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 диода соединяют с НЧ коаксиальным разъёмом, на нем же располагают блокирующий конденсатор.

Основными характеристиками СВЧ-детектора являются его динамический диапазон (отношение уровней сигналов, соответствующих квадратичному 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, динамический диапазон может достигать 75 дБ при минимальных уровнях сигналов — 60 дБм. Порог чувствительности ограничен уровнем собственных шумов детектора.

Детекторные головки обычно не обладают высокой стабильностью параметров, чувствительны к смене диода, требуют предварительной калибровки. Их используют для относительных измерений уровня СВЧ-сигнала, в скалярных измерителях КСВН и ослабления, в системах автоматической регулировки мощности СВЧ-генераторов (АРМ), в качестве нуль-индикаторов в измерительных схемах замещения. Для точных измерений абсолютного уровня сигнала используются датчики мощности СВЧ (ваттметры), которые будут рассмотрены в отдельной главе.

3.6. Преобразователи частоты измерительных СВЧ-сигналов

Амплитудные детекторы не сохраняют информацию о фазе сигнала. Поэтому они пригодны только для измерения модулей параметров рассеяния. Для измерений их аргументов используют различные конструкции *фазовых детекторов* СВЧ. Однако в широкополосных измерителях фазовых сдвигов использовать фазовые детекторы, работающие на несущей частоте СВЧ-сигнала, не удаётся. Поэтому в векторных анализаторах цепей СВЧ применяют преобразование частоты измерительных СВЧ-сигналов в область относительно низких частот с сохранением отношения амплитуд сигналов и фазовых сдвигов между ними. Аналогичное преобразование осуществляют и в электронно-счётных частотомерах СВЧ. В схемах таких приборов предусматривают *преобразователи частоты СВЧ (смесители)*.

В диапазоне СВЧ применяют в основном диодные преобразователи частоты (диодные *смесители*). В них используют изменение активной проводимости диода под воздействием мощного сигнала дополнительного генератора — *гетеродина* (англ. local oscillator, LO). При выполнении условия малости уровня сигнала по сравнению с величиной сигнала гетеродина смеситель осуществляет линейное преобразование спектра сигнала на промежуточную частоту.

Преобразование частоты реализуют при передаче сигнала со входа смесителя на его выход через меняющуюся во времени проводимость диода. Если закон изменения проводимости гармонический, то спектр выходного сигнала содержит две гармоники с разностной и суммарной частотой. Фильтр на выходе смесителя настраивают на разностную (англ. Direct Down Converter) или суммарную (англ. Direct Up Converter) промежуточную частоту (ПЧ, англ. Intermediate frequency, IF). Если частота сигнала больше частоты гетеродина, то такие устройства называют смесителями с *верхней боковой полосой* (англ. upper

sideband). Такой смеситель преобразует полосу частот сигнала, расположенную выше частоты гетеродина. В другом случае, если частота сигнала меньше частоты гетеродина, речь идёт о смесителе с *нижней боковой полосой* (англ. lower sideband).

Закон изменения проводимости смесительного диода определяется видом вольт-амперной характеристики (ВАХ), формой и уровнем сигнала гетеродина. В смесителях применяют диоды с точечным контактом и диоды Шоттки (ДШ). Диод с точечным контактом представляет собой полупроводниковый кристалл с проводимостью *n*-типа, с которым контактирует заострённый металлический проводник. Диод с барьером Шоттки состоит из кристалла кремния с проводимостью *n*-типа, на который нанесена сетка металлических контактов. Для подключения к одному из этих контактов используется металлическая пружинка. Конструкция диодов Шоттки обеспечивает высокую повторяемость, малое прямое напряжение, большую крутизну прямой ветви ВАХ, однако требует большей мощности сигнала гетеродина. Диоды с точечным контактом обладают малой ёмкостью, высокой чувствительностью, но отличаются низкой стабильностью контакта и меньшей надёжностью.

Рассмотрим преобразование частоты на примере ключевого смесителя, в котором проводимость диода меняется во времени скачком. Гетеродин представляет собой генератор прямоугольных импульсов с длительностью τ и частотой повторения ω_Γ (рис. 3.36).

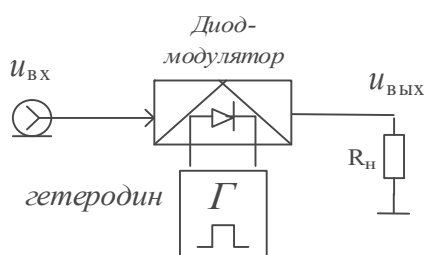


Рис. 3.36. Ключевой преобразователь частоты

Для входного сигнала гармонической формы $u_c(t) = U_m \cos(\omega_c t)$ и изменяющейся проводимости диода $g_d(t)$ выходной сигнал будет определяться произведением $u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вх}}(t) \cdot g_d(t) R_n$. Если использовать разложение однополярного импульса сигнала гетеродина в ряд Фурье:

$$g_d(t) = g_{\max} \frac{\omega_\Gamma \tau}{2\pi} \left[1 + 2 \sum_1^{\infty} \text{sinc} \left(\frac{n\omega_\Gamma \tau}{2} \right) \cos(n\omega_\Gamma t) \right],$$

то выходной сигнал будет содержать большое количество гармонических составляющих:

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{U_m \cdot g_{\max} R_n \omega_\Gamma \tau}{2\pi} \cdot \left(\begin{array}{l} \cos(\omega_c t) + \sum_1^{\infty} \text{sinc} \left(\frac{n\omega_\Gamma \tau}{2} \right) \cdot \dots \\ \dots \cdot \{ \cos[(\omega_c + n\omega_\Gamma)t] + \cos[(\omega_c - n\omega_\Gamma)t] \} \end{array} \right).$$

Первое слагаемое — составляющая входного сигнала на выходе. Пары гармоник в фигурных скобках — *комбинационные составляющие n-го порядка*. На рисунке 3.37 представлен спектр выходного сигнала смесителя вблизи частоты входного сигнала.

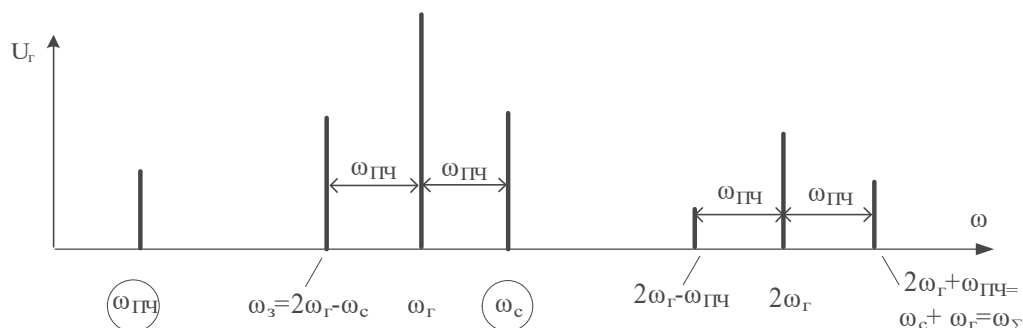


Рис. 3.37. Спектр комбинационных составляющих на выходе преобразователя частоты

Такое расположение частот сигнала и гетеродина характерно для смесителей с верхней боковой полосой. В спектре присутствуют составляющие с частотой сигнала, частотой гетеродина, с промежуточной частотой (прямой канал преобразования частоты). Кроме этого, в спектре присутствует гармоническая составляющая с удвоенной частотой гетеродина и две составляющие вблизи неё. Верхняя составляющая является колебанием *суммарной частоты* $\omega_\Sigma = \omega_c + \omega_r$, которая имеет заметную амплитуду, соизмеримую с амплитудой сигнала разностной частоты.

Кроме этого, из-за присутствия составляющей с удвоенной частотой гетеродина и существования на выходе смесителя сигнала промежуточной частоты образуется «зеркальная» компонента, отстоящая от частоты сигнала на удвоенную частоту ПЧ. Комбинационные составляющие с суммарной и зеркальной частотами являются нежелательными продуктами преобразования, потому что на них затрачивается часть полезной мощности сигнала. Отметим, что частота зеркальной гармоники численно совпадает с частотой *зеркального канала* преобразования частоты. При наличии на входе паразитного сигнала с этой частотой он будет перенесён на ПЧ и сложится с результатом преобразования полезного сигнала, искажая его.

Простейший смеситель с одним диодом конструктивно напоминает детекторную головку, на вход которой подаётся сумма двух сигналов — информационного и гетеродина. На выходе из спектра комбинационных составляющих тока фильтром выделяют компоненту с разностной частотой. Такие смесители характеризуются простотой реализации, однако они обладают заметным уровнем собственных шумов и соответственно невысокой чувствительностью. Дело в том, что сигнал гетеродина, кроме гармонической составляющей, содержит и шумовой широкополосный сигнал, который преобразуется на выход смесителя. Кроме этого, в однодиодном смесителе мощность сигнала гетеродина частично рассеивается в сигнальном и ПЧ портах, что требует ее увеличения.

Для компенсации шумов гетеродина используют схемы *балансных смесителей* (англ. Single Balanced Mixer). Балансный преобразователь частоты содержит два однодиодных смесителя. Включение их, подача на них напряжений сигнала и гетеродина, подсоединение нагрузки могут осуществляться различными способами:

- однополярное включение диодов, противофазная подача сигнала на диоды и синфазная подача гетеродинного напряжения;
- однополярное включение диодов, синфазная подача сигнала на диоды и противофазная подача гетеродинного напряжения;
- разнополярное включение диодов, синфазная подача гетеродинного напряжения;
- разнополярное включение диодов, подача сигнала на диоды с фазовым сдвигом, подача колебаний гетеродина на диоды с фазовым сдвигом.

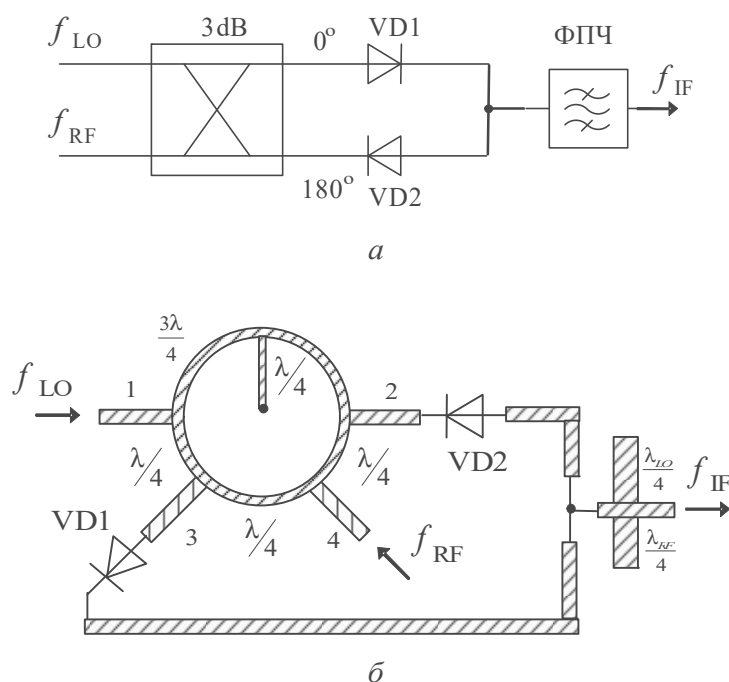


Рис. 3.38. Балансный смеситель:

a — принципиальная схема; *б* — микрополосковый смеситель с гибридным кольцом.

Вариант схемы балансного смесителя с разнополярным включением диодов и противофазным напряжением гетеродина представлен на рисунке 3.38. Принцип действия такого балансного смесителя заключается в следующем. На входе смесителя установлен гибридный 3 дБ мост, который делит пополам мощность сигнала гетеродина, подаваемого в порт 1, и сдвигает фазу сигнала в дополнительном плече 3 на 180° . На порт 4, развязанный от порта 1, подают входной сигнал. Сумма сигналов поступает на диод VD1, разность — на диод VD2. Поскольку диоды включены противоположно, то сигнал гетеродина вместе с шумами на входе вычитаются, а полезные компоненты токов диодов с частотой ПЧ — складываются. Для подавления нежелательных сигналов с входной частотой и частотой гетеродина на выходе предусмотрены два режекторных фильтра в виде четвертьволновых отрезков линий в режиме холостого хо-

да. Тогда в точке их соединения обеспечивается режим КЗ как для входного сигнала, так и сигнала гетеродина. Для замыкания постоянной составляющей тока через диод, которая образуется в результате детектирования сигнала гетеродина, предусмотрен короткозамкнутый шлейф длиной четверть волны, подключённый к гибридному кольцу.

Балансный смеситель обеспечивает снижение шума гетеродина на выходе на 15–30 дБ по сравнению с однодиодным вариантом. Ещё большее снижение получают в двойных балансных (кольцевых) смесителях, содержащих комбинацию двух балансных смесителей с 4 диодами.

Основным параметром смесителя является его коэффициент преобразования, который равен отношению амплитуд сигнала ПЧ к амплитуде СВЧ-сигнала на входе смесителя. Чаще используют обратную величину — *потери преобразования* (англ. conversion loss). Если для преобразования частоты использовать комбинационные составляющие сигнала гетеродина 1-го порядка ($n = \pm 1$), то оценка минимальных потерь преобразования для однодиодной схемы преобразования: $A = (\text{sinc}(\pi/2))^{-1} = \pi \Rightarrow 9,943$ дБ. Для балансной схемы потери могут быть меньше.

Главными требованиями к преобразователям частоты являются: малые потери преобразования, минимальный КСВН входа, большой динамический диапазон. Динамический диапазон ограничен снизу уровнем собственных шумов преобразователя, а сверху — нелинейностью коэффициента передачи смесителя при больших сигналах. При измерении фазового сдвига (в СВЧ-фазометрах и векторных анализаторах цепей) преобразование частоты делают одновременно в двух каналах (измерительном и опорном). Поэтому жёсткие требования предъявляются к идентичности параметров смесителей, а также к развязке каналов (минимальным проникновением сигнала из опорного канала в измерительный).

Контрольные вопросы

1. Как устроены коаксиальные и волноводные СВЧ-нагрузки измерительных трактов?
2. Что такое плунжер и слайдер? Для чего их применяют?
3. Какие проходные элементы (двухпортовые узлы) используют в измерительных трактах СВЧ? Как устроены переходы между линиями разных видов?
4. Для чего в измерительных трактах применяют невзаимные ферритовые устройства СВЧ? Каков принцип их работы?
5. Какие типы поглощающих аттенюаторов используют в измерительной технике?
6. Укажите принцип действия предельного аттенюатора СВЧ. Какова область применения этого типа аттенюатора?
7. Как устроен поляризационный волноводный аттенюатор? Каков принцип его действия?

8. Укажите основные типы фазовращателей СВЧ, используемых в измерительных трактах.

9. Что такое T - и Y -тройники, какова их матрица рассеяния? Как устроен согласованный делитель мощности Уилкинсона?

10. Какие свойства у ферритового Y -циркулятора? Для чего его используют в измерительной технике СВЧ?

11. Какова матрица рассеяния идеального направленного ответвителя? Виды направленных ответвителей. Кольцевые НО (шлейфный мост, гибридное кольцо). НО на связанных линиях.

12. Что такое детектор СВЧ-сигналов, где его используют? Какими свойствами должен обладать детектор СВЧ?

13. Как устроена коаксиальная и волноводная детекторные головки?

14. Что такое преобразователь частоты СВЧ-диапазона? Для чего его применяют?

15. Почему в преобразователях частоты мощность сигнала гетеродина должна быть значительно больше, чем мощность входного сигнала?

16. Какие основные комбинационные составляющие можно наблюдать на выходе смесителя?

17. Почему уровень шума на выходе однодиодного смесителя выше, чем у балансного смесителя?

18. Почему уровень мощности гетеродина преобразователя с балансным смесителем может быть меньше, чем для однодиодного смесителя?

4. СКАЛЯРНЫЕ И ВЕКТОРНЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ ЦЕПЕЙ СВЧ

4.1. Классификация измерителей параметров СВЧ-цепей

В измерительной СВЧ-технике наиболее широко представлены приборы для определения частотных характеристик параметров рассеяния. Такие приборы называют *анализаторами цепей СВЧ* (англ. Network Analyzers, NA). Их разделяют на две группы — *скалярные* (САЦ, англ. Scalar Network Analyzers, SNA) и *векторные* анализаторы (ВАЦ, англ. Vector Network Analyzers, VNA). Первые имеют более простую структуру, дешевле, но измеряют только модули коэффициентов рассеяния. По отечественному ГОСТу они отнесены к виду Р2 — измерители КСВН и ослабления. Вторая группа — векторные анализаторы или измерители комплексных S -параметров. Они определяют частотные зависимости как модулей (АЧХ), так и аргументов (ФЧХ) соответствующих коэффициентов матрицы рассеяния. Согласно ГОСТу их можно отнести к виду Р4 — измерители комплексных коэффициентов передачи. Векторные анализаторы позволяют получить более полную информацию об исследуемом СВЧ-устройстве, но они 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 устроены комбинированные фазометры СВЧ-диапазона (например, отечественный прибор ФК2-18), в которых предусмотрена возможность измерения модуля и фазы коэффициента передачи, а — с внешним направленным ответвителем — и коэффициента отражения. Такие приборы обычно требуют использования внешнего перестраиваемого СВЧ-генератора. В настоящее время приборы с ручной перестройкой уже не выпускаются.

Современные анализаторы цепей строят так, чтобы измерения выполнялись с автоматической перестройкой по частоте и одновременной индикацией частотных характеристик на экране осциллографического или жидкокристаллического индикатора. Такие приборы принято называть *панорамными*. Они содержат в своём составе автоматически перестраиваемый по частоте СВЧ-генератор, измеритель амплитуды и фазы СВЧ-сигналов и 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 по типу обработки получаемых измерительных сигналов. Это аналоговые, цифровые и вычислительные приборы. В аналоговых приборах — более простых и дешёвых — обработка сигналов ведётся аналоговыми блоками с выводом результата на осциллографический индикатор. Калибровку аналоговых анализаторов осуществляют по модулю и по фазе в одной или нескольких частотных точках. Это позволяет скомпенсировать только погрешности установки уровня входного сигнала генератора и разность фазовых набегов в опорном и измерительном ка-

налах прибора. Цифровые анализаторы предполагают аналогово-цифровое преобразование измерительных сигналов и вывод результатов на цифровой дисплей. Здесь возможна калибровка по модулю и по фазе во всех частотных точках диапазона измерения.

В вычислительных анализаторах используют микропроцессорные (компьютерные) средства обработки цифровой информации. Калибровку проводят в каждой частотной точке рабочего диапазона по более сложным алгоритмам, позволяющим скомпенсировать основные систематические погрешности измерительного тракта. Такие анализаторы являются приборами с расширенными возможностями обработки сигналов. Их называют *автоматизированными анализаторами цепей СВЧ* (англ. Automatic Network Analyzers, ANA). В последнее время получили распространение модульные конструкции векторных анализаторов, которые включают в себя (кроме необходимых СВЧ измерительных преобразователей) персональный компьютер и специализированное программное обеспечение виртуального измерительного прибора.

Основным принципом действия, используемым практически во всех анализаторах цепей СВЧ, является *метод разделения волн*. Он основан на выделении сигналов каждой из волн, присутствующих в измерительном тракте. Этот метод в том или ином виде применяется в большинстве современных измерителях параметров СВЧ-устройств.

4.2. Метод разделения волн

Напомним, что по определению элементы матрицы рассеяния — это отношения комплексных амплитуд отражённых или проходящих волн к амплитудам падающих волн в соответствующих портах. При этом все порты исследуемого устройства должны быть согласованы. Метод разделения волн реализует физический смысл матрицы рассеяния. Он основан на выделении сигналов падающей (A) (опорный канал), отражённой (R) и проходящей (T) волн (измерительные каналы) с помощью направленных ответвителей. После этого измеряют отношения амплитуд R/A , T/A и тем самым определяют элементы матрицы рассеяния. В зависимости от назначения анализатора цепей СВЧ эта задача решается по-разному.

Измерительный тракт анализатора цепей представляет собой комбинацию измерительных трактов для определения коэффициентов отражения и передачи, рассмотренных ранее. Он включает в себя, как правило, два направленных ответвителя (падающей и отражённой волны), подключённых к порту генератора, и направленный ответвитель проходящей волны в выходном порту. Упрощённая схема измерительного тракта для случая двухпортового узла (четырёхполюсника) представлена на рисунке 4.1.

Выделенные сигналы, несущие информацию о комплексных амплитудах падающей a_1 , отражённой b_1 и проходящей b_2 волн, подают на векторный измеритель отношений комплексных амплитуд, где и определяются модули и аргументы коэффициентов рассеяния. В скалярных анализаторах цепей измеряют отношение 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 — порт 2, к нагрузке — порт 1. Аналогичная методика применяется и для измерения матрицы рассеяния многопортовых СВЧ-устройств.

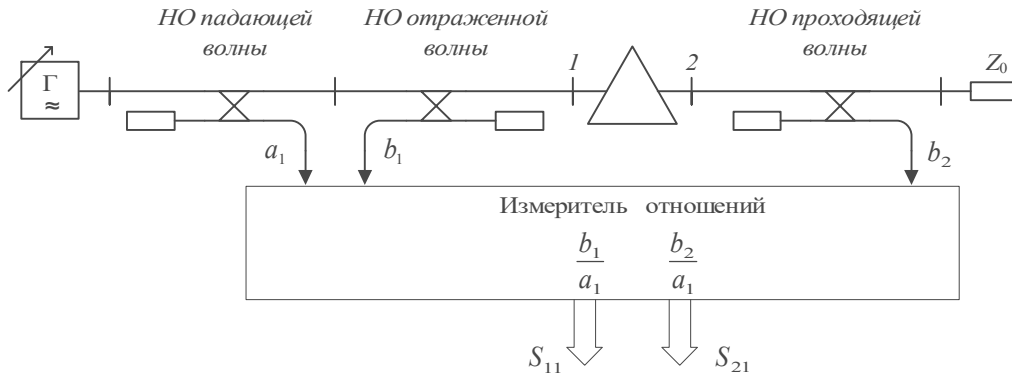


Рис. 4.1. Измерительный тракт анализатора цепей типа R/T

Анализаторы с ручным переключением направления передачи часто называют *измерителями коэффициентов передачи и отражения R/T* (англ. Reflection/Transmission Network Analyzer). Они имеют простой измерительный тракт, но требуют ручной перекоммутации исследуемого устройства. Для автоматизации этой процедуры используют электромеханические или твердотельные полупроводниковые СВЧ-коммутаторы. Электромеханические переключатели имеют малые потери и позволяют использовать более высокие мощности сигналов. Однако количество переключений у них ограничено (до 5 млн циклов). Твердотельные переключатели имеют практически неограниченное время работы, но у них выше, чем у механических, потери. Применение электрически управляемых коммутаторов позволяет полностью автоматизировать процесс измерений всех элементов матрицы рассеяния двухпортового устройства (рис. 4.2).

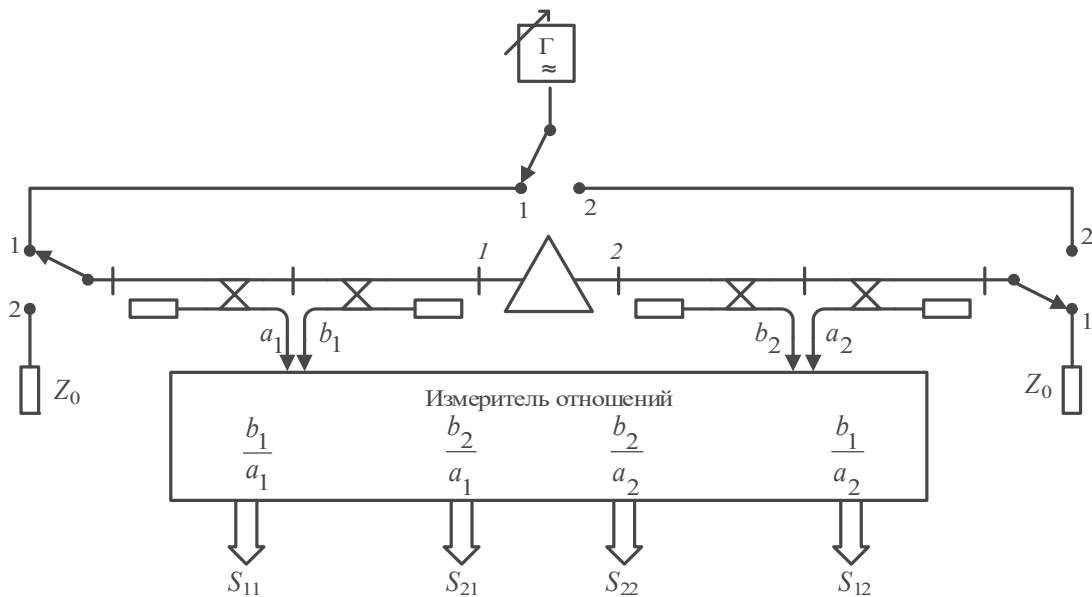


Рис. 4.2. Измерительный тракт автоматизированного измерителя матрицы рассеяния

Когда коммутаторы установлены в положение 1, сигнал генератора поступает на активный порт 1. Порт 2 через направленные ответвители подключают к согласованной нагрузке. В этом положении коммутаторов измеряют элементы матрицы рассеяния S_{11} и S_{21} . В положении 2 возбуждение исследуемого устройства происходит со стороны порта 2. При этом измеряют элементы S_{22} и S_{12} . При исследовании многополюсников используют многопозиционные коммутаторы для последовательного переключения портов. Каждый порт по очереди становится активным (к нему подключают генератор). Измеряют коэффициент отражения на активном порту и коэффициенты передачи во все другие (пассивные) порты. Затем генератор переключают на другой порт и процедуру измерений повторяют. При этом возможны два режима коммутации портов:

- режим *чередования* (англ. alternating mode) — измерение по очереди каждого элемента матрицы рассеяния с выбранным активным портом во всем частотном диапазоне;
- режим *прерывания* (англ. chopping mode) — измерение всей матрицы в каждой частотной точке.

Первый режим обычно применяют с электромеханическими коммутаторами, так как он требует меньшего количества переключений. На основе измерительного тракта с коммутацией портов строят многопортовые (4 и более) векторные анализаторы цепей СВЧ.

4.3. Погрешности векторных анализаторов цепей и методы их калибровки

Проведём анализ погрешностей, характерных для анализаторов цепей СВЧ с направленными ответвителями. Их можно разделить на три группы — систематические, случайные, а также погрешности дрейфа параметров прибора (рис. 4.3).

Случайные погрешности и *погрешности дрейфа параметров* являются неповторяющимися погрешностями. Они не могут быть устранены калибровкой. Случайные погрешности связаны в первую очередь с наличием шумов генератора, детекторов, усилителей и преобразователей частоты в измерительном тракте. При недостаточной экранировке измерительного тракта на величину случайных погрешностей также влияют внешние помехи. Шумы и помехи особенно сказываются при измерении малых коэффициентов отражения и коэффициентов передачи устройств с большим ослаблением. Со случайными погрешностями борются схемотехническими методами: тщательной фильтрацией шумовых компонент, экранировкой каналов прохождения сигналов, применением малошумящих генераторов, усилителей и преобразователей частоты. В цифровых анализаторах цепей СВЧ для уменьшения случайных погрешностей применяют метод усреднения или цифровую фильтрацию опытных данных. При этом используют многократные измерения в каждой частотной точке. Опытные данные затем усредняются, случайная погрешность результата при этом уменьшается. При этом, к сожалению, увеличивается общее время измерения.



Рис. 4.3. Классификация погрешностей анализатора цепей СВЧ

Другой источник случайных погрешностей — неповторяемость параметров соединителей портов, к которым подключают исследуемое устройство. Действительно, в процессе измерений приходится неоднократно подсоединять и отсоединять исследуемый или образцовый объекты к портам анализатора. При нестабильности параметров контактов, несовершенной конструкции соединителей свойства измерительного тракта будут непостоянны. На высоких частотах (десятки ГГц) похожий эффект будут давать меняющиеся фазовые характеристики соединительных кабелей при их сгибах и перемещениях. Снижают такого вида погрешности тщательным соблюдением методики подключения, рекомендуемой производителем, а также заменой соединительных элементов в процессе периодической поверки приборов.

К случайным относят также погрешности, связанные с относительно медленными изменениями (дрейфом) параметров прибора. Они вызваны в первую очередь температурной зависимостью параметров измерителя. Сюда же относят и погрешность за счёт долговременной нестабильности частоты генератора. Погрешность дрейфа устраняют калибровкой прибора непосредственно перед измерением. Используют также контроль температуры измерительной установки и стабильности питающих напряжений.

Систематические погрешности — наиболее заметные составляющие общей погрешности анализаторов цепей СВЧ. Они связаны главным образом с неидеальностью направленных ответвителей и других компонентов измерительного тракта. Дополнительный источник систематических погрешностей — это отражения от неидеальных согласованных нагрузок на концах измеритель-

ного тракта, а также рассогласование генератора. Кроме этого, при анализе погрешностей необходимо учитывать возможное проникновение паразитного сигнала из одного ответвителя в другой, минуя исследуемое устройство (перекрёстное проникновение сигнала).

Анализ погрешностей измерительного тракта начнём с влияния неидеальной направленности НО отражённой волны (*погрешность направленности*) на результаты измерения коэффициента отражения. На рисунке 4.4а схематически показаны пути сигналов в реальном направленном ответвителе отражённой волны.

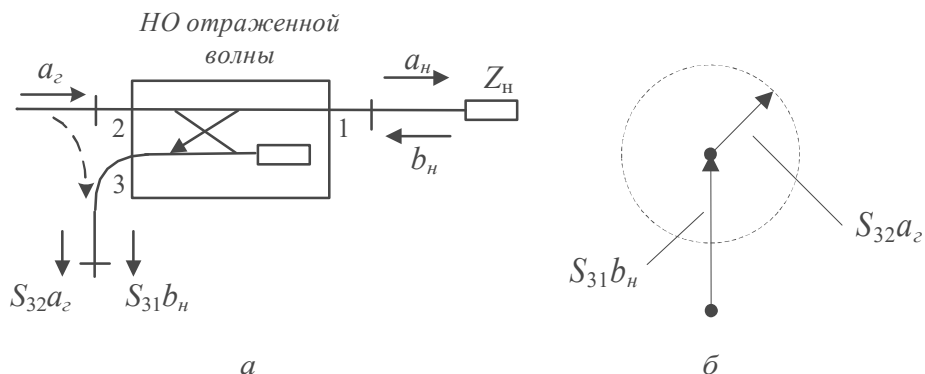


Рис. 4.4. Неидеальный направленный ответвитель отражённой волны
 а — пути прохождения отражённой и паразитной волн;
 б — векторная диаграмма интерференции волн.

Рабочий порт 1 (вход ответвителя) подключён к исследуемой нагрузке. При согласованной нагрузке Z_n отражённая волна близка к нулю. В дополнительный порт 3 НО за счёт неидеальной развязки портов 2 и 3 ($A_{32} \neq \infty$) может попадать часть волны генератора $S_{32}a_n$. Если теперь установить исследуемую нагрузку, то в плечо 3 поступит измерительный сигнал — часть отражённой волны $S_{31}b_n$. В результате на выходе НО появится векторная сумма двух волн — полезной и паразитной (рис. 4.4б). Разность фаз этих сигналов случайна и меняется при смене частоты. Поэтому комплексная амплитуда суммарной волны будет отличаться от комплексной амплитуды измерительного сигнала отражённой волны.

Оценим это отличие для типичного НО с развязкой 35 дБ. Для максимального модуля коэффициента отражения ($|\rho_n| = 1$) отношение амплитуд этих волн примерно равно направленности НО (точнее, отличается от него на величину потерь НО). В этом случае модуль суммарного сигнала может меняться в относительно небольших пределах $\pm 1.78\%$. При малом коэффициенте отражения (например, при $|\rho_n| = 0.1$ и КСВН = 1.22) отношение отражённой и паразитной волн на выходе такого ответвителя будет порядка 15 дБ, что приведёт к вариациям измеренного модуля отражения в пределах от 18.58 до 21.7 дБ (погрешность в пределах 18%).

При изменении частоты фазовые соотношения отражённой и паразитной волн будут меняться. На измеренной АЧХ коэффициента отражения появится пульсация («гребёнка»), вызванная интерференцией полезной и паразитной волн. Появится систематическая погрешность, которая сказывается тем сильнее, чем

меньше измеряемый коэффициент отражения. Отсюда следует следующая рекомендация: ответвитель должен иметь направленность на 15...20 дБ выше, чем минимальный измеряемый коэффициент отражения, выраженный в дБ.

Вторая причина появления погрешностей при использовании неидеального НО — рассогласование рабочего порта НО отражённой волны (*погрешность согласования источника*). Ненулевой коэффициент отражения от порта 1 вызывает многократные переотражения волн между НО и исследуемой нагрузкой. В первом приближении можно провести оценку появляющейся при этом погрешности следующим образом. Положим, что КСВН рабочего порта 1 НО составляет 1.25. Ограничившись одним переотражением, положим, что при произвольной нагрузке Z_H в измерительное плечо 3 НО поступают две интерферирующие волны — одна полезная $S_{31}b_n$, а вторая — переотражённая $S_{31}S_{11}\rho_n b_n$ (рис. 4.5).

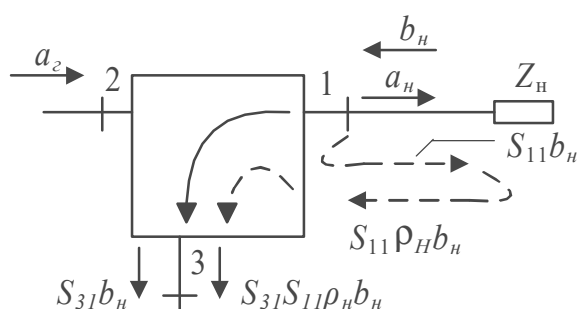


Рис. 4.5. Интерференция измерительной и переотражённой волн при рассогласовании рабочего порта НО

При полном отражении от нагрузки ($|\rho_n| = 1$) суммарный сигнал может меняться в пределах от -0.92 до 1.03 дБ. При малых коэффициентах отражения эта погрешность менее заметна.

Аналогичная причина появления погрешности возникает и на выходе исследуемого устройства при измерении коэффициента передачи. Она вызвана переотражением между выходным портом устройства и входным портом НО проходящей волны (*погрешность согласования нагрузки*). На измеренном АЧХ коэффициента передачи появятся пульсации. Если исследуемое устройство имеет малые потери, то сигнал, отражённый от НО проходящей волны, будет проходить через устройство в обратном направлении и может вызвать дополнительную погрешность измерения коэффициента отражения. Этой погрешностью можно пренебречь, если потери устройства более 6...10 дБ.

При недостаточной экранировке в измерительном тракте, плохих контактах в соединительных устройствах возникает третья причина появления погрешности — за счёт *перекрёстного проникновения сигналов (погрешность развязки)* между направленными ответвителями. Например, возможна внешняя связь между НО падающей и отражённой волны. Она сказывается в появлении паразитного сигнала падающей волны, складывающегося с измерительным сигналом отражённой волны аналогично (рис. 4.4б). Более заметна связь между входной и выходной частями измерительного тракта при измерении малых коэффициентов передачи. В НО проходящей волны возникает паразитный сигнал падающей волны, интерферирующий с полезным сигналом проходящей волны.

Погрешность такого вида сказывается сильнее при исследовании устройств с большим ослаблением.

Четвертая причина появления погрешностей — это *различия частотных характеристик* (АЧХ и ФЧХ) каналов, отражённой (проходящей) волн и падающей волны (*собственные АЧХ и ФЧХ анализатора цепей*). 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 КСВН = 1.01 значение модуля коэффициента отражения $|\rho| = 0.05$, а для случая чисто реактивной нагрузки — $|\rho| = 1$. Требуемый диапазон измерения составляет всего 46 дБ.

Конструктивное уменьшение рассмотренных выше погрешностей — достаточно сложная задача. В настоящее время наиболее широко используют другой путь — исключение систематических погрешностей измерительного тракта в процессе векторной коррекции (*англ. vector error correction*), которую чаще называют *калибровкой* анализатора цепей СВЧ.

В современных анализаторах цепей СВЧ, как правило, используют калибровку, учитывающую шесть видов рассмотренных выше систематических погрешностей:

- 1) погрешность направленности НО отражённой волны (*англ. Directivity*);
- 2) погрешность согласования источника (рассогласование входного порта НО отражённой волны, *англ. Source Match*);
- 3) погрешности согласования нагрузки (рассогласование входного порта НО проходящей волны, *англ. Load match*);
- 4) погрешность развязки (перекрёстное проникновение сигнала в канале измерения коэффициента передачи, *англ. Isolation, Crosstalk*);
- 5) погрешность неидентичности частотных характеристик каналов падающей и отражённой волн (*англ. Reflection Tracking error*);
- 6) погрешность частотных характеристик каналов падающей и проходящей волн (*англ. Transmission Tracking error*).

На рисунке 4.6 схематически показаны четыре вида погрешностей (не указаны две погрешности за счёт разницы частотных характеристик НО падающей и НО отражённой/проходящей волн). Эти шесть параметров погрешности характерны для трактов измерителей коэффициента отражения и передачи (см. рис. 4.1). В автоматизированных анализаторах цепей СВЧ (см. рис. 4.2), погрешности различны для прямого и обратного включения исследуемого устройства. Поэтому в общем случае необходимо корректировать 12 параметров измерительного тракта (*полная двухпортовая калибровка ВАЦ*). В отдельных случаях — например, при измерении только коэффициента отражения — количество параметров, требующих калибровки, можно сократить.

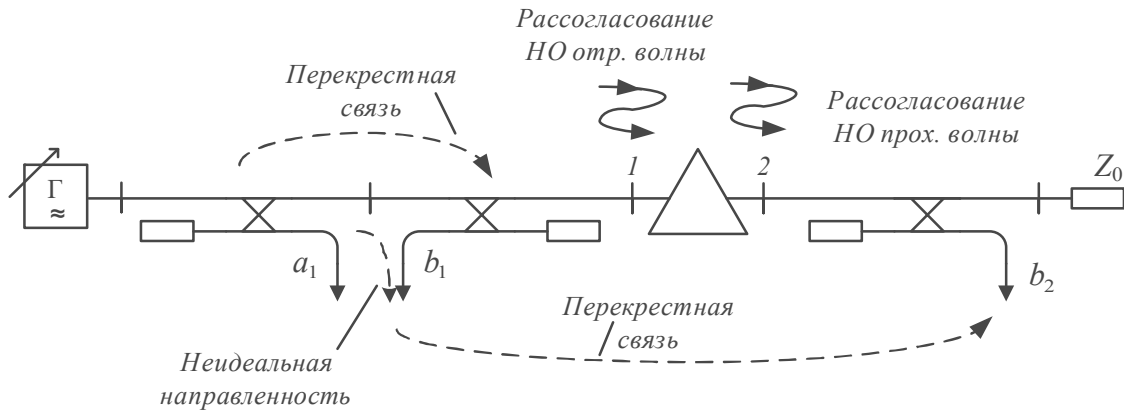


Рис. 4.6. Погрешности измерительного тракта анализатора цепей СВЧ типа R/T

Модель погрешностей направленных ответвителей удобно представить в виде сочетания идеального измерителя отношения амплитуд и виртуальных узлов связи (см. рис. 2.7) — «ящиков ошибок» (англ. error box) (рис. 4.7).

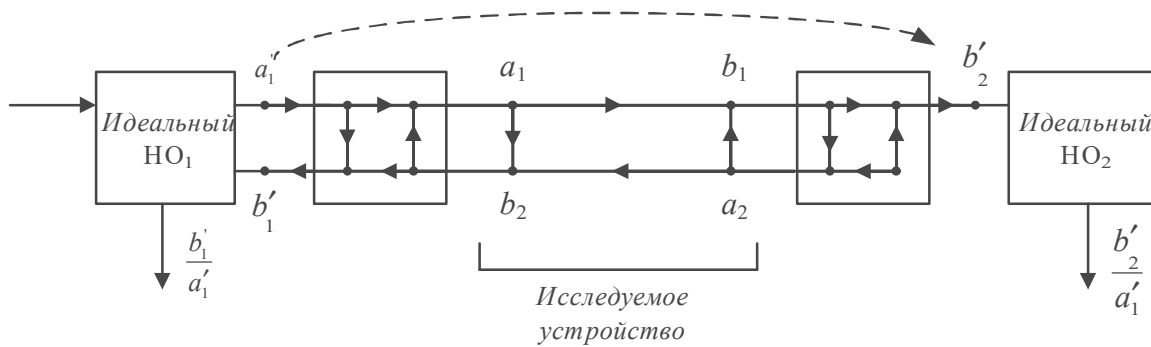


Рис. 4.7. Модель погрешностей измерительного тракта анализатора параметров цепей СВЧ

Схема отображает указанные выше погрешности в виде графа, ветви которого соответствуют параметрам неидеального измерительного тракта. Направленный граф погрешностей на входе исследуемого устройства представлен на рисунке 4.8а.

Здесь обозначены комплексные коэффициенты матрицы погрешностей: r_{00} — ветвь, отражающая неидеальную направленность НО; r_{11} — коэффициент отражения от рабочего порта; r_{01} — разница коэффициентов передачи НО падающей и отражённой волн. Если заранее, проведя калибровку, определить параметры ветвей графа, то можно рассчитать связь измеренного $\rho_{\text{изм}} = \frac{b'_1}{a'_1}$ и ис-

комого $\rho_{\text{н}} = \frac{b_{\text{н}}}{a_{\text{н}}}$ коэффициентов отражения:

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

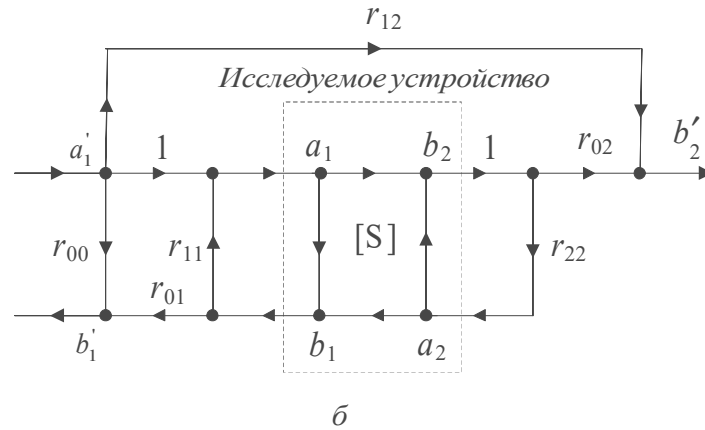
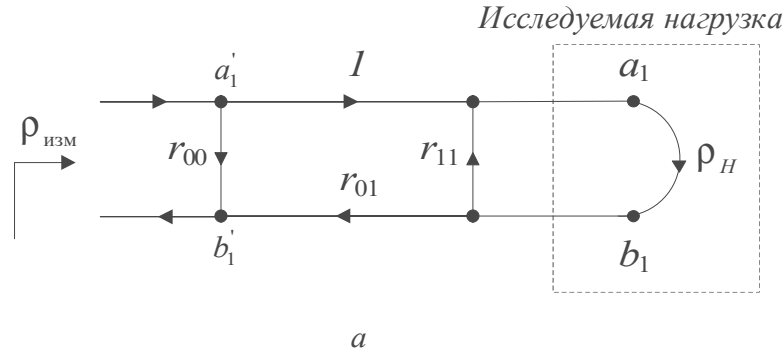


Рис. 4.8. Графическое представление матриц погрешностей:

a — граф канала измерения коэффициента отражения;

б — полная 6-элементная модель погрешностей измерения коэффициентов отражения и передачи.

При этом рассмотренные выше систематические погрешности измерения коэффициента отражения будут исключены.

Аналогичным образом можно представить в графическом виде погрешности, характерные для измерения коэффициентов передачи (рис. 4.8б). Здесь присутствуют погрешности измерения коэффициента отражения r_{00} , r_{11} и r_{01} (см. рис. 4.8а). 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. Рассмотрим упрощённый анализ погрешностей коэффициента передачи, пренебрегая погрешностью рассогласования НО проходящей волны r_{22} и перекрёстной связью r_{12} . Тогда, подключив исследуемое устройство, измеряют коэффициент отражения и коэффициент передачи:

$$\rho_{\text{изм}} = \frac{b'_1}{a'_1} = r_{00} + \frac{S_{11}r_{01}}{1 - S_{11}r_{11}}, \quad \tau_{\text{изм}} = \frac{b'_2}{a'_1} = \frac{S_{21}r_{02}}{1 - S_{11}r_{11}}.$$

Отсюда получаем исправленный результат измерения элементов матрицы рассеяния устройства:

$$S_{11} = \frac{\rho_{\text{изм}} - r_{00}}{r_{01} + r_{11}(\rho_{\text{изм}} - r_{00})}, \quad S_{21} = \frac{\tau_{\text{изм}}(1 - S_{11}r_{11})}{r_{02}}$$

Для автоматизированного анализатора цепей СВЧ (см. рис. 4.2) схемы погрешностей в прямом (F) и обратном (R) направлении похожи (рис. 4.9).

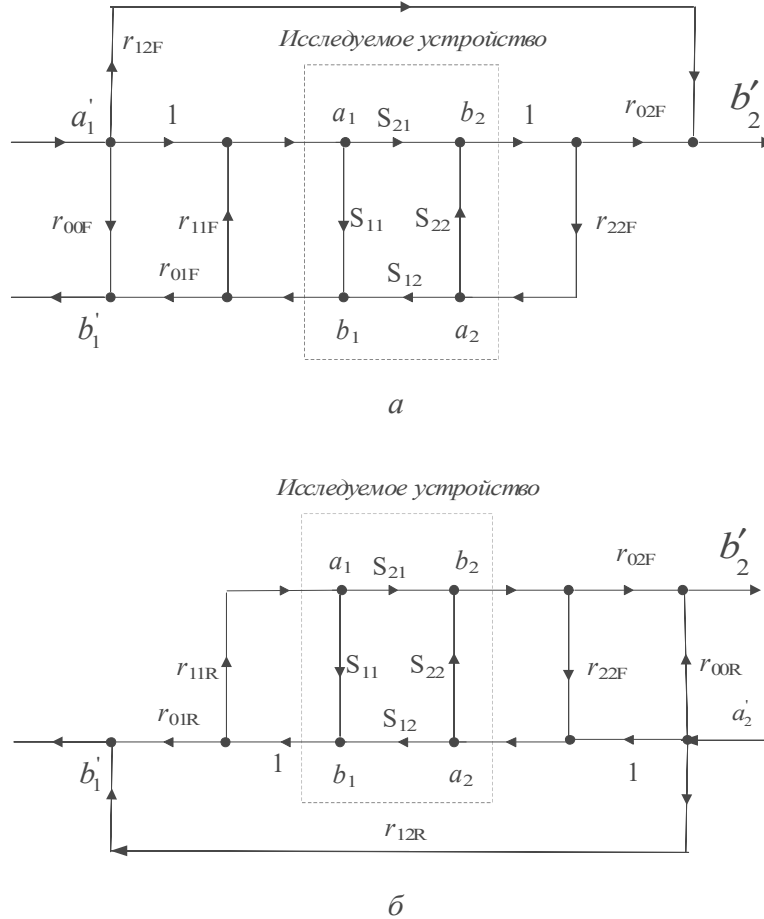


Рис. 4.9. Полная 12-элементная модель погрешностей автоматизированного анализатора цепей СВЧ с коммутацией портов: a — в прямом направлении (F); b — в обратном направлении (R).

Измерение параметров и анализ такой схемы погрешностей более трудоёмки и проводятся обычно для получения результатов особо высокой точности.

Итак, *калибровкой* анализатора цепей будем называть процедуру определения элементов графа погрешностей измерительного тракта. Ее проводят путём измерения параметров образцовых нагрузок и проходных элементов. Существует много методик калибровки, отличающихся точностью и удобством применения.

Начнём с простейших методов калибровки, применяемых в аналоговых анализаторах цепей. В них отсутствует возможность проводить вычисления с комплексными амплитудами волн в процессе калибровки и коррекции погрешностей. Если пренебречь погрешностями рассогласования и конечной развязки НО, то графы погрешностей вида (рис. 4.8) можно упростить (рис. 4.10).

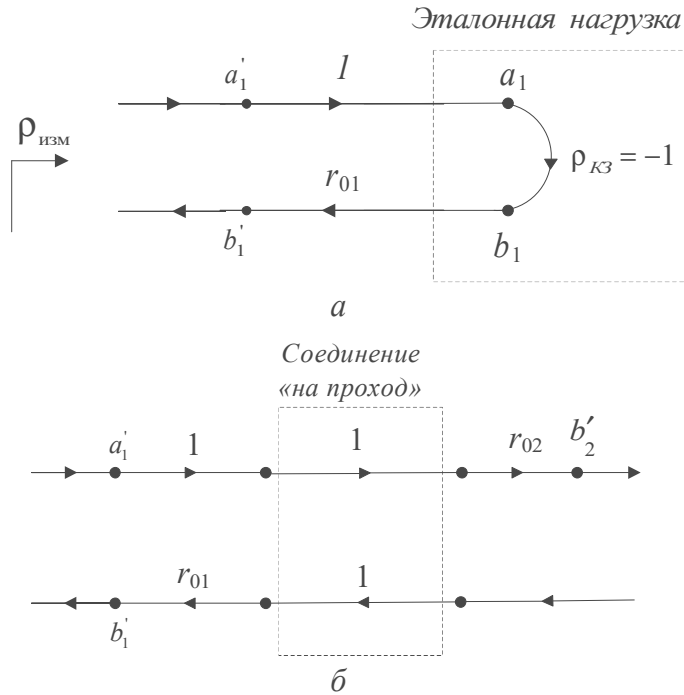


Рис. 4.10. Упрощённые модели калибровки:
a — коэффициента отражения; *б* — коэффициента передачи.

Калибровку коэффициента отражения делают по схеме на рисунке 4.10*a*, а с подключённой эталонной нагрузкой короткого замыкания (КЗ) — по схеме на рисунке 4.10*б*. Измеренный коэффициент отражения будет включать систематическую погрешность r_{01} из-за различия частотных характеристик каналов падающей и отражённой волн:

$$|r_{01}| = |b'_1/a'_1|, \quad \angle r_{01} = \angle b'_1 - \angle a'_1 - 180^\circ.$$

Ее используют затем как поправку (поправочный множитель) для коррекции результатов измерения исследуемого узла:

$$|\rho_H| = |\rho_{\text{изм}}/r_{01}|, \quad \angle \rho_H = \angle \rho_{\text{изм}} - \angle r_{01}.$$

В аналоговых анализаторах это сделать затруднительно из-за отсутствия в приборе вычислительного блока. Поэтому в них чаще используют компенсацию погрешности по уровню (с помощью регулировки коэффициента передачи канала отражённой волны) и по фазе (с помощью дополнительного фазовращателя в опорном канале).

Для калибровки коэффициента передачи по уровню и по фазе используют подключение между портами перемычки нулевой длины (эталонный элемент с коэффициентом передачи $\tau = 1$):

$$|r_{02}| = |b'_2/a'_1|, \quad \angle r_{02} = \angle b'_2 - \angle a'_1.$$

Тогда исключение систематической погрешности по уровню и по фазе делают корректировкой измеренного коэффициента усиления и фазы канала проходящей волны:

$$|\tau| = |\tau_{\text{изм}}|/|r_{02}|, \quad \angle \tau = \angle \tau_{\text{изм}} - \angle r_{02}.$$

Рассмотрим, как реализуют алгоритмы калибровки в вычислительных векторных анализаторах цепей СВЧ. Идея калибровки остаётся такой же — измеряют коэффициент отражения и коэффициент передачи при подключении различных образцовых нагрузок и эталонных проходных устройств. Затем на основании полной модели погрешностей (см. рис. 4.8) расчётным путём определяют значения погрешностей. Решение обратной задачи по полученным данным позволяет рассчитать поправки для коррекции результатов измерения параметров исследуемого устройства. Все это выполняет вычислительный блок прибора непосредственно в процессе измерений, что позволяет автоматизировать процедуру коррекции ошибок. Калибровку и расчёт поправок выполняют при каждой установке частотного диапазона измерений.

При калибровке используют комплект образцовых мер (*англ.* calibration kit), аттестованный метрологически и рекомендуемый разработчиком прибора. Обычно он содержит стандартный набор (рис. 4.11а): короткозамыкатель (КЗ, *англ.* Short circuit), открытый конец линии (ХХ, *англ.* Open circuit), согласованную нагрузку (СН, *англ.* Load). Калибровку коэффициента передачи делают по эталонному соединителю с условно нулевой длиной (калибровка «на проход», *англ.* Through). В последнее время становятся популярными удобные в использовании калибровочные меры в одном корпусе (рис. 4.11б).



Рис. 4.11. Наборы калибровочных мер:

а — набор отдельных элементов; б — комбинированный набор в одном корпусе.

Используемый набор калибровочных мер даёт название методу калибровки. Калибровку с указанным выше набором образцовых элементов в англоязычной литературе принято обозначать как SOLT (Short-Open-Load-Through). В других методиках калибровки нашли применение наборы фиксированных рассогласованных нагрузок, перемещаемые активные и реактивные нагрузки, калиброванные отрезки линий передачи. Калибровочные меры являются СВЧ-узлами, к которым предъявляются повышенные требования по точности изготовления соединителей (фланцев и разъёмов) и методам их подсоединения с использованием специальных динамометрических ключей (см. рис. 4.11а).

Согласованная нагрузка, которая определяет точность оценки погрешности направленности, должна иметь очень низкий коэффициент отражения (особенно в том случае, если требуются измерения малых КСВН). В этом случае применяют калибровку с подвижной активной рассогласованной нагрузкой (КСВН = 1.5 или 2.0) (рис. 4.12).

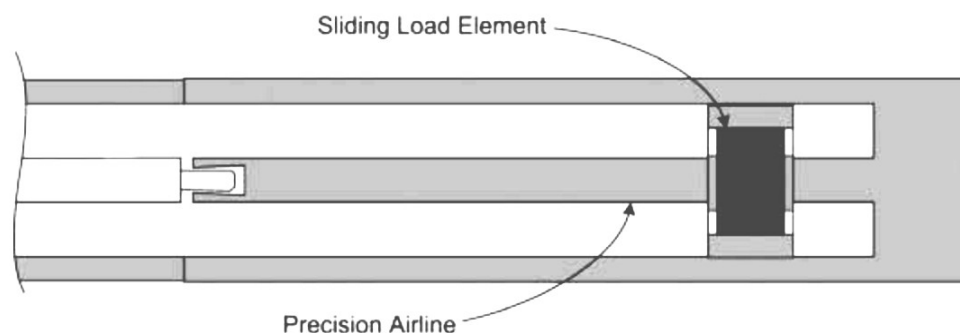


Рис. 4.12. Подвижная рассогласованная нагрузка (слайдер) для прецизионной калибровки активного порта анализатора

Проводят измерения входного импеданса слайдера при нескольких положениях (5...10) в пределах половины длины волны. Коэффициент отражения слайдера имеет одинаковый модуль, но меняющуюся фазу. Это позволяет по результатам измерения построить окружность вокруг точки идеального согласования (метод круговой аппроксимации). Затем расчётным путём находят центр окружности. Разница между вычисленным таким образом центром и точкой полного согласования и есть погрешность направленности ответвителя отражённой волны. Ее можно оценить, усредняя опытные данные калибровки.

Получили распространение комплекты «электронной нагрузки» (*англ.* Ecal), позволяющие провести калибровку за одно подключение. Смена образцовых мер в нем происходит автоматически с помощью встроенных электронных коммутаторов. Управление таким прибором осуществляется программно с анализатора цепей СВЧ.

Программное обеспечение анализаторов цепей СВЧ, как правило, включает несколько вариантов калибровки — от простой калибровки частотной зависимости до полной одно- или двухпортовой калибровки. Наиболее простая калибровка погрешностей частотных характеристик каналов (*англ.* Response Calibration) позволяет устранить частотные неравномерности трактов отражённой и проходящей волн и нормировать их параметры. Поэтому ее иногда называют калибровкой «по уровню» и «по фазе». При установке короткозамыкателя запоминают данные отражённой волны в каждой частотной точке. Измерения повторяют при нагрузке холостого хода. Эти данные используются затем для нормировки измеряемых значений коэффициента отражения — как его модуля, так и фазы. При этом исключаются погрешности направленности НО отражённой волны (*Directivity*) и различия частотных характеристик каналов падающей и отражённой волн (*Reflection Tracking error*).

Аналогичную калибровку для канала проходящей волны осуществляют при прямом соединении НО падающей и проходящей волн (активного и пассивного портов) (рис. 4.13б). При калибровке «на проход» исключают погрешность частотных характеристик каналов падающей и проходящей волн (*англ.* Transmission Tracking error). Такую калибровку предусматривают во всех измерителях параметров цепей СВЧ.

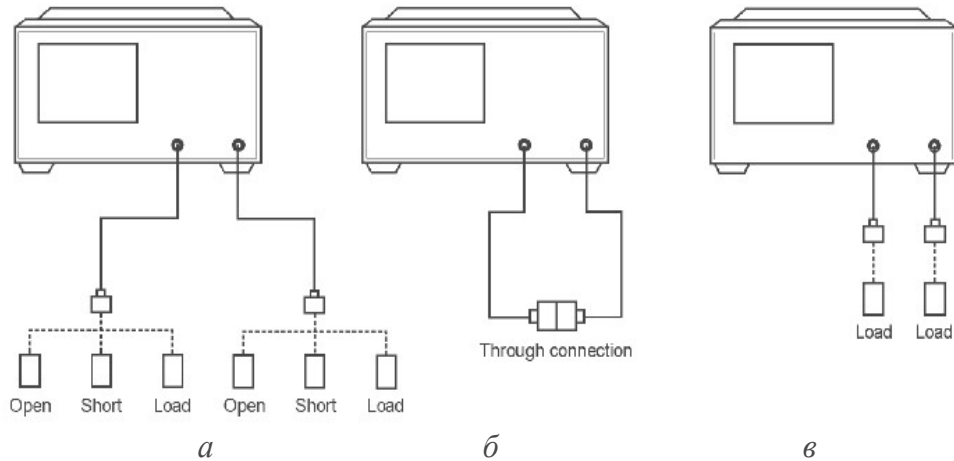


Рис. 4.13. Схемы калибровки векторных анализаторов цепей: *a* — двухпортовая калибровка коэффициента отражения; *б* — калибровка коэффициента передачи «на проход»; *в* — калибровка влияния перекрёстных связей.

Полная однопортовая калибровка (калибровка активного порта измерителя R/T) включает компенсацию трех рассмотренных выше погрешностей направленных ответвителей порта и их частотных зависимостей. Для калибровки порта используют три образцовые нагрузки — КЗ, ХХ и СН (рис. 4.13*a*).

Полная двухпортовая калибровка для автоматизированных анализаторов с двумя активными портами по всем 12 параметрам матрицы погрешностей позволяет скомпенсировать все рассмотренные выше причины погрешностей. Она проводится как при трех окончательных нагрузках на каждый порт (КЗ, ХХ, СН) (рис. 4.13*a*), так и при прямом соединении портов (рис. 4.13*б*). Расширенный вариант такой калибровки включает учёт перекрёстных связей (*англ.* Isolation, Crosstalk). Для этого используют две согласованные нагрузки, устанавливаемые на оба порта (рис. 4.13*в*). При этом измеряют сигнал, проникающий в направленный ответвитель проходящей волны. Такая калибровка необходима при исследовании устройств с большим переходным ослаблением (свыше 60...80 дБ), когда выходной измерительный сигнал соизмерим с паразитным (например, СВЧ-переключатель в открытом состоянии). На практике во многих случаях этот этап калибровки может быть пропущен. Данные калибровок, как правило, сохраняют в устройствах энергонезависимой памяти анализатора, что позволяет восстановить калибровку при повторном включении прибора.

На рисунке 4.14 в качестве примера представлены результаты измерения АЧХ полосно-пропускающего фильтра СВЧ с полной калибровкой и без неё. Как видно из графиков, разница достаточно велика (до 2 дБ по уровню). Заметно отличие формы АЧХ некалиброванных данных от скорректированных результатов как в полосе пропускания (рис. 4.14*a*), так и вне ее (рис. 4.14*б*).

Для проверки качества калибровки в комплект анализаторов цепей СВЧ включают дополнительный набор образцовых мер (*англ.* verification kit). Он может содержать калиброванные отрезки прецизионных линий с воздушным заполнением, фиксированные аттенюаторы (например, 10, 20, 40 дБ), рассогласованные ступенчатые нагрузки с калиброванным КСВН и пр.

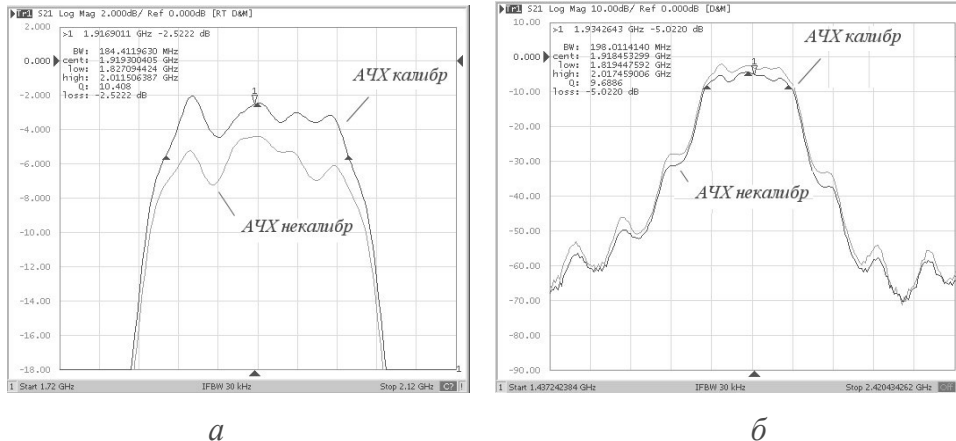


Рис. 4.14. Сравнение графиков АЧХ полосового фильтра с калибровкой и без неё:
а — в полосе пропускания; *б* — полная АЧХ фильтра.

4.4. Скалярные анализаторы цепей СВЧ. Измерители КСВН и ослабления

В скалярных анализаторах цепей (другое название «измерители КСВН и ослабления») определяют отношение только модулей амплитуд отражённых (проходящих) и падающих волн. Для этого на выходах направленных ответвителей ставят преобразователи уровня сигналов — СВЧ-детекторы (обычно квадратичные) или измерители мощности. Требования к ним — широкополосность, большой динамический диапазон, в котором сохраняется закон преобразования (широкий квадратичный участок), высокая чувствительность и малый уровень собственных шумов.

На выходе детекторов получают постоянные напряжения (или НЧ-сигналы при включённой амплитудной манипуляции сигнала генератора), уровень которых пропорционален квадрату амплитуды волны. Далее продетектированные сигналы поступают либо на аналоговый измеритель отношения напряжений, либо на АЦП (для цифровых приборов). В последнем случае отношение амплитуд вычисляет встроенный микропроцессор или компьютер. В дешёвых аналоговых приборах измерители отношений не ставят. Выходные сигналы отражённой и проходящей волн при калибровке нормируют к уровню амплитуды падающей волны, который принимается за единицу. В этом случае амплитуды измерительных сигналов численно равны квадратам модулей коэффициента отражения/передачи исследуемого устройства.

Использование измерителей отношения позволяет снизить зависимость результатов от неравномерности уровня сигнала генератора. Однако полностью убрать ее нельзя из-за недостаточного динамического диапазона детекторов. Поэтому уровень падающей волны генератора стабилизируют с помощью системы автоматической регулировки мощности (АРМ). Это позволяет работать в пределах квадратичной характеристики диодов и уменьшить погрешности преобразования детектора.

Важным преимуществом скалярных измерителей является то, что их рабочий диапазон частот задаётся применяемым типом генератора и конструкцией из-

мерительного тракта. Основная часть прибора — индикатор, блок обработки и пр. — при этом остаётся общей для приборов разного частотного диапазона. Известны приборы со сменными генераторными блоками, набором комплектов НО и детекторов, работающие в диапазоне частот от 10 МГц до 110 ГГц.

Рассмотрим структурную схему *аналогового измерителя КСВН и ослабления* (рис. 4.15). В основном она соответствует типовым схемам измерителей АЧХ более низких частот. Источником СВЧ-сигнала является перестраиваемый напряжением генератор качающейся частоты (ГКЧ). Он должен обеспечивать требуемый уровень мощности (не менее нескольких мВт), заданный диапазон электронной перестройки, минимум побочных колебаний и гармоник, низкие фазовые шумы. В качестве автогенератора ГКЧ используют электронные приборы, позволяющие управлять частотой вырабатываемого сигнала внешним напряжением. Это диоды Ганна, лавинно-пролётные диоды с токовой перестройкой. Часто используют транзисторные и диодные схемы генераторов с управлением частотой с помощью варикапов или ферродиелектрических резонаторов (ЖИГ-генераторы). В миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах волн применяют лампы обратной волны (ЛОВ), обеспечивающие электронную перестройку частоты в пределах десятков ГГц. Используют также ГКЧ с умножителями частоты.

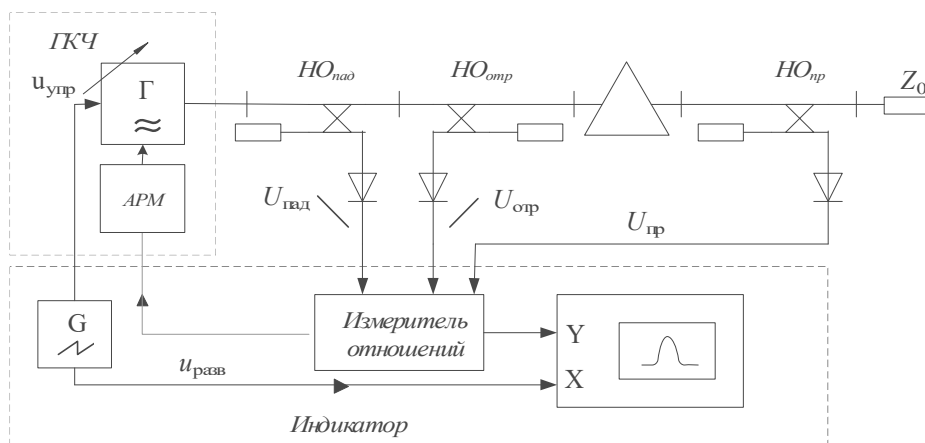


Рис. 4.15. Структурная схема аналогового измерителя КСВН и ослабления

ГКЧ скалярных анализаторов обычно выполняют в виде отдельного блока, содержащего, кроме автогенератора, дополнительные узлы — модуляторы, вентили, аттенюаторы и пр. (рис. 4.16).

Установка уровня выходного сигнала и стабилизация его амплитуды выполняются системой автоматической регулировки мощности (АРМ). Сигнал ошибки для АРМ вырабатывается путём сравнения продетектированного сигнала падающей волны $U_{пад}$ и опорного напряжения АРМ. Подстройкой опорного напряжения можно управлять средней мощностью генератора. Регулирующим элементом АРМ в схеме (рис. 4.16) является электрически управляемый полупроводниковый аттенюатор, устанавливаемый на выходе генераторного блока. В ряде случаев для управления амплитудой выходного сигнала используют регулировку режима работы генераторного прибора — например, коллекторного напряжения ЛОВ. Последний метод менее желателен, так как при изменении режима электронного прибора меняется частота и другие параметры генерируемого сигнала.

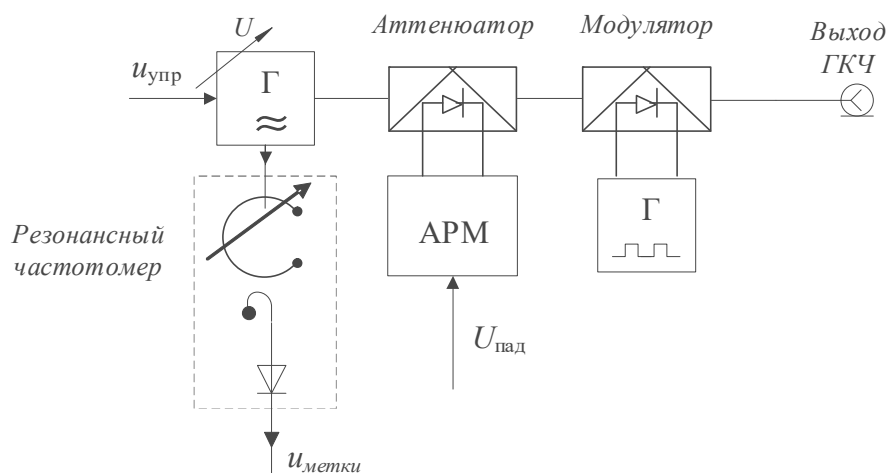


Рис. 4.16. Структурная схема типового генераторного блока аналогового измерителя КСВН и ослабления

Контроль работы системы АРМ в аналоговых скалярных измерителях проводят, подавая на индикатор сигнал падающей волны. В случае правильной работы АРМ на экране индикатора должна получаться 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 $1/|S_{31}(f)|^2$. Вид этой зависимости называют *собственной АЧХ* ГКЧ. Для минимизации ее неравномерности используют направленные ответвители с максимально близкими параметрами.

Для работы индикаторного блока анализатора (усилителей и измерителей отношений) в ГКЧ предусматривают НЧ амплитудную модуляцию (манипуляцию) СВЧ-сигнала. При этом упрощается задача последующего усиления измерительных сигналов и фильтрации их от помех. Частоту модуляции выбирают порядка сотни кГц, форму сигнала модуляции — прямоугольные импульсы (меандр). Модуляцию предпочтительно выполнять с помощью полупроводникового коммутатора, установленного в тракт выходного сигнала генератора (см. рис. 4.16). 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-счётные частотомеры (ЭСЧ) совместно со стоп-меткой. На напряжении развертки создают плоскую ступеньку, в пределах которой качание частоты останавливается. Частота ГКЧ измеряется частотомером. На экране осциллографического индикатора во время ступеньки образуется яркая метка (стоп-метка). Меняя момент выработки сигнала метки, можно оцифровать ось частот АЧХ по точкам с достаточно высокой точностью.

На более высоких частотах, где использование ЭСЧ затруднительно, применяют резонансные частотомеры с механической перестройкой. При совпадении частоты ГКЧ с резонансной частотой объёмного резонатора на его выходе появляется радиоимпульс, форма огибающей которого повторяет форму АЧХ резонатора. Детектируя его, формируют сигнал *частотной метки*, который подают на индикаторный блок. Точность измерения частоты таким способом порядка 0,1...0,2%.

Низкочастотная часть измерителя — это индикаторный блок, который может быть двухканальным (отдельно для измерительных сигналов отражённой и проходящей волн) и одноканальным — с общим измерительным каналом. Последний используют в приборах с одним направленным ответвителем отражённой/проходящей волны. Переключение режимов измерения в этом случае проводят перекоммутацией измерительного тракта.

На рисунке 4.17 показан вариант измерительного блока скалярного анализатора цепей СВЧ с двумя каналами — отражённой волны (*A*) и проходящей волны (*B*). Дополнительный канал падающей волны (*C*) служит для контроля равномерности собственной АЧХ генератора и работы системы АРМ. На измерительный блок подают протестированные НЧ-сигналы падающей, отражённой и проходящей волн, а также сигнал частотной метки $u_{метки}$. Эти сигналы поступают на узкополосные усилители и далее — на синхронные низкочастотные детекторы (СД). Последние позволяют преобразовать НЧ-сигналы в постоянные напряжения, пропорциональные квадратам амплитуд (мощностям) падающей $U_{пад}$, отражённой и проходящей волн ($U_{отр}$, $U_{пр}$). Синхронный детектор — это преобразователь частоты, в котором частота сигнала равна частоте гетеродина. На выходе синхронного детектора с помощью узкополосного ФНЧ выделяют сигнал разностной (нулевой) частоты (то есть постоянное напряжение). Преимущество синхронных детекторов — их хорошие фильтрующие свойства и помехозащищённость. В качестве опорного сигнала СД во всех каналах индикаторного блока используют усиленный сигнал падающей волны.

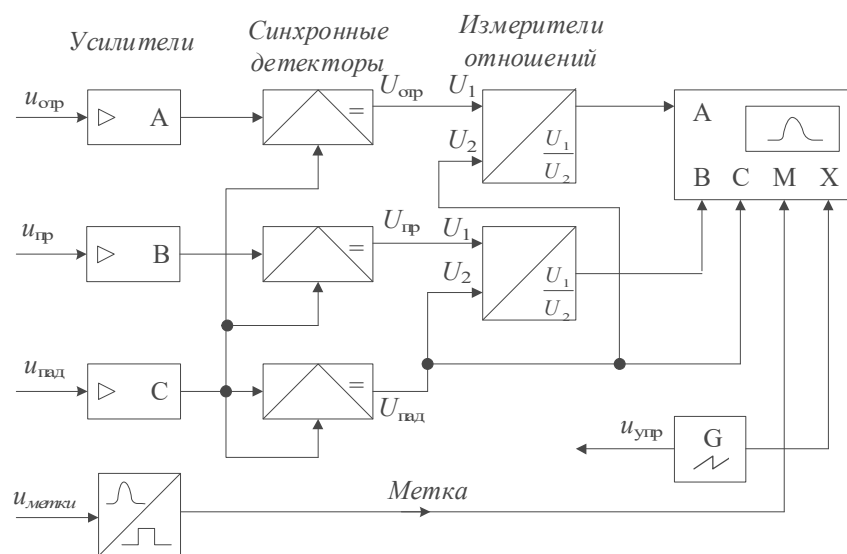


Рис. 4.17. Аналоговый двухканальный индикаторный блок измерителя КСВН и ослабления

Выделенные на выходах СД постоянные напряжения подают на измерители отношения и далее на канал Y осциллографического индикатора. На канал X подают сигнал от генератора пилообразного напряжения развертки, который обычно размещают также в индикаторном блоке. Длительность прямого хода развертки задаёт время анализа частотной характеристики. Обычно используют стандартные значения 0.08, 1.0 и 10 с. Увеличение времени анализа делают с целью исключения динамических искажений АЧХ при исследовании узкополосных СВЧ-устройств. Предусматривают также режим ручной перестройки частоты. Он превращает измеритель в одночастотный приёмник СВЧ с ручной перестройкой по частоте. Это даёт возможность проводить особо точные измерения на фиксированных частотах и полностью избежать динамических искажений.

Для вывода частотных зависимостей в панорамных аналоговых приборах предусматривают осциллографический индикатор с увеличенным послесвечением. Фактически это упрощённый низкочастотный осциллограф, в котором используют два канала (X — горизонтального отклонения и Y — вертикального отклонения). На канал X подают напряжение развертки, которым также управляют частотой ГКЧ. На канал Y поступает выходной сигнал с измерителя отношения, пропорциональный квадрату модуля измеряемого коэффициента матрицы рассеяния. На этот канал также подают сигнал частотой метки с резонансного частотомера ГКЧ. При этом на осциллограмме появляется метка в виде короткого всплеска или точки, соответствующей моменту совпадения частот ГКЧ и настройки резонатора. Перестраивая резонатор частотомера, совмещают метку с интересующей точкой исследуемой характеристики и по шкале резонатора отсчитывают ее частоту.

Вертикальная шкала индикатора имеет размерность квадрата модуля коэффициента отражения/передачи. Это справедливо только при предварительной нормировке амплитуды падающей волны. Поэтому перед измерениями прибор калибруют по двум уровням. Первая калибровка — по нулевому уровню сигнала — обычно делается при настройке прибора. В отсутствие измерительного сигнала совмещают линию развертки с нулевой линией шкалы индикатора. Калибровка единичного уровня коэффициента отражения делается с короткозамыкателем. При этом совмещают АЧХ отражённой волны с линией единичного коэффициента отражения вертикальной шкалы индикатора (отметка КСВН = ∞). Для калибровки шкалы коэффициента передачи (ослабления) соединяют НО падающей и проходящей волн напрямую и совмещают АЧХ проходящей волны с линией единичного коэффициента передачи (отметка $A = 0$ дБ).

Вертикальная шкала измерителя после калибровки соответствует значениям $|S_{11}|^2$ или $|S_{21}|^2$. Чтобы не пересчитывать вручную эти величины в рабочие параметры (КСВН и ослабление), используют *электронный визир*. В индикаторе предусматривают дополнительные шкалы КСВН и ослабления (в дБ), связанные с управляемым вручную «электронным визиром» — горизонтальной линией на экране. Совмещая визир с выбранными точками частотной характеристики, по шкалам отсчитывают результат измерения КСВН или ослабления.

Точность СВЧ-анализаторов, как правило, выражают в виде функциональных зависимостей погрешностей от измеряемых величин. Так, отечественные аналоговые панорамные измерители КСВН и ослабления (вид *P2*) в диапазоне СВЧ обеспечивают предел допускаемой погрешности измерения КСВН порядка $(3 \dots 5) \cdot \text{КСВН}$, %, и ослабления — $[(0.2 \dots 0.3) + (0.03 \dots 0.05)A_x]$, дБ. Основной вклад в погрешности вносят параметры НО и детекторов. При тщательной калибровке на рабочей частоте точность измерения может быть повышена.

В качестве примера приведём данные отечественных скалярных измерителей КСВН и ослабления диапазона КВЧ (табл. 4.1).

Таблица 4.1

Показатели	P2-68	P2-69	P2-124	P2-123
Диапазон частоты, ГГц	37.5...53.57	53.57...78.33	78.33...118.7	129.2...142.8
Сечение волновода, мм	5.2×2.6	3.6×1.8	2.4×1.2	1.6...0.8
Погрешность установки частоты, %	±0.3		±1/0	
Диапазон измерения КСВН	1.1...5.0			
Погрешность измерения КСВН < 2.0, %	±(5 КСВН + 2)		±(5 КСВН + 6)	
Диапазон измеряемых ослаблений, дБ	−35...0	−30...0	−30...0	−30...0
Погрешность измерения ослабления <i>A</i> , дБ	±(0.75 + 0.05 <i>A</i>)		±(0.6 + 0.06 <i>A</i>)	

Цифровые скалярные анализаторы цепей СВЧ обеспечивают лучшую точность измерения параметров продетектированных НЧ-сигналов и дополнительные функциональные возможности их обработки. Они отличаются от аналоговых приборов цифровыми методами измерения и обработки НЧ-сигналов после детекторов, а также программным принципом управления работой прибора. СВЧ-тракты таких приборов принципиально не отличаются от аналоговых измерителей. В качестве ГКЧ в таких приборах используют генераторы с цифровым управлением или синтезаторы СВЧ.

Рассмотрим дополнительные возможности улучшения точности, которые даёт 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 поправку при выводе результатов измерений. Такая калибровка позволяет исключить систематическую погрешность за счёт неидеальной собственной АЧХ измерителя. При этом не надо регулировать параметры измерительных каналов и жёстко стабилизировать амплитуду сигнала ГКЧ.

Цифровые анализаторы позволяют увеличить точность измерения уровней НЧ-сигналов на входах детекторов, устранить субъективные погрешности и осуществить вывод результатов в цифровом виде. Каждый измерительный канал представляет, по сути, селективный цифровой НЧ-вольтметр, точность которого определяется в основном выбранной разрядностью АЦП. При программном управлении прибором предусматривают цифровую систему установ-

ки 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. За это время проводится аналого-цифровое преобразование сигналов и измерение их уровня. В случае низкой стабильности ГКЧ частоту ступеньки фиксируют встроенным или внешним электронно-счётным частотомером.

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

Возможности микропроцессорных цифровых приборов проиллюстрируем на примере анализатора цепей СВЧ 8757D компании Keysight Technologies. Он является скалярным прибором (измерителем КСВН и ослабления) с тремя входами для подключения детекторов (диодных измерителей мощности) различного частотного диапазона. Прибор 8757D является индикаторным и вычислительным блоком, используемым совместно с внешним цифровым генератором и СВЧ измерительным трактом. Последний включает делитель мощности, направленный ответвитель со встроенным детектором и два СВЧ-детектора в измерительных трактах отражённой и проходящей волн (рис. 4.18).

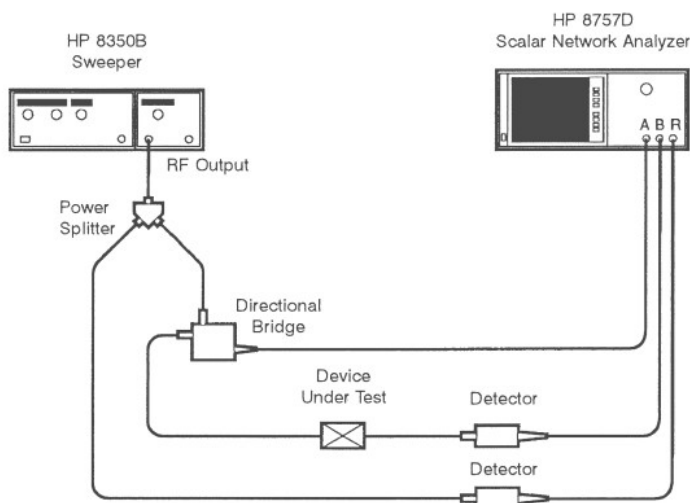


Рис. 4.18. Измерительный тракт скалярного анализатора 8757D с внешним синтезатором частоты

Частотный диапазон прибора 8757D зависит от применяемого типа синтезатора и СВЧ-компонентов измерительного тракта. Его можно использовать в диапазоне от 10 МГц до 110 ГГц. Прибор обладает высокой скоростью измерения, возможностью допускового контроля и функцией запоминания/вызова данных с внешнего дискового накопителя. Режим работы с амплитудной манипуляцией повышает точность измерения и расширяет динамический диапазон

более чем до 76 дБ. Прибор имеет дополнительную функцию свипирования по мощности на фиксированной частоте, что позволяет измерять амплитудные характеристики активных СВЧ-устройств, компрессию коэффициента усиления и пр. С двумя источниками сигнала прибор позволяет измерять параметры смесителей СВЧ-диапазона (рис. 4.19).

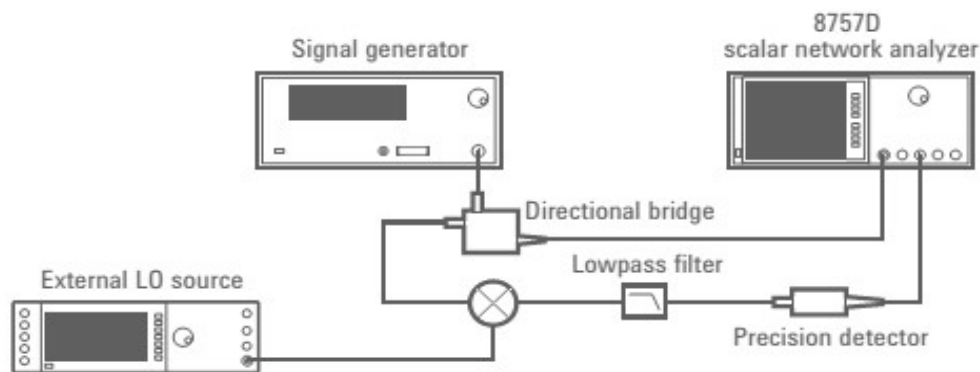


Рис. 4.19. Измерительный тракт скалярного анализатора 8757D в режиме измерения параметров смесителя СВЧ

Технические и метрологические параметры анализатора 8757D:

- частотный диапазон — 10 МГц...110 ГГц;
 - мощность в измерительном канале (зависит от используемого ГКЧ): +10 ...+17 дБм (до частоты 20 ГГц), +6 дБм (свыше 20 ГГц);
 - диапазон измерения ослабления (–50...+30) дБ с абсолютной погрешностью в пределах $\Delta A = 0.5$ дБ;
 - точность измерения КСВН = 1,5 (обратные потери 14 дБ) ≤ 0.5 дБ.
- Встроенная микропроцессорная система прибора обеспечивает:
- работу одновременно в четырёх режимах измерений (частотный диапазон, уровень мощности и пр.);
 - управление процессами свипирования по частоте и мощности, калибровке измерений и обработке данных;
 - 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 детекторов;
 - контроль и управление мощностью внешнего генератора;
 - связь с внешними приборами и устройствами по стандарту GPIB.

Скалярный измеритель КСВН и ослабления можно построить на основе генератора и датчиков мощности с цифровым управлением. На рисунке 4.20 представлена схема простого измерителя с двумя датчиками мощности, управляемыми персональным компьютером по интерфейсу USB.

Все управление системой и вывод результатов осуществляется программным способом с компьютера. Калибровка анализатора состоит в предварительном измерении мощности генератора при соединении датчика «на про-

ход». Для коэффициента отражения калибровку делают при установке на рабочий порт НО короткозамыкателя. Запомненные значения используют затем для нормировки уровня проходящей или отражённой мощности при измерении параметров исследуемого устройства. Калибровку можно упростить, используя третий датчик мощности и делитель падающей волны.

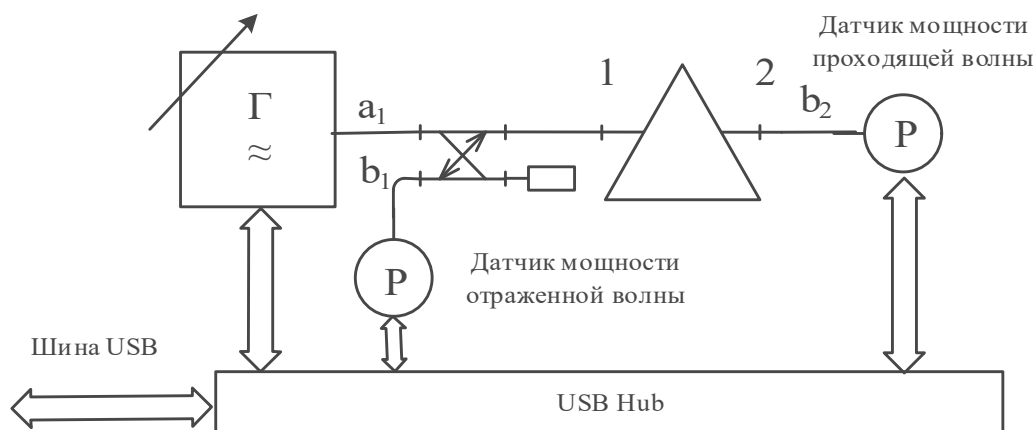


Рис. 4.20. Виртуальный скалярный измеритель КСВН и ослабления с USB-датчиками мощности

На рисунке 4.21 представлена передняя панель виртуального измерителя ослабления СВЧ, использующего синтезатор частоты SSG-4000LH и датчики мощности PWR-4GHS компании Mini-Circuits.

#	Freq (MHz)	Source Pwr (dBm)	PwrRef In (dBm)	Read Pwr (dBm)	I.Loss (dB)	I.Loss Spec (Min dB)	I.Loss Spec (Max dB)	Pass/Fail	Safe Att. (dB)
185	3680.080000	0.00	-3.21	-45.00	-41.79				
186	3700.075000	0.00	-3.24	-45.00	-41.76				
187	3720.070000	0.00	-3.05	-45.00	-41.95				
188	3740.065000	0.00	-2.69	-45.00	-42.31				
189	3760.060000	0.00	-2.34	-45.00	-42.66				
190	3780.055000	0.00	-2.59	-45.00	-42.41				
191	3800.050000	0.00	-2.93	-45.00	-42.07				
192	3820.045000	0.00	-3.02	-45.00	-41.98				
193	3840.040000	0.00	-2.93	-45.00	-42.07				
194	3860.035000	0.00	-3.28	-45.00	-41.72				
195	3880.030000	0.00	-3.85	-45.00	-41.15				
196	3900.025000	0.00	-4.08	-45.00	-40.92				
197	3920.020000	0.00	-3.59	-45.00	-41.41				
198	3940.015000	0.00	-2.63	-45.00	-42.37				
199	3960.010000	0.00	-3.98	-45.00	-41.02				
200	3980.005000	0.00	-6.26	-45.00	-38.74				

Рис. 4.21. Панель управления виртуального скалярного измерителя КСВН и ослабления

На рисунке 4.22 представлен результат измерения модулей коэффициентов передачи S_{21} и S_{12} микрополоскового циркулятора в диапазоне частот 1.5...2.5 ГГц.

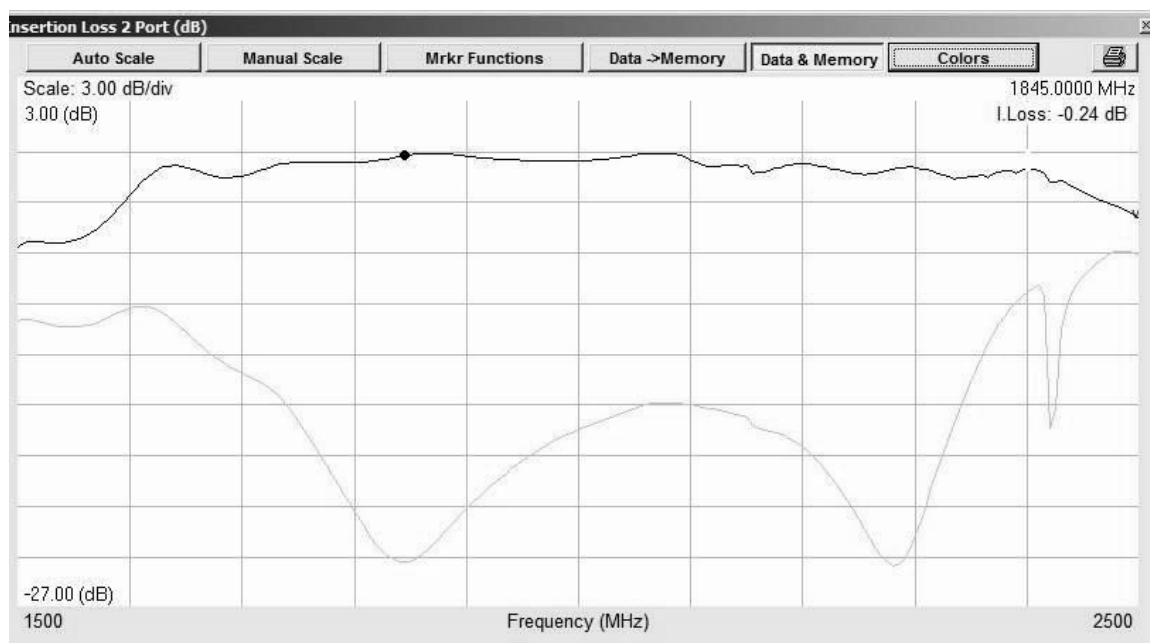


Рис. 4.22. Результат измерения АЧХ циркулятора с помощью виртуального анализатора компании Mini-Circuits

В настоящее время скалярные измерители занимают сравнительно небольшое место на рынке анализаторов цепей СВЧ. Отметим, что функции скалярного анализатора успешно выполняют анализаторы спектра СВЧ со следящим генератором, которые рассмотрены далее.

4.5. Векторные анализаторы цепей СВЧ.

Измерители комплексных коэффициентов матрицы рассеяния

В векторных анализаторах цепей СВЧ (ВАЦ) измеряют комплексные коэффициенты отражения и передачи. Для этого требуется определять как отношение амплитуд измерительных сигналов, так и фазовый сдвиг между ними. Фазовые измерения непосредственно на частоте СВЧ-сигнала в широкой полосе частот реализовать трудно. Поэтому в векторных анализаторах цепей СВЧ, как правило, используют *гетеродинный* метод. Он заключается в переносе измерительных сигналов в область промежуточных частот (ПЧ) с сохранением информации об их амплитуде и фазе. Это достигается преобразованием частоты сигналов в каналах падающей и отражённой/проходящей волн. Таким образом, каналы измерительных сигналов ВАЦ представляют собой перестраиваемые супергетеродинные приёмники СВЧ. В аналоговых приборах измерение амплитуд на ПЧ проводят вольтметром, фазовый сдвиг — ВЧ фазометром.

Рассмотрим структурную схему типичного аналогового векторного анализатора на примере отечественного измерителя комплексных коэффициентов передачи Р4-11 (рис. 4.23).

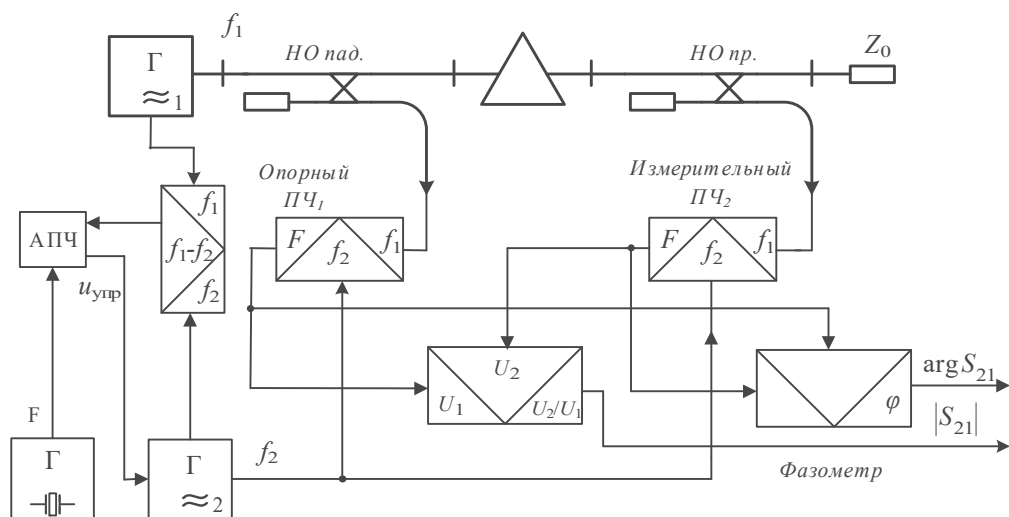


Рис. 4.23. Структурная схема аналогового измерителя комплексных коэффициентов передачи СВЧ

Измерительный тракт прибора в принципе не отличается от тракта скалярных анализаторов. Он имеет два канала — *опорный* (для сигнала падающей волны) и *измерительный* (для сигнала проходящей или отражённой волн). Однако вместо детекторов на выходах направленных ответвителей падающей и проходящей волн установлены смесители преобразователей частоты ПЧ₁ и ПЧ₂.

В данной схеме двухканальный 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. Амплитуды первого и второго генераторов при перестройке поддерживаются постоянными, а частоты отличаются на константу, равную заданной промежуточной частоте F . Выходные сигналы смесителей при преобразовании частоты сохраняют амплитудно-фазовые соотношения. Дальнейшая их обработка и измерение отношения амплитуд и фазового сдвига производятся на промежуточной частоте F .

Однократное преобразование частоты используют в приборах, работающих на частотах до 2...3 ГГц. Для высокочастотных анализаторов используют двойное и тройное преобразование частоты, но только сигнал первого гетеродина делают меняющимся по частоте. Главная задача блока ГКЧ — это поддержание постоянной разности частот между основным генератором и гетеродином. Ее решают, используя генераторы с электрическим управлением связанные между собой системой автоматической подстройки частоты (АПЧ) (см. рис. 4.23). 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 частотный компаратор системы АПЧ и сравнивается с частотой F опорного кварцевого генератора. При сравнении вырабатывается сигнал ошибки, подстраивающий частоту гетеродина.

Преобразованные сигналы в аналоговом векторном анализаторе подаются на блок обработки, аналогичный рассмотренному выше для скалярных измерителей. Он содержит усилители, синхронные детекторы, измеритель отношений

и осциллографический блок. Дополнительно в него включён фазометр, использующий метод преобразования фазового сдвига во временной интервал. На индикатор выводят частотные зависимости модуля и аргумента измеряемого коэффициента в декартовой или полярной системе координат.

В качестве примера рассмотрим характеристики отечественного измерителя комплексных коэффициентов передачи Р4-11. 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 $\Delta A = (0,05A_x + 0,5)$, дБ;
- погрешность измерения фазового угла коэффициента передачи $\Delta \varphi = \pm(1 + 0,02\varphi_x + 0,2A_x)$;
- измерение КСВН: 1.05...2.0 с относительной погрешностью в пределах $\delta \text{КСВН} = (5 \cdot \text{КСВН} + 3)$, %;
- погрешность измерения угла коэффициента отражения $\Delta \varphi_p = (12/\text{КСВН} + 3)$;
- точность измерения частоты $\Delta f = \pm (0,015f + 0,5)$, МГц.

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

4.6. Автоматизированные вычислительные анализаторы цепей СВЧ

В цифровых векторных анализаторах цепей СВЧ (ВАЦ), как и в случае скалярных цифровых приборов, предусматривают аналого-цифровое преобразование ПЧ-сигналов с последующей обработкой и вычислением искомым комплексных коэффициентов рассеяния. Векторные измерители обеспечивают более широкий спектр функциональных возможностей, чем скалярные. Кроме измерения модуля и фазы коэффициентов матрицы рассеяния, ВАЦ обеспечивает индикацию их частотных зависимостей в декартовой и полярной системах координат, рассчитывает и выводит частотные зависимости КСВН, модулей и аргументов коэффициентов отражения и передачи, вносимого ослабления, группового времени запаздывания и пр.

Первый вычислительный векторный анализатор цепей СВЧ-диапазона был выпущен компанией Hewlett-Packard в 1982 г. Прибор HP8510 надолго стал метрологическим эталоном для измерений в СВЧ-диапазоне. Его назвали «автоматизированным анализатором цепей СВЧ» (*англ.* Automated Network Analyzer, ANA) из-за возможности автоматической корректировки погрешностей измерительного тракта («калибровка ANA»). В настоящее время практически весь рынок анализаторов цепей СВЧ — это вычислительные векторные приборы, чаще всего в варианте с коммутацией активного порта.

Упрощённая схема цифрового векторного анализатора цепей СВЧ (в варианте измерителя R/T) представлена на рисунке 4.24. В качестве двухчастот-

ного ГКЧ в цифровых приборах применяют пару синтезаторов СВЧ-диапазона. Они обеспечивают высокую стабильность частоты и дискретную цифровую перестройку. Применяя два синтезатора, получают стабильную разность частот, не меняющуюся при перестройке генераторов. Однократное преобразование частоты в СВЧ-диапазоне используют редко. Применяют двойное и тройное преобразование частоты, обеспечивающее подавление зеркального канала приёма и узкополосную фильтрацию помех и шумов смесителей. В диапазоне КВЧ используют выносные преобразователи частоты с волноводными входами.

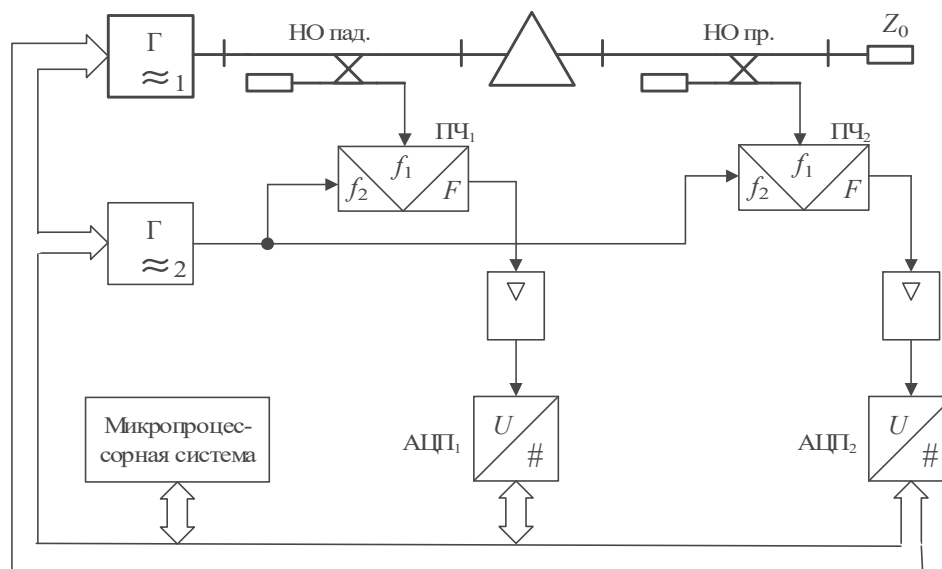


Рис. 4.24. Цифровой вычислительный анализатор цепей СВЧ с микропроцессорным управлением

Сигналы с выходов преобразователей частоты ПЧ₁ и ПЧ₂ после усиления и фильтрации подают на аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Цифровые данные с АЦП поступают в память микропроцессорной системы. Она осуществляет основные функции управления прибором — установку и перестройку частоты генераторов, запуск АЦП и сохранение преобразованных данных в оперативной памяти (ОЗУ), расчёт и индикацию полученных зависимостей на дисплее. Программным способом проводят обработку опытных данных — коррекцию систематических погрешностей (калибровку анализатора), расчёт параметров рассеяния (вычисление отношения комплексных волн), вывод на индикатор модуля и фазы, вещественной и мнимой частей исследуемого параметра в декартовой и полярной системах координат. Обычно предусматривают набор различных форматов вывода — линейный и логарифмический (в дБ) масштаб модуля измеряемого параметра, аргумент в пределах $-180 \dots 180$ и в пределах $0 \dots 360^\circ$ (положительная фаза), расширенная фаза (в пределах от $-\infty$ до $+\infty$), групповое время запаздывания (ГВЗ), КСВН, круговая диаграмма (диаграмма Смита), вещественная и мнимая части импедансов и адмиттансов. Используют режим записи результатов в память и сравнение новых данных с запомненными ранее, корректировку времени задержки в устройстве (компенсация линейного наклона ФЧХ), различные преобразования вида выводимых результатов

(например, пересчёт S -параметров в эквивалентные сопротивления и проводимости). Наконец, при наличии в сигналах шумовых составляющих используют процедуры сглаживания результатов (*англ.* *smoothing*), позволяющие улучшить вид выводимых на экран частотных зависимостей.

Вычислительные ВАЦ СВЧ-диапазона, как правило, имеют дополнительные режимы обработки данных измерений. Например, поскольку ФЧХ устройств СВЧ обычно имеют крутой наклон, связанный с временной задержкой сигнала, то представление их в декартовых координатах малоинформативно. Из-за неоднозначности отсчёта фазы только в пределах 360° полученная ФЧХ будет иметь вид пилообразной кривой (рис. 4.25а). Отличие ФЧХ одного устройства от другого заметить сложно. В этом случае используют вывод фазовых зависимостей в виде *отклонения* ФЧХ от линейной функции (рис. 4.25б).

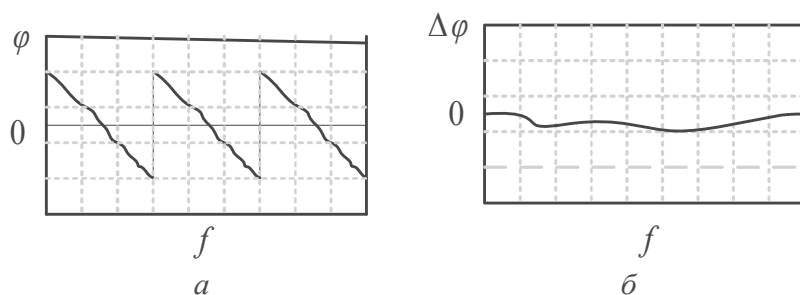


Рис. 4.25. ФЧХ устройств, имеющих временную задержку:
 а — фазочастотная характеристика в пределах $(-180 \dots 180)^\circ$;
 б — отклонение фазы от линейной зависимости.

Средний наклон ФЧХ соответствует задержке, вносимой устройством. Ее значение определяют расчётным способом и вводят вручную; затем она вычитается из ФЧХ при выводе отклонения фазы. Дополнительно используют режим ручного ввода *фазовой задержки*, которая позволяет компенсировать фазовые набег в измерительном тракте.

В ВАЦ часто применяют вывод комплексного коэффициента рассеяния в полярной системе координат, где неоднозначность отсчёта фазы отсутствует. Особенно это полезно для коэффициентов отражения — там для отображения его частотной характеристики используют круговую диаграмму (диаграмму Смита). В вычислительных анализаторах предусматривают также расчёт и вывод частотной зависимости *группового времени запаздывания* (ГВЗ). Она определяется производной ФЧХ коэффициента передачи по частоте:

$$\text{ГВЗ} = -\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{df}.$$

ГВЗ рассчитывают, производя численное дифференцирование фазочастотной зависимости коэффициента передачи $\varphi(f) = \arg(S_{21})$ (рис. 4.26а). Зависимость ГВЗ может иметь вид медленно меняющейся функции и более информативна, чем ФЧХ (рис. 4.26б).

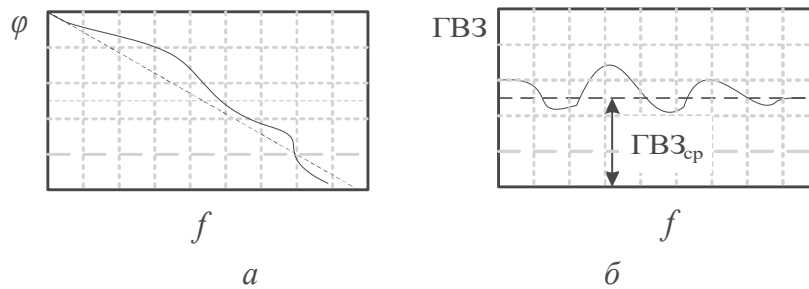


Рис. 4.26. ФЧХ и групповое время запаздывания:

a — зависимость фазового сдвига от частоты;

б — частотная характеристика группового времени запаздывания.

Цифровая обработка сигнала в ВАЦ позволяет программными средствами решить ряд задач, которые обычно выполняют аналоговые блоки. Это цифровая фильтрация измерительных сигналов, компенсация и подавление помех, усреднение данных сигнала для снижения шумов. Последняя процедура позволяет выводить на экран зависимости, усреднённые по нескольким циклам измерения частотных характеристик. Это удлиняет время измерения, но позволяет сгладить мешающие шумовые составляющие (например, усреднение 10 циклов измерений эквивалентно сужению полосы пропускания канала ПЧ в 10 раз и снижает уровень шумов примерно на 10 дБ). Такой способ снижения уровня некоррелированных шумов ограничен наличием в сигнале помех, синхронных с зондирующим сигналом.

Процедура программного *сглаживания* полученных зависимостей также позволяет уменьшить шумы на графиках результатов программным путём. Процедура сглаживания вычисляет среднее среди соседних точек данных измерения. Для этого задают размер апертуры сглаживания N (количество участвующих в сглаживании точек вблизи выводимого отсчёта y_i). Тогда выводимое сглаженное значение параметра вычисляется по формуле

$$y_i^{(сгл)} = \frac{1}{N+1} \sum_{n=-N/2}^{n=N/2} y_{n+i}.$$

В отличие от усреднения, сглаживание даёт результат сразу после одного цикла измерения. Однако процедура сглаживания несколько искажает форму полученных характеристик, что следует учесть при его использовании.

В настоящее время выпускается большое количество векторных вычислительных анализаторов цепей СВЧ как отечественными, так и зарубежными компаниями.

По назначению эти приборы делятся на:

- измерители коэффициента передачи R/T с одним активным портом;
- автоматизированные ВАЦ с двумя активными коммутируемыми портами;
- многопортовые ВАЦ с несколькими активными портами.

По типу конструкции их можно разделить на:

- лабораторные настольные ВАЦ;
- компактные «наладонные» (англ. handheld) приборы с автономным питанием;

- виртуальные приборы в составе компьютерных измерительных устройств с интерфейсами USB или LXI;
- модульные ВАЦ в составе измерительных комплексов стандартов PXIe, VXI.

На рисунке 4.27 показаны типовые конструкции векторных анализаторов СВЧ компании Keysight Technologies. Аналогичные приборы выпускают и другие приборостроительные компании.



Рис. 4.27. Различные конструктивные решения для векторных измерителей параметров цепей СВЧ

В качестве примера рассмотрим конструкцию отечественного микропроцессорного ВАЦ Р4М компании «Микран» (рис. 4.28). Этот прибор предназначен для измерения S -параметров в диапазоне частот до 20 ГГц. Имеет коаксиальный тракт 3,5/1,52 мм с двумя активными портами (с электронной коммутацией). В приборе использованы разъёмы усиленного типа NMD, что позволяет применять соединительные кабели с повышенной фазовой стабильностью. Эти кабели имеют защитную оболочку, которая ограничивает минимальный радиус сгибания кабеля, защищает кабель от сдавливания, продольных нагрузок и поперечного скручивания.

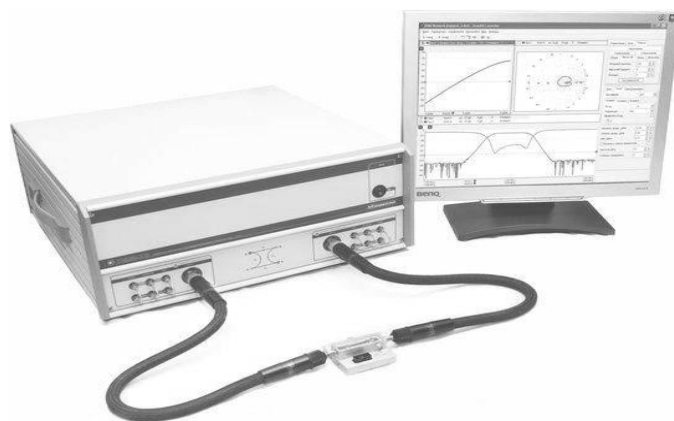


Рис. 4.28. Виртуальный векторный анализатор Р4М

В приборе предусмотрены дополнительные опции:

- измерения в импульсном режиме (длительность импульса 40 нс);
- измерение параметров смесителей СВЧ с векторной калибровкой;
- измерение уровней гармоник и интермодуляционных составляющих для активных устройств;
- измерение коэффициента шума;
- возможность сканирования по мощности зондирующего сигнала в одной частотной точке.

Технические и метрологические параметры прибора Р4М (после выполнения однопортовой или полной двухпортовой калибровки):

- частотный диапазон — от 10 МГц до 20 ГГц с установкой произвольной полосы качания частоты, максимальное количество частотных точек — 501;
- уровень собственного шума приёмников при полосе фильтра ПЧ 10 Гц — не более -100 дБм;
- полоса пропускания фильтров ПЧ может регулироваться в пределах 10 Гц...10 кГц;
- диапазон установки выходной мощности — $-20...0$ дБм, допускаемая погрешность установки — 2 дБ;
- точность установки частоты генератора — $\delta f = 2 \times 10^{-6}$;
- пределы измерения модуля коэффициента передачи — $-90...+20$ дБ с погрешностью в пределах (0.5...2.5) дБ;
- фаза коэффициента передачи измеряется в пределах $0... \pm 180^\circ$ с погрешностью (1.5...12°) в зависимости от частоты и модуля коэффициента передачи;
- модуль коэффициента отражения измеряется в диапазоне 0.03...1 с погрешностью (0.01...0.055) дБ;
- фаза коэффициента отражения измеряется с погрешностью 1.5° и более (в зависимости от частоты и модуля коэффициента отражения).

В приборе использован панорамный принцип индикации частотных зависимостей на экране компьютера в декартовой или полярной системе координат. Измеритель работает с внешним персональным компьютером, который управляет процессом измерения, проводит обработку информации и обеспечивает различные варианты отображения результатов измерений.

Источник зондирующего сигнала представляет собой синтезатор СВЧ с цифровым управлением. Измерительный тракт включает четыре направленных ответвителя, подключённых ко входам опорных и измерительных каналов. Последние представляют собой измерительные приёмники, преобразующие сигналы на промежуточную частоту. Окончательная обработка сигналов проводится после аналогово-цифрового преобразования программным способом.

В измерителе предусмотрена однопортовая, однонаправленная двухпортовая и полная двухпортовая калибровки, нормализация частотной характеристики тракта передачи или отражения и соответствующая векторная коррекция составляющих систематической погрешности измерений. Калибровка измерителя выполняется с использованием набора образцовых мер (КЗ, ХХ, СН, прямое соединение), входящего в комплект поставки.

В радиоизмерительной практике часто применяют вычислительные автоматизированные анализаторы компании Keysight Technologies. Эта компания выпускает широкий спектр анализаторов цепей СВЧ, которые условно делятся на две группы: группа ENA (*англ.* Enhanced Network Analyzers) и PNA (*англ.* Perfect Network Analyzers). Анализаторы цепей серии PNA представляют собой достаточно сложные и дорогие приборы с расширенными функциональными возможностями. Например, они допускают исследование активных и нелинейных СВЧ-устройств в импульсном режиме, измерение коэффициента шума, нелинейных и интермодуляционных искажений, режим свипирования по мощности для измерения амплитудных характеристик и точки компрессии СВЧ-усилителей. Предусмотрены специальные режимы измерения параметров преобразователей частоты с внешним и внутренним гетеродинами, анализ СВЧ-устройств во временной области.

Обширная номенклатура ВАЦ PNA требует более объёмного описания их измерительных возможностей. Здесь ограничимся описанием более простой бюджетной модели ВАЦ группы ENA — E5062A. Данный прибор — это измеритель R/T с одним активным портом (см. рис. 4.1). Прибор состоит из трех блоков: источника сигнала — СВЧ-синтезатора с цифровой перестройкой, встроенного измерительного тракта СВЧ для выделения сигналов падающей, отражённой и проходящей волн, измерительного приёмника и цифрового индикатора с микропроцессорной системой, объединённых в одном корпусе (рис. 4.29).

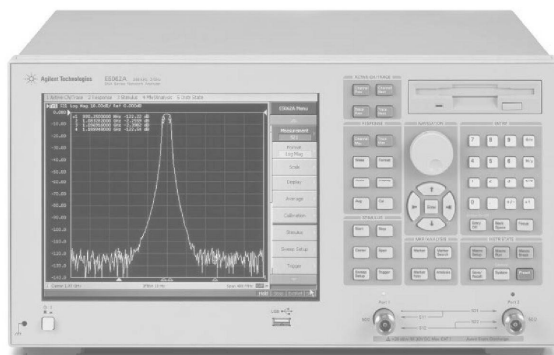


Рис. 4.29. Векторный анализатор цепей СВЧ E5062A

Основное назначение анализатора — измерение комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ-устройств. Прибор имеет два стандартных порта ввода/вывода. Port 1 — активный порт источника сигнала (генератора СВЧ), port 2 — порт нагрузки, куда подключают выход исследуемого устройства (*англ.* DUT — Device Under Test). При одном подключении устройства определяют только два коэффициента матрицы рассеяния S_{11} и S_{21} . Для получения полной матрицы рассеяния двухпортового устройства (измерение коэффициентов S_{22} и S_{12}) необходимо изменить направление прохождения сигнала путём перекоммутации входа и выхода исследуемого объекта.

Структурная схема измерительного тракта прибора (рис. 4.30) включает три направленных ответвителя для выделения сигналов падающей волны (R — reference channel), отражённой волны (T1 — test channel 1) и проходящей волны (T2 — test channel 2).

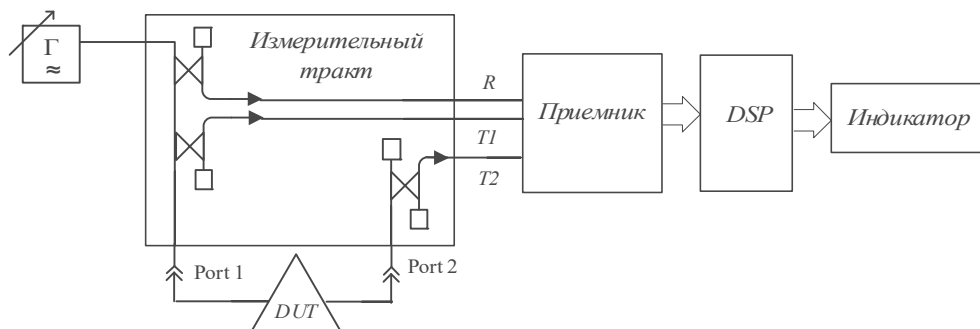


Рис. 4.30. Структурная схема анализатора E5062A

Измерительный тракт находится в общем корпусе прибора и жёстко зафиксирован в нем. Это обеспечивает стабильность его параметров и исключает нарушение калибровки. После преобразования частоты и усиления проводится аналого-цифровое преобразование сигналов ПЧ в каждом канале. Расчёт отношения комплексных амплитуд проходящей (отражённой) и падающей волн производится цифровым сигнальным процессором (DSP).

Программная часть прибора работает в среде Windows, что позволяет задействовать стандартное программное обеспечение, использовать такие устройства, как мышь и внешняя клавиатура, принтер, применять дополнительный видеомонитор, USB флеш-диски и флоппи-дискетод. Прибор имеет стандартный интерфейс GPIB. Предусмотрена возможность включения прибора в компьютерную сеть по интерфейсу LXI, для чего предусмотрены встроенный адаптер Ethernet и стандартный веб-браузер, совместимый с LXI стандартом.

Технические и метрологические параметры прибора E5062A приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2

Характеристики	Параметры	Значения
Выход активного порта (источник)	Диапазон частот	300–3 ГГц
	Разрешающая способность по частоте	1 Гц
	Нестабильность генератора	$\pm 5 \times 10^{-6}$
	Выходная мощность	-5...10 дБм
	Погрешность установки уровня мощности	± 1.0 дБ (на уровне 0 дБм)
	Разрешающая способность по уровню	0,05 дБ
	Уровень 2-й и 3-й гармоник	< -25 дБн (на 5 дБм)
Вход измерительного порта (приемник)	Максимальная измеряемая мощность	10 дБм
	Развязка каналов R и T1, T2	-100 дБ
	Уровень шума при полосе ПЧ 3 кГц	0.005 дБ
Общие характеристики прибора	Диапазон регулировки полосы ПЧ	10...30 кГц
	Динамический диапазон прибора в целом	90 дБ при полосе ПЧ 3 кГц, 115 дБ при полосе ПЧ 10 Гц
	Входной и выходной импеданс	50 Ом, N разъёмы
	Примерное время измерения	98 мс для 51 точки, 322 мс для 1601 точки
	Количество точек измерения	От 2 до 1601
	Время пересылки данных по интерфейсам (1601 точка)	GPIB — 1522 мс, LAN — 127 мс

Повышение точности измерений в приборе достигается различными типами калибровки. Это простая «частотная» калибровка «на отражение» и «на проход» (*англ.* Response Calibration), полная однопортовая калибровка активного порта (*англ.* 1-Port Calibration), расширенная калибровка SOLT (*англ.* Enhanced Response), калибровка перекрёстных связей (*англ.* Isolation). В процессе калибровки учитываются и корректируются рассмотренные ранее погрешности измерительного тракта:

- неидеальная направленность ответвителей (Directivity);
- рассогласование источника (Source Match);
- рассогласование нагрузки (Load Match);
- погрешность из-за неравномерности ЧХ канала отражения (Reflection Tracking error);
- погрешность, зависящая от неравномерности ЧХ канала передачи (Transmission Tracking error);
- погрешность, связанная с перекрёстным (crosstalk) проникновением сигналов (неидеальная развязка каналов — Isolation).

Для автоматизации процедуры калибровки прибора рекомендован универсальный блок электронной калибровки ECal компании Keysight Technologies (рис. 4.31).



Рис. 4.31. Блок электронной калибровки ВАЦ

В нем собраны все необходимые эталонные калибровочные элементы, переключаемые электронными коммутаторами. Процедура калибровки при этом полностью автоматизирована, управление идёт через порт USB на передней панели прибора. Модуль электронной калибровки позволяет выполнять калибровку в 10 раз быстрее по сравнению с механической калибровкой.

Программное обеспечение прибора позволяет реализовать до 4 независимых режимов работы (4 измерительных канала) со своим диапазоном качания частоты и уровнем сигнала генератора. Для примера на рисунке 4.33 приведён вывод результатов измерения параметров объёмного резонатора в 4 отдельные окна (рис. 4.32).

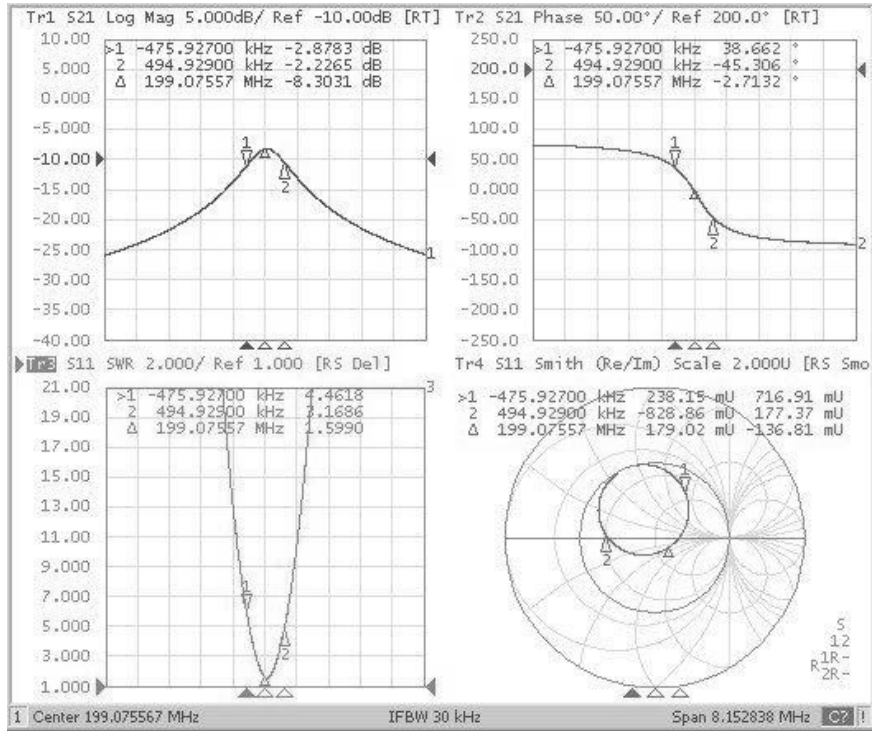


Рис. 4.32. Вывод результатов измерения параметров СВЧ-резонатора в разных форматах

Каждый график можно сохранить в памяти прибора и использовать для сравнения на экране с текущими результатами измерения или для выполнения математических действий над запомненными и измеренными данными.

Прибор обеспечивает сохранение результатов измерений в виде графических файлов (тип *.BMP) и в виде массива численных данных в формате текстового файла (тип *.CSV). После небольшой модификации в стандартный формат файлов Touchstone их можно использовать в программах компьютерного моделирования СВЧ-устройств.

Формат Touchstone file (или файл типа *.SnP) — это один из наиболее популярных форматов файлов, используемых для обмена информацией между измерительной аппаратурой и системами компьютерного моделирования. В настоящее время этот формат является де-факто стандартом для выходных файлов результатов измерений в анализаторах СВЧ-цепей. Он предусматривает вывод данных в ASCII текстовый файл, содержащий результаты измерения или расчёта частотных характеристик СВЧ-многополюсников. Количество портов устройства n указано в расширении имени файла — *.SnP. Например, файл данных частотных характеристик двухпортового узла имеет расширение *.s2p.

Основные правила синтаксиса файлов Touchstone версии 1.1.

1. Это текстовый файл, содержащий строки в кодировке US-ASCII.
2. Строки комментариев отмечены знаком (!). Комментарии могут содержать информацию о модели измерительного прибора, объекте измерения, дате и условиях проведения измерения.

3. Данные предваряются строкой опций следующего формата:

#[HZ/KHZ/MHZ/GHZ] [S/Y/Z/G/H] [MA/DB/RI] [R n].

Строка опций начинается со знака # и указания единицы измерения частоты (Hz, MHz, GHz). Второе слово (через пробел) — обозначение параметра (S — матрица рассеяния, Z — матрица сопротивлений и пр.), третье и четвёртое — формат вывода (MA — модуль и аргумент в градусах, DB — модуль в децибелах и аргумент в градусах, RI — вещественная и мнимая части параметра). Последние два слова (R и через пробел число) указывают волновое сопротивление портов в омах (например, #GHz S DB R 50).

Данные располагаются в виде набора строк, содержащих значения параметров в отдельных частотных точках. Строки располагаются в порядке нарастания частоты. Строки данных имеют формат, зависящий от количества портов:

- 1-port: <частота> <S11>;
- 2-port: <частота> <S11> <S21> <S12> <S22>.

Здесь S_{ij} — данные измерения (пара значений комплексного параметра). Отметим, что параметр S_{21} расположен *левее* параметра S_{12} . Разделитель в строке — символ пробела или табуляции.

Пример вывода данных измерения S-параметров четырёхполюсника в файл test.s2p:

```
!2-port S-parameter file, three frequency points
# GHz S RI R 50.0
!freq ReS11 ImS11 ReS21 ImS21 ReS12 ImS12 ReS22 ImS22
1.0000 0.3926 -0.1211 -0.0003 -0.0021 -0.0003 -0.0021 0.3926 -0.1211
2.0000 0.3517 -0.3054 -0.0096 -0.0298 -0.0096 -0.0298 0.3517 -0.3054
3.0000 0.3419 0.3336 -0.0134 0.0379 -0.0134 0.0379 0.3419 0.3336
```

Здесь записаны S-параметры в формате вывода вещественной и мнимой частей, измеренные на трех частотах (размерность ГГц). Величина волнового сопротивления тракта равна 50 Ом. На рисунке 4.33 показан пример совместного использования результатов расчёта АЧХ полосового фильтра программой Microwave Office (режим электромагнитного моделирования) и данных измерения этого фильтра в формате S2P, полученных в анализаторе E5062A.

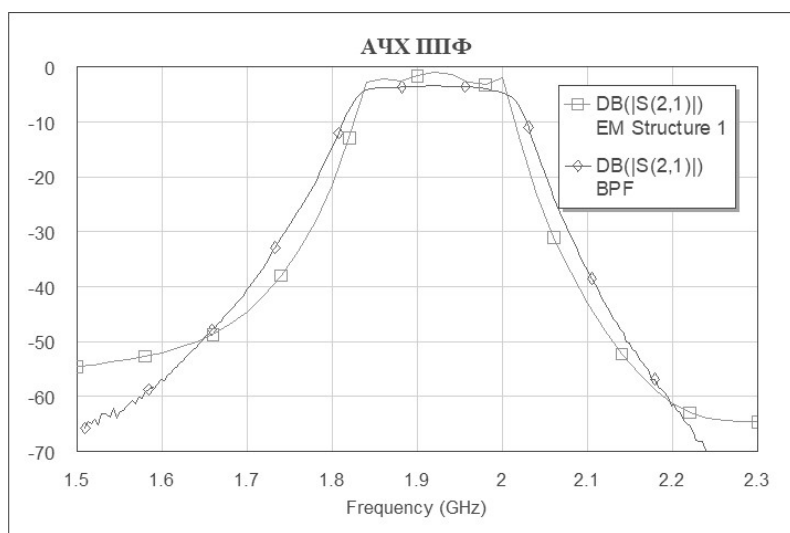


Рис. 4.33. Расчётная АЧХ полосно-пропускающего фильтра (EMStructure) и измеренная анализатором цепей (BPF)

4.7. Тенденции развития векторных анализаторов цепей СВЧ

Векторные вычислительные анализаторы цепей СВЧ — один из наиболее совершенных видов измерительной техники сантиметровых и миллиметровых длин волн. Их эффективность определяется высокой производительностью и точностью результатов измерений, удобством представления получаемой информации в разных форматах, возможностью работы в вычислительных комплексах совместно с системами компьютерного проектирования СВЧ-устройств. Современное развитие ВАЦ характеризуется следующими основными направлениями:

- продвижение вверх по частотному диапазону (вплоть до 1 ТГц);
- повышение точности измерения и совершенствование средств их метрологического обеспечения;
- расширение функциональных возможностей ВАЦ для исследования активных (в том числе мощных) и нелинейных СВЧ-устройств;
- создание автоматизированных расчётно-измерительных комплексов для проектирования СВЧ-устройств различных частотных диапазонов;
- расширение области использования частотно-временных методов исследования распределённых элементов и устройств СВЧ;
- разработка методик измерения и массового тестирования СВЧ интегральных микросхем на полупроводниковых пластинах;
- создание антенных измерительных комплексов с использованием многопортовых ВАЦ для тестирования фазированных антенных решёток;
- совершенствование бесконтактных неразрушающих методик исследования диэлектрических и полупроводниковых материалов в СВЧ- и КВЧ-диапазонах с использованием ВАЦ.

Контрольные вопросы

1. Опишите метод разделения волн и его использование для измерения параметров рассеяния СВЧ-устройств. Как метод разделения волн применяют в автоматизированных анализаторах цепей (ВАЦ)?

2. Какие виды анализаторов цепей СВЧ используют для измерения параметров рассеяния СВЧ-устройств?

3. Приведите структурную схему измерителя коэффициента отражения/передачи, укажите его достоинства и недостатки.

4. Как выглядит структурная схема автоматизированного векторного анализатора цепей (ВАЦ) с коммутацией активного порта? Какие режимы коммутации в нем используют?

5. Каковы причины появления систематических и случайных погрешностей в анализаторах цепей СВЧ?

6. Приведите классификацию погрешностей анализаторов цепей СВЧ. Какие погрешности можно уменьшить при калибровке измерительного тракта?

7. Как проводят однопортовую калибровку измерительного тракта в автоматизированных анализаторах цепей СВЧ? Какие погрешности при этом исключают? Какие эталонные нагрузки применяют?

8. Что такое SOLT-калибровка анализатора цепей СВЧ? Какие эталонные нагрузки при этом используют?
9. Как проводится полная двухпортовая калибровка ВАЦ? Какие систематические погрешности измерительного тракта для коэффициента передачи устраняют при его калибровке?
10. Какие эталонные элементы используются при двухпортовой калибровке измерительного тракта ВАЦ?
11. В каких случаях необходимо проводить калибровку ВАЦ для исключения паразитного проникновения сигнала между направленными ответвителями и как ее выполняют?
12. Для чего в ряде случаев вместо согласованной нагрузки при калибровке используют подвижную рассогласованную нагрузку (слайдер)?
13. Приведите структурную схему скалярного аналогового измерителя КСВ и ослабления. Какие возможности измерений реализуют в таких приборах?
14. Как строят аналоговые генераторы качающейся частоты СВЧ для измерителей КСВ и ослабления?
15. Каково назначение НЧ блока индикатора измерителя КСВ и ослабления?
16. Приведите структурную схему панорамного аналогового измерителя параметров рассеяния (комплексных коэффициентов передачи). Чем она отличается от скалярного измерителя КСВН и ослабления?
17. Для чего в измерителях комплексных коэффициентов передачи используют два генератора, синхронизируемых системой ФАПЧ?
18. Как строят микропроцессорные ВАЦ с цифровым управлением? Приведите структурную схему такого прибора.
19. Чем отличаются скалярные и векторные анализаторы цепей СВЧ? Почему при измерении модулей коэффициентов матрицы рассеяния точность у векторных анализаторов (при прочих равных условиях) выше?
20. Для чего в вычислительных ВАЦ используют несколько форматов вывода фазочастотных характеристик?
21. Что такое групповое время запаздывания (ГВЗ)? Для каких целей в ВАЦ используют вывод результатов в этом формате?

5. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-УСТРОЙСТВ НА ФИКСИРОВАННЫХ ЧАСТОТАХ

Кроме панорамных измерений параметров рассеяния методом разделения волн в технике СВЧ используются и более простые одночастотные методы, обладающие в ряде случаев достаточной для лабораторной практики точностью. Приборы, основанные на этих методах, используют стандартные СВЧ-элементы и узлы и применяют с самого начала развития техники СВЧ. Объединяет их главная особенность — измерение параметров СВЧ-устройств производят в отдельных частотных точках или в относительно небольшом частотном диапазоне. К ним относят приборы, использующие принцип суперпозиции волн (измерительные линии, поляризационные измерители полных сопротивлений), а также приборы, использующие методы замещения и мостовые принципы измерения полных сопротивлений и ослабления на СВЧ. Такие приборы применяют в случаях, когда нецелесообразно применять дорогостоящие анализаторы цепей СВЧ, а также при поверке и калибровке СВЧ-устройств.

5.1. Измерительная линия

Измерительная линия (ИЛ) — это многофункциональный прибор, позволяющий исследовать зависимость амплитуды поля вдоль линии передачи. Распределение амплитуды по длине линии определяется суперпозицией падающей и отражённой волн и зависит от коэффициента отражения нагрузки линии. Поэтому его исследование позволяет определить параметры СВЧ-нагрузки. Фактически измерительная линия представляет собой чувствительный селективный вольтметр, измеряющий уровень поля в различных точках вдоль линии передачи.

Структурная схема измерительного тракта с ИЛ представлена на рисунке 5.1.

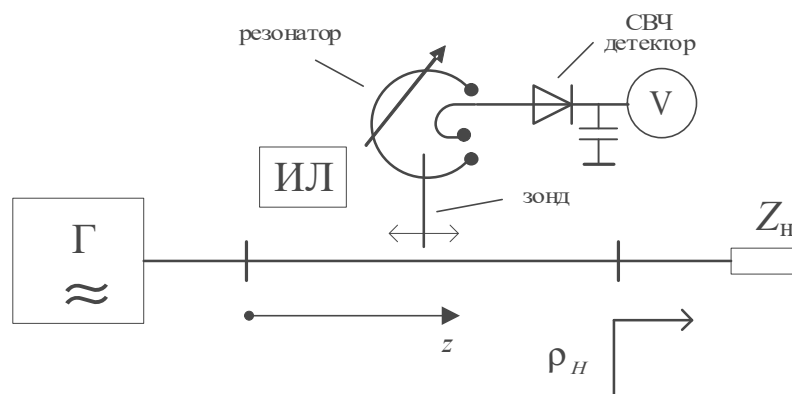


Рис. 5.1. Схема тракта СВЧ с измерительной линией

Основной элемент измерительной линии — это *зонд*, погружаемый в отрезок линии передачи. Под зондом в СВЧ-технике понимается элемент связи, который оказывает пренебрежимо малое воздействие на распределение электромагнитного поля. В ИЛ зонд — это обычно тонкий проводник, слабо свя-

занный с полем линии и выполняющий роль своеобразной приёмной антенны. ЭДС, наводимая на зонд, пропорциональна электрическому полю в месте его расположения. Величина этой ЭДС очень мала и, как правило, недостаточна для полноценного детектирования сигнала. Поэтому зонд соединяют с объёмным резонатором, который настраивают на частоту входного сигнала. Резонатор в данном случае выполняет роль трансформатора напряжения. Амплитуда поля в нем на частоте резонанса много больше ЭДС зонда. С резонатором связана детекторная секция (СВЧ-диод и блокирующий конденсатор). Детектор работает с малыми сигналами в области квадратичной ВАХ, поэтому индикатор на выходе детектора показывает величину тока (или напряжения на низкоомной нагрузке), пропорциональную квадрату уровня сигнала в линии. Таким образом, устройство измерительной линии практически полностью повторяет схему детекторного радиоприёмника, изобретённого ещё на заре радиотехники.

Зонд, резонатор и детектор размещают на передвижной *каретке* (индикаторной головке), которую можно перемещать вдоль линии передачи строго по ее оси. Координату расположения зонда фиксируют по линейке, закреплённой на корпусе ИЛ. Для точных измерений перемещения зонда используют дополнительный микрометр.

Конструкция линии позволяет выполнить *измерение распределения поля* вдоль линии передачи. Однако само по себе получение формы распределения поля вдоль линии передачи требуется относительно редко — например, его выполняют для определения затухания в линиях передачи, для измерения параметров диэлектриков. Все остальные виды измерений с помощью ИЛ являются косвенными.

Запишем комплексную амплитуду суммарного поля падающей (a) и отражённой (b) волн в однородной линии передачи в точке с координатой z :

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

Здесь k — постоянная распространения волны в линии передачи (коэффициент фазы). Обозначим комплексный коэффициент отражения нагрузки как $\rho_{\text{н}} = |\rho_{\text{н}}|e^{i\varphi_{\text{р}}}$ и запишем квадрат модуля суммарного поля в виде

$$|U(z)|^2 = |a|^2 |e^{-ikz} + \rho_{\text{н}}e^{ikz}|^2 = |a|^2 (1 + |\rho_{\text{н}}|^2 + 2|\rho_{\text{н}}|\cos(2kz + \varphi_{\text{р}})).$$

Как видим, сигнал, наводимый на зонд, зависит от модуля и фазы коэффициента отражения:

$$\frac{|U(z)|}{|a|} = \sqrt{(1 + |\rho_{\text{н}}|^2 + 2|\rho_{\text{н}}|\cos(2kz + \varphi_{\text{р}}))}. \quad (5.1)$$

Векторная диаграмма сложения сигналов падающей и отражённой волн и зависимости нормированной амплитуды поля от продольной координаты согласно (5.1) для различных коэффициентов отражения представлены на рисунке 5.2.

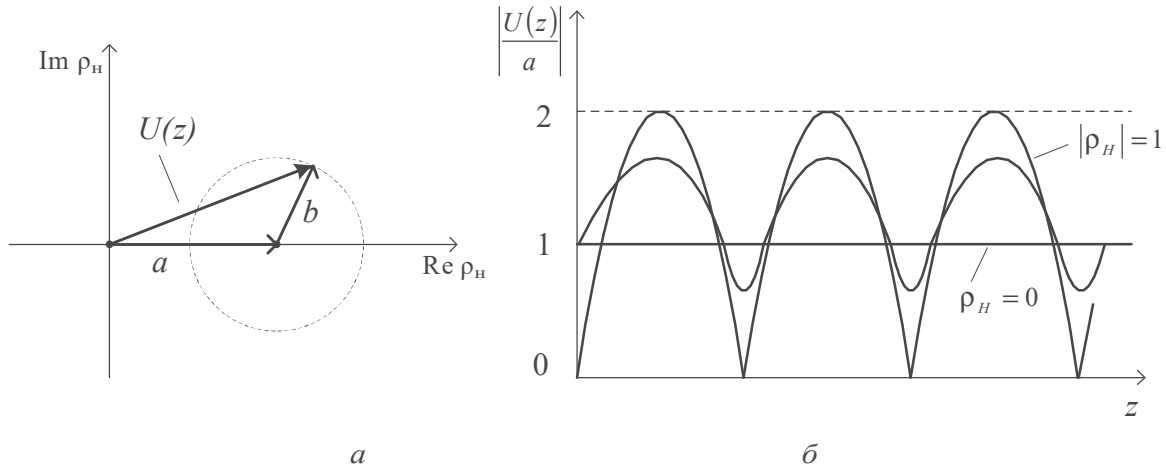


Рис. 5.2. Распределение амплитуды поля вдоль линии передачи:
a — векторная диаграмма сложения волн; *б* — распределение амплитуды

Распределение поля при полном отражении от нагрузки ($|\rho_H| = 1$) имеет вид модуля синусоидальной функции:

$$\frac{|U(z)|}{|a|} = 2 \cdot \left| \sin\left(kz + \frac{\varphi_p}{2}\right) \right|.$$

В минимумах («узлах») стоячей волны наблюдается полное вычитание падающей и отражённой волн, в максимумах («пучностях») — их сложение. Поскольку распределение поля периодически, то минимумы и максимумы повторяются через половину длины волны в линии Λ :

$$\sin\left(k\left(z + \frac{\Lambda}{2}\right) + \frac{\varphi_p}{2}\right) = \sin\left(kz + \frac{\varphi_p}{2}\right).$$

Это свойство позволяет использовать ИЛ для измерения *длины волны* в линии передачи. Методика измерения следующая: на выходной порт ИЛ устанавливают короткозамыкающую нагрузку и измеряют координаты двух соседних минимумов распределения поля. Измерение положения минимумов более точно, чем максимумов, поскольку распределение поля в минимуме более острое. Удвоенный интервал между минимумами даёт величину длины волны в линии передачи. Напомним, что в волноводе длина волны зависит от частоты сигнала и больше длины волны в свободном пространстве.

Поскольку поле в узле распределения мало (на уровне шумов детектора и индикатора), для уточнения координаты минимума 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:

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

При установке на конце ИЛ исследуемой нагрузки распределение поля меняется (см. рис. 5.2*б*). По его виду можно косвенным образом измерить ее параметры — КСВН и фазу коэффициента отражения. Рассмотрим, как приме-

няют ИЛ для измерения коэффициента стоячей волны (КСВН). Для этого используют три наиболее распространённых способа:

- непосредственного отсчёта;
- удвоенного минимума;
- калиброванного аттенюатора.

Метод непосредственного отсчёта основан на измерении КСВН как отношения максимального и минимального уровня распределения поля:

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

Заметим, что исторически само понятие коэффициента стоячей волны было введено как раз для удобства работы с измерительной линией. Методика измерений довольно проста — зонд переводят сначала в максимум, а затем — в минимум распределения и фиксируют показания индикатора I_{max} и I_{min} . Тогда, полагая характеристику детектора квадратичной, получаем

$$\text{КСВН} = \sqrt{\frac{I_{\text{max}}}{I_{\text{min}}}}. \quad (5.2)$$

Погрешность метода непосредственного отсчёта связана с точностью измерения сильно отличающихся уровней сигнала. Расчёт по формуле (5.2) при $I_{\text{max}} \gg I_{\text{min}}$ (при больших КСВН) вызывает погрешность измерения, связанную с возможным выходом за пределы квадратичного участка характеристики детектора. Для точных измерений при расчёте КСВН можно учесть неквадратичность реальной вольт-амперной характеристики детектора — зависимости $I_{\text{д}} = f(U(z))$. Ее предварительно определяют экспериментально, проводя калибровку детектора ИЛ при разных уровнях сигнала генератора. Другая проблема при измерении больших КСВН — малый уровень сигнала в минимумах распределения, который маскируется шумами детектора и внешними помехами. Поэтому данный метод применяют обычно при КСВН не более 4...5.

Метод удвоенного минимума, или метод исследования поля вблизи узла стоячей волны, используют для измерения больших КСВН. Он заключается в исследовании распределения поля 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, измеряя относительную ширину узла стоячей волны. Для этого:

- находят минимум стоячей волны;
- фиксируют его координату Z_{min} и показания индикатора I_{min} ;
- передвигая зонд ИЛ в обе стороны от минимума, находят координаты точек Z_1 и Z_2 , в которых показания индикатора в M раз больше, чем I_{min} ;
- рассчитывают ширину узла стоячей волны $\Delta Z = |Z_2 - Z_1|$. Ширина узла стоячей волны ΔZ при больших КСВН невелика (доли миллиметров), поэтому для ее измерения необходимо использовать микрометрический измеритель перемещения каретки ИЛ;

- измеряют координату другого ближайшего минимума распределения и определяют Λ — длину волны в линии.

Рассчитывают КСВН по формуле

$$\text{КСВН} = \sqrt{1 + \frac{M-1}{\sin^2\left(\frac{\pi \cdot \Delta Z}{\Lambda}\right)}}. \quad (5.3)$$

Для больших КСВН $\Delta Z \ll \Lambda$ и формулу (5.3) можно упростить:

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

Обычно используют измерение при удвоенном показании индикатора ($M = 2$), поэтому данный вариант часто называют методом удвоенного минимума:

$$\text{КСВН} \approx \frac{\Lambda}{\pi \cdot \Delta Z}.$$

Достоинства метода — возможность измерения больших значений КСВН, не критичность к характеристике детектора (поскольку измерение производят при близких значениях сигнала). Однако метод трудоёмок, занимает много времени, требует высокой точности фиксации координаты каретки ИЛ и повышенной чувствительности детектора.

Метод калиброванного аттенюатора является вариантом способа замещения (компенсационный метод) для измерения отношения двух уровней сигнала. Его применяют при наличии измерительного аттенюатора, откалиброванного с высокой точностью (желательно до десятых долей дБ). Практически этим требованиям удовлетворяют только волноводные поляризационные аттенюаторы, рассмотренные ранее (см. рис. 3.13). Для других типов аттенюаторов (поглощающего типа, предельных и пр.) требуется предварительная калибровка на каждой рабочей частоте, что делает их использование затруднительным.

Структурная схема измерительного тракта метода калиброванного аттенюатора представлена на рисунке 5.3.

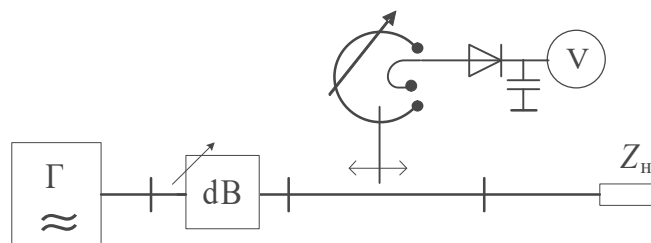


Рис. 5.3. Схема использования калиброванного аттенюатора для измерения КСВН

Метод измерений включает следующие этапы:

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

- передвигая зонд ИЛ в максимум стоячей волны, одновременно увеличивают ослабление аттенюатора;
- установив зонд в максимум распределения, вводят такое ослабление A_{\max} , при котором показания индикатора равны предыдущему значению I_{\min} ;
- искомое значение коэффициента стоячей волны в дБ равно $KСВН = (A_{\max} - A_{\min})$, дБ;
- пересчитывают КСВН в относительные единицы $KСВН = 10^{\frac{A_{\max} - A_{\min}}{20}}$.

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

Измерив КСВН, рассчитывают модуль коэффициента отражения:

$$|\rho_H| = \frac{KСВН - 1}{1 + KСВН}. \quad (5.4)$$

Для измерения комплексного коэффициента отражения требуется, кроме модуля, определение и его аргумента — *фазового угла* φ_p . Фазовый угол необходимо определять на входе исследуемой нагрузки (на конце линии). Зонд в эту точку установить нельзя. Поэтому, учитывая периодичность распределения поля в линии, измерение фазы коэффициента отражения проводят в «условном конце» ИЛ. *Условным концом* $Z_{\min 0}$ называют координату, отстоящую от точки расположения нагрузки (от конца ИЛ) на целое число полуволн. Таких точек может быть несколько; для измерений выбирают наиболее удобную.

Условные концы определяют экспериментально при установке на конце ИЛ короткозамыкателя. В точках условных концов косинус в выражении (5.1) равен (-1) , поэтому в них выполняется условие минимума распределения:

$$2kZ_{\min 0} + \pi = (2n - 1)\pi, \quad n = 1, 2, 3 \dots$$

Таким образом, координаты минимумов при КЗ нагрузке попадают в точки условных концов. Одновременно с поиском условных концов определяют постоянную распространения волны $k = \frac{2\pi}{\Lambda}$, измеряя длину волны по методике, описанной ранее.

Информация о фазе коэффициента отражения исследуемой нагрузки заложена в формуле для распределения поля (5.1). При изменении φ_p распределение сдвигается по оси Z . Поэтому величина сдвига относительно условного конца позволяет рассчитать фазовый угол коэффициента отражения.

Для определения фазового угла 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. формулу (5.2)). Далее рассчитывают сдвиг минимума $Z_{\min} - Z_{\min 0}$ (с учётом знака) относительно заранее выбранного условного конца $Z_{\min 0}$. Условие минимума распределения при подключённой нагрузке будет включать искомый фазовый угол коэффициента отражения:

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

откуда получают расчётную формулу для фазы коэффициента отражения:

$$\varphi_p = \pi - 2k(Z_{\min} - Z_{\min 0}) = \pi - \frac{4\pi}{\Lambda}(Z_{\min} - Z_{\min 0}). \quad (5.5)$$

Направление смещения минимума от условного конца показывает характер реактивности измеряемой нагрузки. При *индуктивной* нагрузке смещение идёт в сторону нагрузки, $\frac{\Lambda}{4} > (Z_{\min} - Z_{\min 0}) > 0$ и фазовый угол коэффициента отражения лежит в пределах $[0, 180^\circ]$. Для *ёмкостной* нагрузки сдвиг будет в сторону генератора, соответственно $-\frac{\Lambda}{4} < (Z_{\min} - Z_{\min 0}) < 0$ и φ_p находится в пределах $[-180^\circ, 0]$.

Опытные данные, получаемые при работе с измерительной линией, — это КСВН и относительный сдвиг минимума $(Z_{\min} - Z_{\min 0})/\Lambda$. Для получения по этим данным значения комплексного коэффициента отражения (кроме расчётов по формулам (5.4), (5.5)) широко используют круговую диаграмму полных сопротивлений (диаграмму Смита — Вольперта). Она представляет собой плоскость комплексного коэффициента отражения в полярной системе координат (рис. 5.4).

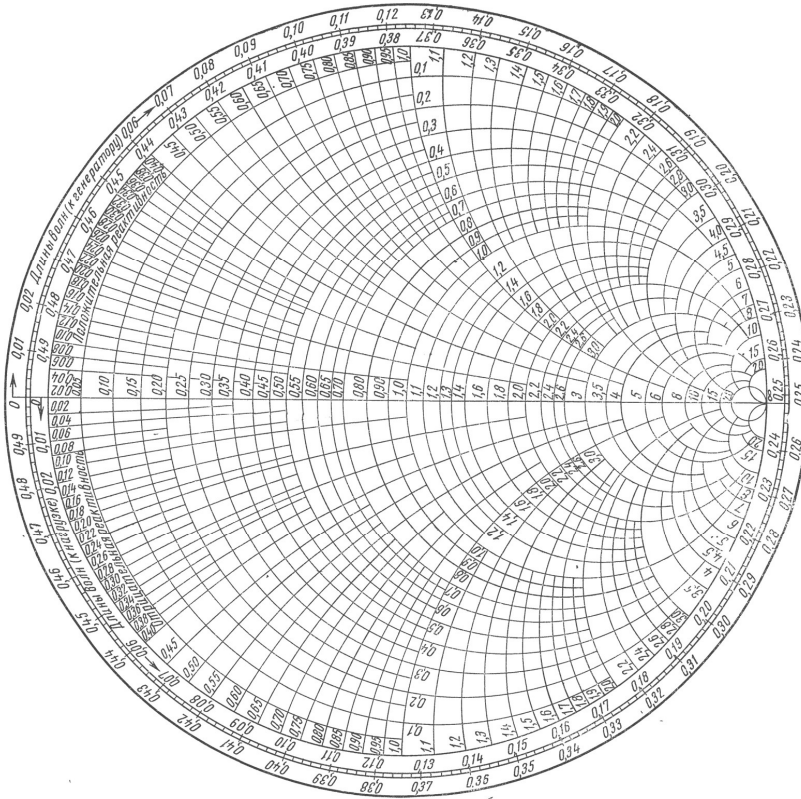


Рис. 5.4. Диаграмма Смита — Вольперта (круговая диаграмма полных сопротивлений)

На окружности диаграммы нанесена шкала сдвига минимума распределения в долях длины волны, соответствующего фазовому углу коэффициента отражения. Полному обороту вектора коэффициента отражения соответствует смещение по координате на половину длины волны; половина оборота равна

0.25λ. Линиями равного КСВН являются окружности на круговой диаграмме, соответствующие постоянному модулю коэффициента отражения. На круговой диаграмме наносят семейство окружностей, равное КСВН (или КБВ). Из формулы (5.5) видно, что фаза φ_p указывает на точку, отстоящую от точки КЗ ($\varphi_p = 180^\circ$) на угол, равный относительному смещению минимума. Откладывая смещение минимума по шкале расстояний (с учётом знака), на пересечении радиуса и окружности измеренного КСВН получают точку искомого коэффициента отражения нагрузки ρ_H (рис. 5.5).

Круговая диаграмма дополнительно позволяет получить значение *полного сопротивления нагрузки*:

$$Z_H = \frac{1}{Y_H} = \frac{1 + \rho_H}{1 - \rho_H}.$$

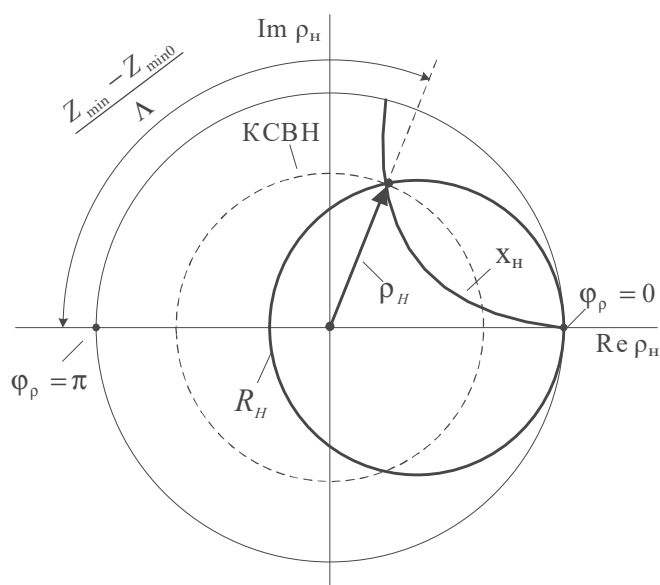


Рис. 5.5. Определение коэффициента отражения и полного сопротивления нагрузки на круговой диаграмме

Для этого на круговой диаграмме наносят семейство окружностей равных активных (R_H) и реактивных (X_H) сопротивлений. Они отражают зависимость полного сопротивления от комплексного коэффициента отражения. Для вещественной (активной) части полного сопротивления они представляют собой окружности разного радиуса, соприкасающиеся в точке и $|\rho_H| = 1$; $\varphi_p = 0$ с центрами на вещественной оси диаграммы. Для мнимой (реактивной) части сопротивления центры окружностей лежат вне единичной окружности на вертикальной прямой линии равного вещественного сопротивления $R_H = 1$. Внутри круговой диаграммы линии равных реактивных сопротивлений представляют собой их части (дуги), идущие из точки $\rho_H = 1$ до края диаграммы (см. рис. 5.5). Таким образом, поиск коэффициента отражения по данным КСВН и сдвига минимума даёт информацию и о комплексном сопротивлении нагрузки.

Круговая диаграмма позволяет также получить наглядную и простую интерпретацию результатов измерений коэффициента отражения в диапазоне ча-

стот. Полученные результаты представляют собой годограф вектора коэффициента отражения (рис. 5.6).

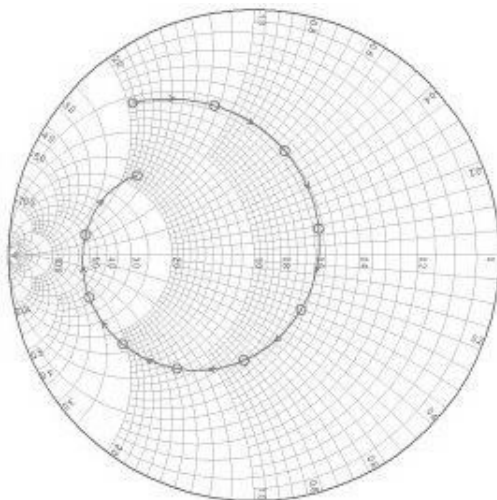


Рис. 5.6. Годограф частотной зависимости коэффициента отражения

Рассмотрим конструкцию коаксиальной измерительной линии. Она включает измерительную *секцию* — отрезок воздушной симметричной линии с круглым центральным и двухплоскостным внешним проводником (рис. 5.7а).

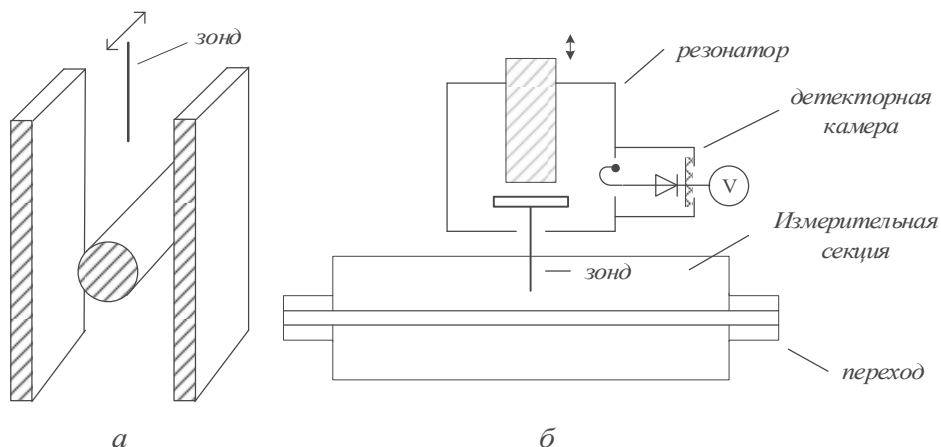


Рис. 5.7. Коаксиальная измерительная линия: а — измерительная секция; б — конструкция ИЛ

Волновое сопротивление ее выбирают равным стандартному значению (50 или 75 Ом). Продольные габариты измерительной секции задаются минимальной рабочей частотой ИЛ и должны составлять на ней не менее 1,5...2 длины волны. Для включения ИЛ в коаксиальный измерительный тракт используют стандартные разъемы с широкополосными переходами. Измерительную секцию линии выполняют в виде жёсткой несущей конструкции, по которой передвигается каретка с размещённым на ней зондом и резонатором (рис. 5.8).

Зонд коаксиальной ИЛ представляет собой тонкий проводник, погружаемый в измерительную секцию. ЭДС, наводимая на зонд, создаёт ток, возбуждающий резонатор через ёмкостной элемент связи. Глубину погружения зонда можно регулировать, что позволяет менять его связь с полем линии. На низких частотах (1...3 ГГц) используют четвертьволновый коаксиальный резонатор

с ёмкостной нагрузкой (рис. 5.7б). Настройку резонатора на частоту сигнала проводят, перемещая центральный проводник по вертикали. Такая конструкция обеспечивает перестройку по частоте до 3...4 раз и минимальные габариты индикаторной головки. На более высоких частотах применяют бикоаксиальные резонаторы, используемые также и в волноводных измерительных линиях (рис. 5.8).



Рис. 5.8. Внешний вид коаксиальной измерительной линии Р1-3 для диапазона частот 2.5...10.35 ГГц

При настройке резонатора на рабочую частоту амплитуда поля основного колебания максимальна. С помощью петли связи сигнал подают на диод, который находится в детекторной камере снаружи резонатора. Здесь же располагают блокирующий конструктивный конденсатор и разъем для вывода НЧ-сигнала.

Измерительная секция волноводной измерительной линии представляет собой отрезок прямоугольного волновода с продольной щелью (рис. 5.9а).

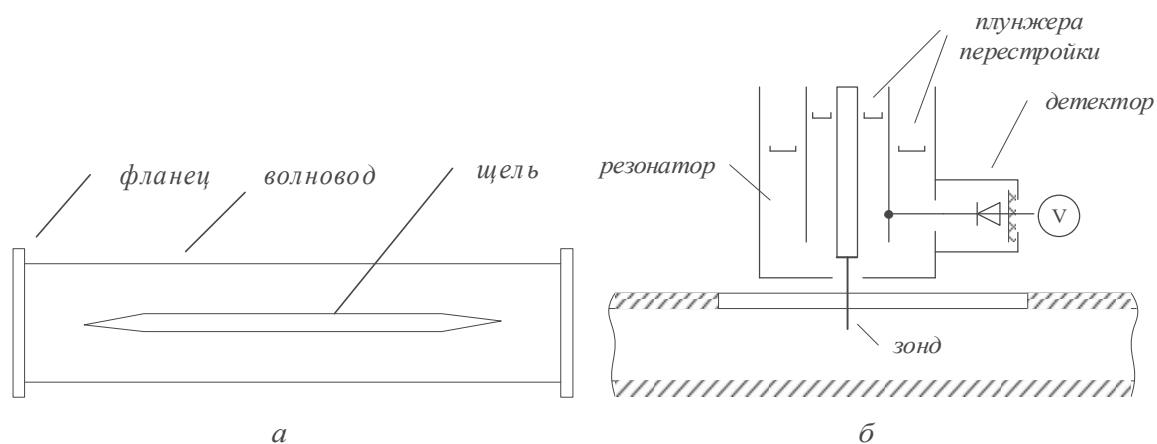


Рис. 5.9. Волноводная измерительная линия: а — щелевая волноводная секция; б — измерительная головка.

Щель прорезают точно в центре широкой стенки, поэтому влияние ее на поле волновода мало. Для минимизаций отражений от щели ее концы делаются со скосами. Секцию включают 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. Так, отечественная измерительная линия Р1-4 имеет 4 сменные измерительные секции размерами от 28.5×12.6 до 17×8 мм, перекрывающие диапазон частот от 7.15 до 16.67 ГГц (рис. 5.10).

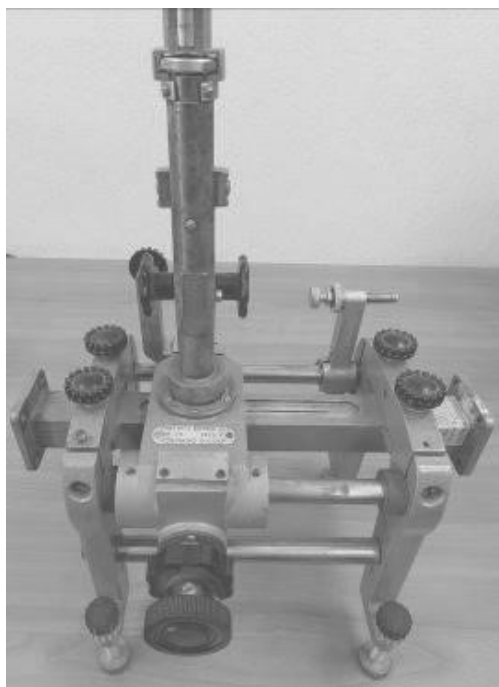


Рис. 5.10. Внешний вид волноводной измерительной линии Р1-4

На каретке ИЛ размещают 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 (см. рис. 5.9б). Зонд возбуждает внутреннюю секцию резонатора, а внешняя секция связана с детектором. Регулировкой плунжерами длин обеих секций обеспечивают настройку резонатора на рабочую частоту и оптимальную степень связи с зондом и детектором. Глубина погружения зонда в волноводных линиях имеет большое значение и регулируется в пределах нескольких миллиметров.

При работе 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 электронные вольтметры постоянного тока.

Рассмотрим причины погрешностей, связанных 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 формы продольного распределения поля;
- отражения от зонда. Зонд, вводимый в линию передачи, создаёт переотражения волн. Это эквивалентно включению в линию шунтирующей комплексной проводимости. Активная часть проводимости зонда обусловлена отбором части мощности в резонатор. Она определяется глубиной погружения зонда. Реактивная часть проводимости вызвана искажениями поля вблизи зонда и должна быть скомпенсирована настройкой в резонанс всей системы «резонатор — зонд». Использовать ненастроенную ИЛ нежелательно — резонансная настройка позволяет снизить отражения волн от зонда;
- неравномерность связи зонда с линией при перемещении индикаторной головки. Она связана с дефектами механизма перемещения, вызывающими отклонение зонда по вертикали и по горизонтали;
- погрешность отсчёта координаты зонда. Например, для метода удвоенного минимума в сантиметровом диапазоне длин волн требуется точность отсчёта до сотых долей миллиметра;
- неквадратичность характеристики детектора. Влияет на точность измерения КСВН методом непосредственного отсчёта.

Стандартные ИЛ обеспечивают измерение КСВН с точностью 3...5%, фазы коэффициента отражения — с точностью до единиц градусов. На практике при тщательной настройке измерительные линии могут обеспечить и более высокую точность. Поэтому их иногда используют в качестве образцовых средств для поверки и метрологической аттестации СВЧ измерительных приборов.

5.2. Измерители полных сопротивлений поляризационного типа

В низкочастотной части СВЧ-диапазона габариты измерительных линий становятся чрезмерно велики. В этих случаях удобнее использовать *поляризационные измерители* комплексных сопротивлений. Эти приборы относятся к виду РЗ (измерители полных сопротивлений СВЧ-нагрузок).

Волноводные поляризационные измерители полных сопротивлений применяют для замены ИЛ с большими размерами измерительной секции. Рассмотрим волноводную конструкцию такого прибора (рис. 5.11).

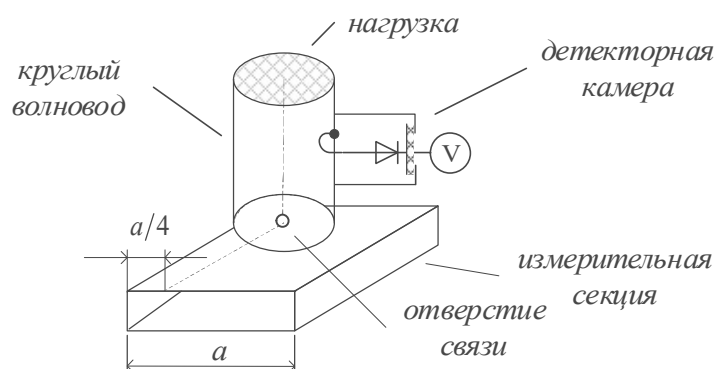


Рис. 5.11. Волноводный поляризационный измеритель полных сопротивлений

Принцип его действия основан на преобразовании падающей и отражённой волн типа H_{10} в прямоугольном волноводе в две волны H_{11} круглого волновода. Это делают с помощью отверстия или системы щелей, прорезанных в широкой стенке волновода на расстоянии четверти его ширины. Известно, что в этом сечении амплитуды составляющих магнитного поля основной волны равны, а фазы их сдвинуты на 90° (точка круговой поляризации). Отрезок согласованного круглого волновода устанавливают на широкой стенке. В нем возбуждаются две волны типа H_{11} с вращающейся поляризацией, порождённые падающей и отражённой волнами в волноводе. Они имеют противоположное направление вращения, поэтому распределение амплитуды суммарного поля по окружности волновода при произвольном коэффициенте отражения нагрузки будет иметь максимумы и минимумы. Зависимость распределения от угла будет иметь вид неподвижного эллипса (рис. 5.12). Угловое положение эллипса зависит от фазы коэффициента отражения. Отношение максимального и минимального значения углового распределения амплитуды (отношение осей эллипса) равно КСВН нагрузки, поворот эллипса относительно точки условного конца равен половине аргумента коэффициента отражения.

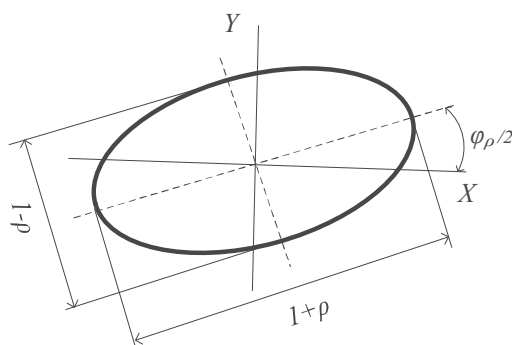


Рис. 5.12. Поляризационный эллипс распределения поля в круглом волноводе измерителя полных сопротивлений

При согласованной нагрузке распределение амплитуды по окружности равномерно (круговая поляризация), поскольку отражённой волны нет.

Для измерения распределения в круглом волноводе предусматривают вращающуюся по окружности детекторную секцию с петлёй связи (см. рис. 5.11). При вращении секции на индикаторе получаем данные, похожие на распределение поля в измерительной линии. Продольная координата здесь заменена углом поворота детекторной секции θ . Полный оборот детектора (360°) эквивалентен перемещению зонда ИЛ на длину волны. Поскольку поворот эллипса не зависит от частоты, то шкалу детекторной секции градуируют непосредственно в фазовых углах коэффициента отражения нагрузки.

Измерение коэффициента отражения проводят следующим образом. При короткозамкнутой нагрузке на конце волноводной секции фиксируют условный конец угловой шкалы, определяя минимум показаний и совмещая его положение со шкалой фазы на отметке 180° . На следующем этапе подключают исследуемую нагрузку и измеряют КСВН и смещение угловой координаты максимума распределения (равной половине фазового угла коэффициента отражения).

Преимущество поляризационных измерителей состоит в том, что фазовый угол отсчитывается непосредственно по положению эллипса распределения и измерение длины волны не нужно.

Для метрового и дециметрового диапазонов длин волн волноводные приборы, как правило, не используют. В этом диапазоне используют коаксиальный измеритель поляризационного типа. Конструкция прибора показана на рисунке 5.13а.

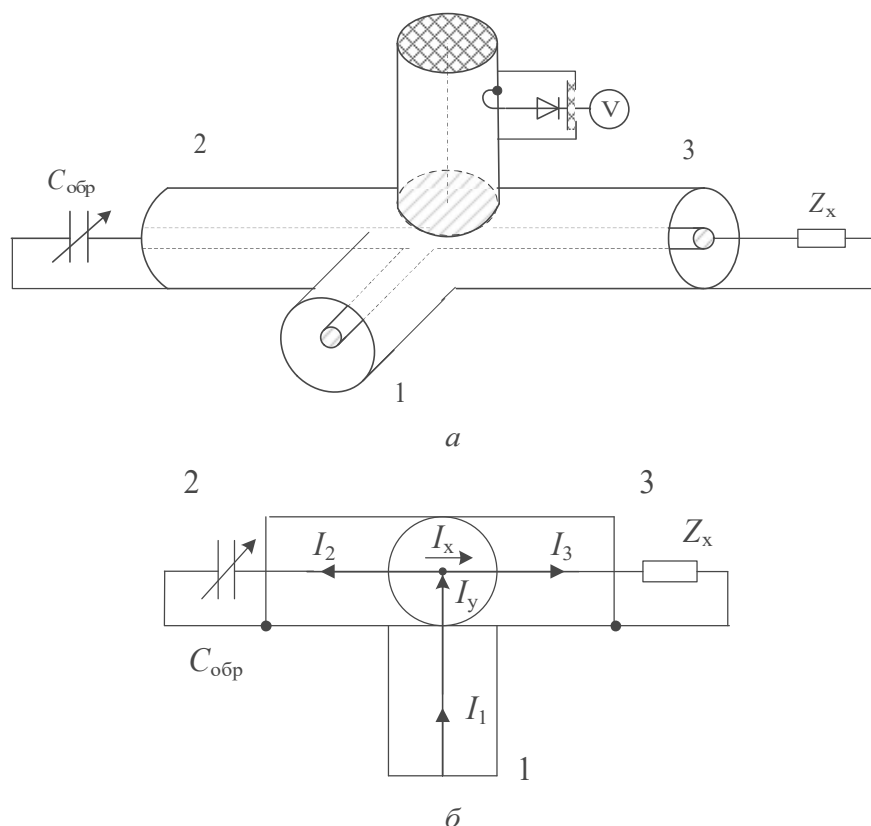


Рис. 5.13. Коаксиальный измеритель полных сопротивлений:
а — конструкция; б — принципиальная схема.

Он представляет собой коаксиальный тройник, симметричные плечи которого нагружены на исследуемую нагрузку Z_x и образцовый конденсатор с механической перестройкой $C_{обр}$. Шкала конденсатора 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 $Y_{обр} = i$. Сигнал генератора подают на входное плечо 1.

Конструкция измерителя содержит также вертикальное плечо, представляющее собой отрезок круглого запердельного волновода, возбуждаемого токами в проводниках Т-образного соединения. На рисунке 5.13б представлена схема возбуждения волновода. I_y — ток по координате Y равен току сигнала генератора I_1 . 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:

$$I_y \equiv Y_{\text{ср}} + \frac{1}{Z_x} = i + \frac{1}{Z_x}.$$

Ток I_x 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} с вращающейся поляризацией. Направление вращения этих волн будет противоположным. Распределение амплитуды суммарного поля по окружности волновода будет иметь вид эллипса (аналогично волноводному прибору). Для измерения распределения предусматривают перемещаемую по окружности петлю связи и детектор (см. рис. 5.13а). При вращении петли на индикаторе получаем угловое распределение амплитуды $U(\theta)$:

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

При согласованной нагрузке распределение амплитуд по окружности равномерно (круговая поляризация), 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. Методика измерений с коаксиальным прибором не отличается от описанной выше для волноводного поляризационного измерителя полных сопротивлений.

Рассмотрим особенности приборов поляризационного типа. В них разместить резонатор не удаётся из-за его больших габаритов и ограниченных размеров прибора. Однако отсутствие резонатора является и определенным преимуществом, так как поляризационные измерители полных сопротивлений не требуют настройки детекторной головки. С другой стороны, из-за отсутствия резонатора чувствительность поляризационных измерителей невелика. Требуется увеличивать мощность сигнала генератора. Кроме этого, на показания детектора влияют помехи в виде побочных гармонических составляющих сигнала генератора, которые в ИЛ подавляются резонатором. Для их фильтрации в комплект прибора включают набор фильтров низких частот с разными частотами среза. Эти фильтры устанавливают между генератором и прибором.

В качестве примера приведём данные отечественных поляризационных измерителей такого типа. Волноводные приборы серии РЗ-39...48 имеют различные типоразмеры волноводов (от 110×55 до 17×8 мм). Эти измерители перекрывают диапазон частот 1.72...16.67 ГГц и обеспечивают следующие метрологические параметры:

- погрешность измерения КСВН $\leq 4\%$;
- погрешность измерения фазы менее 4° (при КСВН < 2) и $< 10^\circ$ (при КСВН < 1.2).

Коаксиальный измеритель полных сопротивлений РЗ-33 (рис. 5.14) имеет следующие технические параметры:

- рабочий диапазон частот — 150...1000 МГц;

- волновое сопротивление тракта 75 Ом;
- погрешность измерения КСВН $\leq 7\%$, диапазон измерения КСВН 1.1...10.0;
- погрешность измерения фазы $\leq 7^\circ$ (при КСВН < 2).



Рис. 5.14. Внешний вид коаксиального поляризационного измерителя полных сопротивлений

5.3. Четырехзондовый датчик полных сопротивлений

При работе с измерительной линией приходится вручную передвигать ее зонд вдоль линии передачи. Это усложняет работу и не позволяет автоматизировать измерения параметров нагрузки. Очевидным выходом из этой ситуации является использование нескольких неподвижных зондов, расположенных вдоль линии передачи. Анализ показывает, что для получения полной информации о распределении поля вдоль линии достаточно иметь 4 идентичных зонда, расположенных на расстоянии одной восьмой длины волны друг от друга в однородной линии передачи (рис. 5.15).

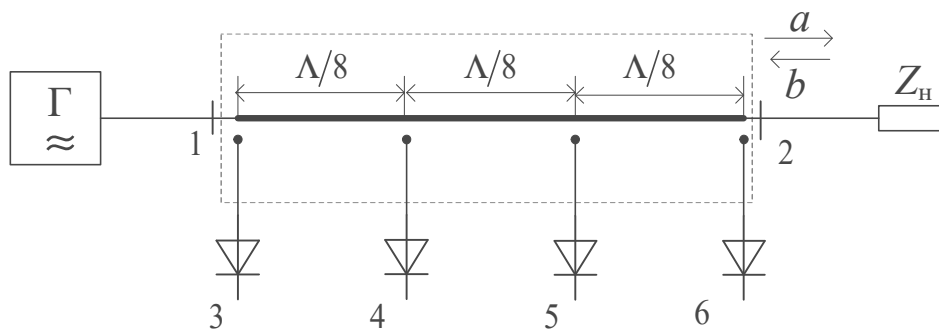


Рис. 5.15. Четырехзондовый датчик полных сопротивлений

Этот способ измерения получил название «метод четырёх зондов». Каждый зонд позволяет измерить сумму падающей и отражённой волн в точке его

расположения. Фазовый сдвиг волн между зондами составляет $\pi/4$. Уровни сигналов на выходах квадратичных детекторов можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned}
 U_3 &= k \left| be^{-i\frac{3\pi}{4}} + ae^{i\frac{3\pi}{4}} \right|^2 = k|a|^2 |\rho_H - i|^2, \\
 U_4 &= k \left| be^{-i\frac{\pi}{2}} + ae^{i\frac{\pi}{2}} \right|^2 = k|a|^2 |\rho_H - 1|^2, \\
 U_5 &= k \left| be^{-i\frac{\pi}{4}} + ae^{i\frac{\pi}{4}} \right|^2 = k|a|^2 |\rho_H + i|^2, \\
 U_6 &= k|b + a|^2 = k|a|^2 |\rho_H + 1|^2.
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

Здесь k — коэффициент передачи системы «зонд — детектор». Если сигналы с детекторов попарно вычесть (например, двумя аналоговыми дифференциальными усилителями), то на их выходах получим напряжения, пропорциональные вещественной и мнимой частям комплексного коэффициента отражения:

$$U_y = U_5 - U_3 = k|a|^2 (|\rho_H + i|^2 - |\rho_H - i|^2) = 4k|a|^2 |\rho_H| \sin(\varphi_\rho),$$

$$U_x = U_6 - U_4 = k|a|^2 (|\rho_H + 1|^2 - |\rho_H - 1|^2) = 4k|a|^2 |\rho_H| \cos(\varphi_\rho).$$

Их подают на осциллограф, работающий в режиме X – Y . На экране получают яркую точку, отображающую коэффициент отражения в полярной системе координат. Таким образом, экран осциллографического индикатора в этом случае представляет собой плоскость комплексного коэффициента отражения. Расстояние от светящейся точки на экране до его центра пропорционально модулю, а угол относительно горизонтальной оси координат равен фазе коэффициента отражения. Калибровку каналов индикатора делают по подвижному короткозамыкателю (точка должна располагаться на единичной окружности при разных фазах коэффициента отражения). Если на экран поместить шкалу с диаграммой полных сопротивлений, то по положению светящейся точки можно определить как коэффициент отражения, так и вещественную и мнимую части полного сопротивления нагрузки.

При изменении частоты светящаяся точка описывает кривую, соответствующую годографу коэффициента отражения. Однако при вариации частоты меняются фазовые сдвиги между зондами. Возникает систематическая методическая погрешность результата. Ее исключают, вводя частотные поправки, по-

лученные при предварительной калибровке четырехзондового датчика. Однако при значительном изменении частоты (например, в 1.5...2 раза) данные, получаемые с двух соседних зондов, начинают сближаться. Это приводит к существенной потере точности расчёта коэффициента отражения. Поэтому метод 4 зондов обеспечивает приемлемую точность только в относительно небольшом диапазоне частот (до 10% без частотных поправок, 20...30% — с частотной коррекцией).

Существенным недостатком метода является сложность реализации малоотражающих зондов. Минимизация отражения возможна при слабой связи между зондом и полем линии передачи, что, в свою очередь, требует высокой чувствительности детекторов. Это обстоятельство ограничивает область использования метода четырёх зондов.

5.4. Метод калибруемого многополюсника (Six-Port)

Метод четырёх зондов можно рассматривать как способ измерения модуля суммы комплексных амплитуд падающей и отражённой волн, взятых с различными комбинациями фаз. Однако фазовращатели в виде отрезков линий передачи узкополосны. Поэтому ещё в 1970-х гг. родилась идея построить датчик полных сопротивлений, который содержит широкополосные узлы, регулирующие амплитуды и фазы падающей и отражённой волн перед их суммированием. Выходными данными, как и в методе четырёх зондов, являются напряжения на выходах детекторов, пропорциональные квадрату модулей (мощности) суммы сигналов. По этим данным расчётным путём определяют искомый коэффициент отражения, не прибегая к сложным фазовым измерениям в СВЧ-диапазоне.

Метод, реализующий такой подход, носит название «метод калибруемого многополюсника». В англоязычной литературе его называют Six-Port Technique, поскольку датчик полных сопротивлений, как правило, имеет 6 портов (как и в методе четырёх зондов). В измерительном тракте применяют специально сконструированный узел — калибруемый многополюсник. Он является линейным, пассивным и взаимным устройством (рис. 5.16).

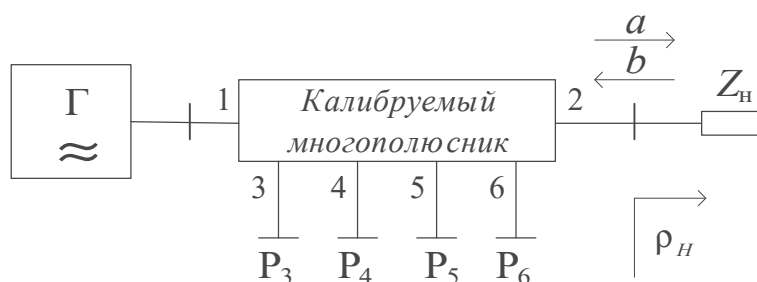


Рис. 5.16. Калибруемый многополюсник, используемый для измерения коэффициента отражения

На порт 1 подают сигнал с генератора СВЧ, к порту 2 подключена исследуемая нагрузка. На портах 3...6 установлены измерители уровня сигнала (квадратичные детекторы, термоэлектрические датчики мощности и пр.).

Какие должны быть свойства калибруемого многополюсника, чтобы по данным измерения мощности сигналов $P_3...P_6$ рассчитать комплексный коэф-

коэффициент отражения, не прибегая к фазовым измерениям? В силу линейности многополюсника можно записать мощность сигнала на выходе 3 в виде суперпозиции падающей a и отражённой b волн: $P_3 = |Aa + Bb|^2$, где A и B — комплексные коэффициенты, определяемые структурой многополюсника. В частном случае при $A = B$ мы имеем зонд-датчик суммарной напряжённости поля в точке своего расположения (как в измерительной линии). При $A = 0, B \neq 0$ получим направленный ответвитель отражённой волны, при $A \neq 0, B = 0$ — направленный ответвитель падающей волны.

По аналогии запишем соотношения и для остальных выходов портов:

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

Вынесем квадрат модуля амплитуды падающей волны за знак модуля и введём искомый коэффициент отражения нагрузки:

$$\begin{aligned} P_3 &= |aB|^2 |\rho_n - q_3|^2, & P_4 &= |aD|^2 |\rho_n - q_4|^2, \\ P_5 &= |aF|^2 |\rho_n - q_5|^2, & P_6 &= |aH|^2 |\rho_n - q_6|^2, \end{aligned} \quad (5.7)$$

где введены обозначения:

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

Параметры многополюсника B, D, F, H и $q_3 \dots q_6$ полагают заранее известными. Их определяют при предварительной калибровке на каждой рабочей частоте (отсюда название метода — «калибруемый многополюсник»). Таким образом, задача обработки результатов состоит в том, чтобы по опытным данным P_3, P_6 рассчитать искомый комплексный коэффициент отражения.

Рассмотрим решение этой задачи на комплексной плоскости коэффициента отражения (рис. 5.17). Искомый коэффициент отражения отображён вектором ρ_n , находящимся для пассивного устройства внутри единичной окружности. Выбором конструкции многополюсника добиваются, чтобы точки $q_3 \dots q_6$ были бы расположены в разных квадрантах комплексной плоскости вне единичной окружности. Из (5.7) следует, что величина P_3 определяет геометрическое место точек, отстоящих от точки q_3 на радиус $|\rho_n - q_3| = \frac{\sqrt{P_3}}{|aB|}$ (рис. 5.17а).

Естественно, что полученная окружность проходит через точку искомого коэффициента отражения ρ_n . Если повторить построение для точки q_4 с радиусом $|\rho_n - q_4| = \frac{\sqrt{P_4}}{|aD|}$, то получим две окружности, пересекающиеся в двух точках (рис. 5.16б). Одна из них — искомый коэффициент отражения, вторую необходимо исключить.

Если вторая точка пересечения находится вне единичной окружности, то для пассивной нагрузки с $|\rho_n| \leq 1$ ее можно отбросить. Но 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 данных детектора на пятом выходе. Для этого строят третью окружность с центром в точке q_5 и радиусом $|\rho_n - q_5| = \frac{\sqrt{P_5}}{|aF|}$ (рис. 5.17в).

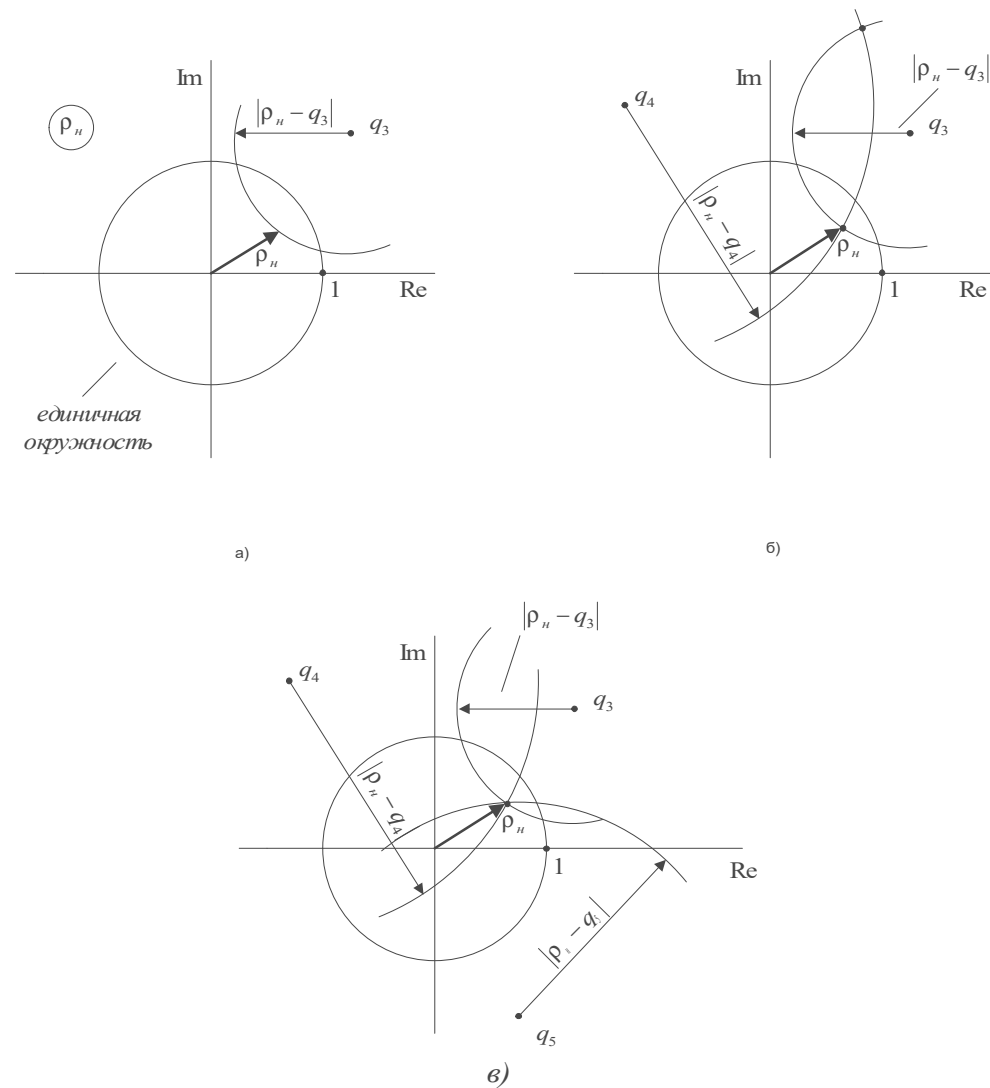


Рис. 5.17. Геометрическая интерпретация метода калибруемого многополюсника: а — по данным одного детектора; б — по двум; в — по трём.

Если пара окружностей с центрами в точках q_3 , q_4 пересекается под малым углом, то результат определения точки пересечения чувствителен к погрешности измерения уровней сигналов. Третья окружность улучшает точность расчёта коэффициента отражения. Таким образом, для однозначного измерения комплексного коэффициента отражения необходима как минимум трехточечная схема обработки данных. Оставшийся шестой порт обычно используют для нормировки падающей волны. Для этого надо обеспечить $H = 0$. Тогда

$|a| = \frac{\sqrt{P_6}}{|G|}$. Иными словами, шестой порт многополюсника — это выход направ-

ленного ответвителя падающей волны. Тогда радиусы окружностей на рисунке 5.17 определяются только параметрами многополюсника B , D , F и G и опытными данными — мощностями сигналов $P_3 \dots P_5$ и P_6 :

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

Геометрическую процедуру обработки данных измерений на практике не используют. Результат измерения получают, решая нелинейную систему трех уравнений (например, 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 φ_ρ в диапазоне $[-180 \dots 180^\circ]$.

Какие требования предъявляются к структуре калибруемого многополюсника для реализации приведённого выше алгоритма? Главная задача — обеспечить оптимальное расположение точек q_i , $i = 1, 2, 3$, а также выбор подходящих масштабных коэффициентов передачи B , D , F и G . Наиболее выгодно расположение точек q_i на окружности ($|q_3| = |q_4| = |q_5|$) под углом 120° друг к другу. При сближении точек q_i точность определения ρ_n падает. Выбор радиуса окружности влияет на уровень сигнала, подаваемого на детекторы. Так, если радиус окружности $|q_i| > 1$, то радиусы окружностей для $|\rho_n| \sim 0$ и для $|\rho_n| \sim 1$ могут отличаться не более чем на единицу, а требуемый динамический диапазон i -го детектора определяется соотношением $(|q_i| + 1)/(|q_i| - 1)$. Однако слишком большие значения $|q_i|$ приводят к увеличению погрешности при обработке данных, поскольку значения P_i и P_{i+1} могут быть близки.

Если точки лежат внутри единичной окружности ($|q_i| < 1$), то при измерениях возможны малые значения уровней P_i , вплоть до нулевого (при совпадении точек ρ_n и q_i). Точность измерения мощности падает. Это нежелательный вариант, поэтому стараются реализовать многополюсники с оптимальным значением $|q_i|$ 1.3...2.0.

Измерительная установка, реализующая рассматриваемый метод, включает генератор, калибруемый многополюсник и 4 детектора с индикаторами уровня сигналов. Для обработки данных с выходов детекторов наиболее эффективно использовать компьютерную измерительную установку, включающую четырехканальный АЦП, преобразующий выходные сигналы детекторов в цифровой код. Программное обеспечение управляет работой АЦП, калибровкой, обработкой опытных данных и выводом результатов на дисплей.

5.5. Реализации схем широкополосного калибруемого многополюсника

Для построения широкополосного калибруемого многополюсника требуется обеспечить внутри него фазовые сдвиги сигналов, мало меняющиеся в рабочем диапазоне частот. Для этого применяют схемы СВЧ, использующие

квадратурные (90°) направленные ответвители и мосты, а также согласованные делители мощности Уилкинсона. Напомним, что матрица рассеяния квадратурного моста равна

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & i & 0 \\ 1 & 0 & 0 & i \\ i & 0 & 0 & 1 \\ 0 & i & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

матрица делителя мощности Уилкинсона:

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

Упрощённые соотношения для амплитуд волн (без учёта фазовых набегов на отрезках линий передачи) для используемых узлов представлены на рисунке 5.18.

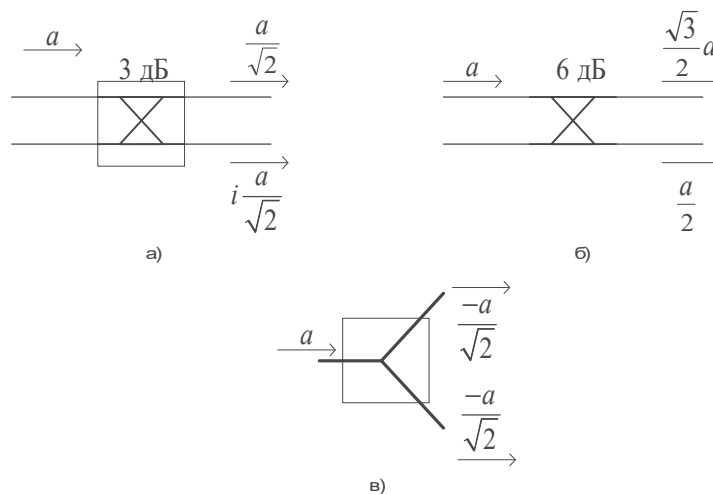


Рис. 5.18. Узлы, используемые в калибруемых многополюсниках:
 а — квадратурный мост; б — 6-дБ направленный ответвитель;
 в — делитель мощности Уилкинсона.

Рассмотрим вариант калибруемого многополюсника, который предложил в 1977 г. Г. Ф. Энген (G. F. Engen). Упрощённая схема широкополосного калибруемого многополюсника (Six-Port) представлена на рисунке 5.19.

Он включает 3 идентичных 3-дБ квадратурных моста, которые делят мощность сигнала пополам. В дополнительном плече моста фаза сигнала сдвинута на 90° по отношению к входному плечу (рис. 5.18а). В схеме присутствует также направленный ответвитель с переходным ослаблением 6 дБ. У него амплитуда в дополнительном плече в два раза меньше входной (рис 5.18б). Этот ответвитель дополнительного фазового сдвига не вносит. Он используется для выделения сигналов падающей и отражённой волн. Делитель мощности (рис. 5.18в) позволяет разделить сигнал падающей волны на две синфазные вет-

ви. Далее сигналы проходят квадратурные мосты, где они складываются с разными фазовыми сдвигами. В результате на портах 3...5 многополюсника формируются сигналы, мощности которых равны:

$$P_3 = \frac{3}{8}|a|^2|\rho_H - i\sqrt{2}|^2, \quad P_4 = \frac{3}{16}|a|^2|\rho_H + (1-i)\sqrt{2}|^2,$$

$$P_5 = \frac{3}{16}|a|^2|\rho_H + (1+i)\sqrt{2}|^2, \quad P_6 = \frac{3}{4}|a|^2. \quad (5.8)$$

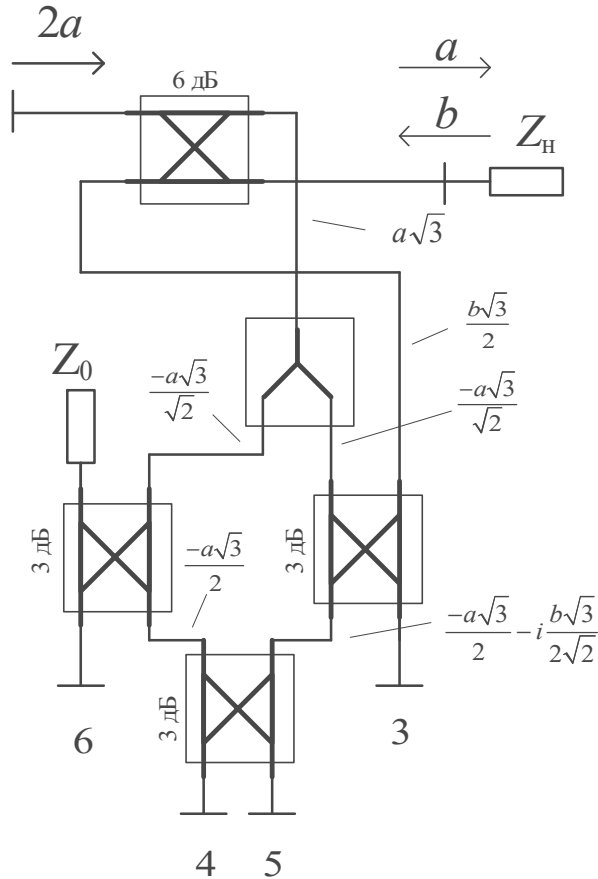


Рис. 5.19. Схема широкополосного калибруемого многополюсника Энгена

Шестой порт используется для выделения сигнала падающей волны, поэтому соотношения (5.8) можно переписать в нормированном виде:

$$\frac{P_3}{P_6} = \frac{1}{2}|\rho_H - i\sqrt{2}|^2, \quad \frac{P_4}{P_6} = \frac{1}{4}|\rho_H + (1-i)\sqrt{2}|^2, \quad \frac{P_5}{P_6} = \frac{1}{4}|\rho_H + (1+i)\sqrt{2}|^2. \quad (5.9)$$

Из (5.9) следует, что центры окружностей $q_3 = i\sqrt{2}$, $q_4 = (1-i)\sqrt{2}$, $q_5 = -(i+1)\sqrt{2}$ располагаются на окружности с радиусом $\sqrt{2}$ (рис. 5.20).

Углы между точками составляют 135, 90 и 135°, что немного не соответствует оптимальным углам 120°. Требуемый динамический диапазон детекторов для данной схемы составляет примерно 15 дБ, что легко реализуется на практике. Расчётная формула для коэффициента отражения может быть получена из (5.9):

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

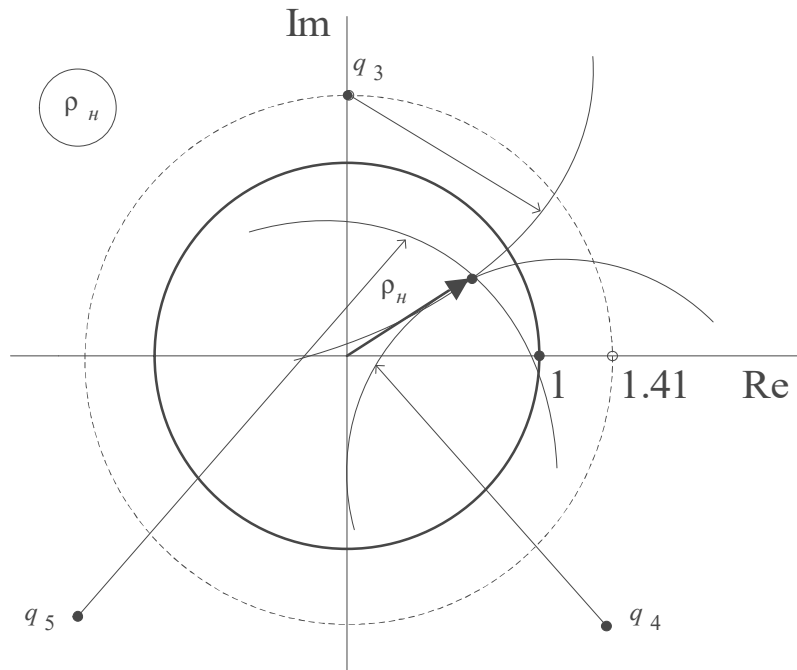


Рис. 5.20. Расположение центров окружностей для многополюсника Энгена

Отметим, что многополюсник является диссипативным — часть мощности, поступающей на вход, рассеивается в детекторах. Поэтому при проектировании измерителя требуется предусмотреть запас по мощности генератора.

Приведённый выше анализ справедлив для идеального устройства. Не учтены конечные длины соединительных линий, паразитные фазовые набеги в элементах схемы, реальные параметры направленных ответвителей и детекторов. Поэтому для успешного применения такого устройства необходимо знать действительное расположение точек q_i . Это делается при калибровке многополюсника во всем рабочем диапазоне частот. Калибровка позволяет по результатам измерения параметров эталонных нагрузок определить координаты трех точек q_1, q_2, q_3 на комплексной плоскости и трех отношений коэффициентов $G/B, G/F, G/F$ — всего 6 комплексных чисел. Обычно при калибровке используют следующие эталонные нагрузки:

- согласованная нагрузка ($|\rho_n| \sim 0$);
- короткозамыкатель ($\rho_n = -1$);
- разомкнутый конец линии (эталон XX), позволяющий реализовать $\rho_n = 1$. Такая нагрузка реализуется не для всех линий передачи;
- перемещаемый короткозамыкатель (плунжер), позволяющий плавно регулировать фазу единичного коэффициента отражения;
- рассогласованная нагрузка с известным КСВН (обычно КСВН = 1.5 или 2.0). Она может быть фиксированной или подвижной (слайдер) с переменной фазой коэффициента отражения.

При выборе метода калибровки предусматривают по возможности равномерное расположение эталонных точек на плоскости коэффициента отражения.

Это увеличивает точность определения параметров калибруемого многополюсника.

Калибруемый многополюсник целесообразно выполнять в виде микрополосковой платы со стабильными параметрами. На рисунке 5.21 показана реализация многополюсника для КВЧ-диапазона (рабочая частота 50 ГГц).

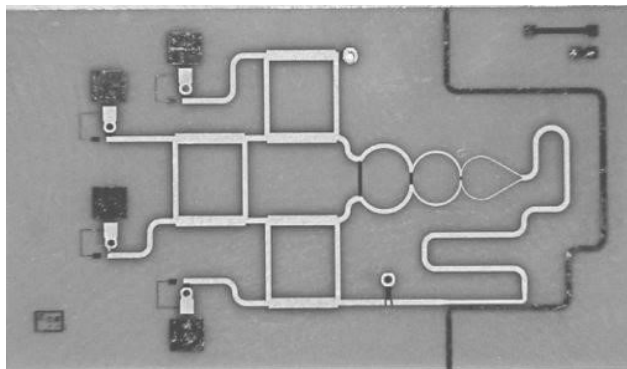


Рис. 5.21. Микрополосковая реализация калибруемого многополюсника с интегрированными в схему детекторами

Микрополосковая конструкция позволяет сохранять точность калибровки многополюсника достаточно долго. Менее стабильными являются параметры детекторов, поэтому для измерений высокой точности применяют терморезистивные или термоэлектрические датчики мощности СВЧ.

5.6. Измерение коэффициентов передачи методом калибруемого многополюсника

Рассмотренные выше методы предназначены для измерения коэффициентов отражения. Измерения коэффициентов передачи (недиагональных элементов матрицы рассеяния) методом калибруемого многополюсника проводят косвенным способом. Наиболее простой подход заключается в определении коэффициента отражения на входе устройства при установке на его выходе короткозамыкающего плунжера (рис. 5.22).

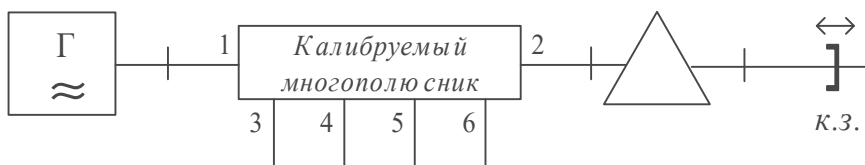


Рис. 5.22. Схема использования калибруемого многополюсника для измерения коэффициента передачи

Плунжер имеет единичный (по модулю) коэффициент отражения с переменной фазой $\rho_{\text{кз}} = e^{-2i\theta}$, где θ — электрическая длина плунжера. Коэффициент отражения на входе исследуемого взаимного устройства измеряют калиброванным многополюсником:

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

Сюда входит как коэффициент отражения от входа S_{11} , так и искомый коэффициент передачи S_{21} . Произведя несколько измерений коэффициента отражения на входе устройства при разных положениях плунжера, получаем систему уравнений относительно неизвестного коэффициента передачи. Решение ее даёт искомый коэффициент передачи. Этот вариант измерений достаточно прост, но имеет существенный недостаток. При большом ослаблении у исследуемого устройства величина $|S_{21}|^2$ мала по сравнению с $|S_{11}|$ и точность измерения падает. Иными словами, входной коэффициент отражения мало зависит от коэффициента передачи и определяется в основном параметром S_{11} исследуемого узла.

Более сложная схема измерений включает деление сигнала генератора пополам. Падающие волны a_1 и a_2 подаются на оба порта исследуемого устройства одновременно. Фазу и амплитуду сигнала a_2 регулируют образцовым аттенуатором и фазовращателем (рис. 5.23).

Методика измерений меняется незначительно. С помощью фазовращателя и аттенуатора устанавливают различные значения амплитуды и фазы волны a_2 , падающей на второй порт устройства. По результатам измерения коэффициента отражения на входе составляют систему уравнений относительно неизвестных коэффициентов матрицы рассеяния. Решение ее даёт искомые параметры.

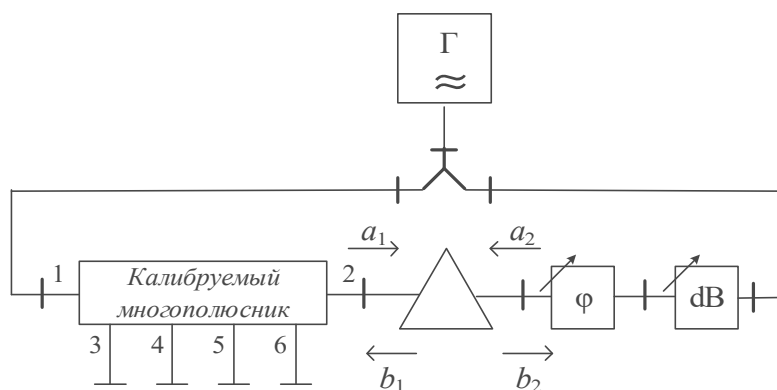


Рис. 5.23. Схема измерений коэффициента передачи с делением сигнала генератора

Логическим развитием этой схемы является измерительная установка, включающая два калиброванных многополюсника (рис. 5.24).

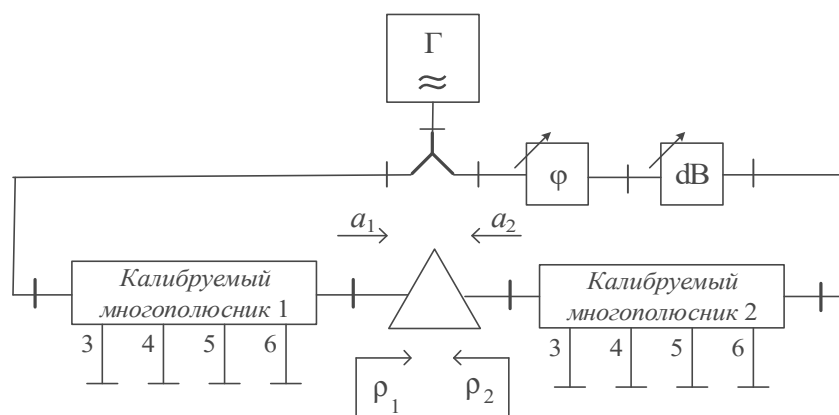


Рис. 5.24. Измерительная установка с двумя калибруемыми многополюсниками

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

$$\rho_1 = S_{11} + \frac{S_{12}a_2}{a_1}, \quad \rho_2 = S_{22} + \frac{S_{21}a_1}{a_2}. \quad (5.10)$$

Исключим отношение a_2/a_1 из (5.10) и получим:

$$S_{21}S_{12} = (\rho_1 - S_{11}) \cdot (\rho_2 - S_{22})$$

или

$$\rho_1\rho_2 = \rho_2S_{11} + \rho_1S_{22} - \Delta,$$

где $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$ — определитель матрицы.

Измерение коэффициента отражения проводят при трех различных отношениях комплексных амплитуд падающих волн a_2/a_1 . Например, можно использовать два значения ослабления аттенюатора A_1 и A_2 и одно значение фазовращателя $\Delta\varphi_1$. В каждом случае измеряются два комплексных коэффициента отражения, которые подставляются в уравнение (5.10). В результате получим систему из трех уравнений для определения S_{11} , S_{22} и Δ . Остальные элементы матрицы рассеяния тогда равны:

$$|S_{12}|^2 = |S_{21}|^2 = |S_{11}S_{22} - \Delta|, \quad \varphi_{21} = \varphi_{12} = \arg(\sqrt{S_{11}S_{22} - \Delta}) + n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Калибровка измерительной установки делается по образцовым проходным элементам и оконечным нагрузкам. В зарубежной литературе такую калибровку обозначают TRL (*англ.* Thru-Reflect-Line). В ее состав входят:

- калибровка по единичному коэффициенту передачи $S_{21} = S_{12} = 1$. При этом два калиброванных многополюсника соединяются напрямую;
- калибровка по короткозамыкателю. Вместо устройства ставится короткозамыкатель ($S_{21} = S_{12} = 0$) и измеряются два коэффициента отражения;
- калибровка по эталонному отрезку линии передачи. Калиброванные многополюсники соединяются эталонной линией передачи с известной электрической длиной.

Отметим, что в схемах с делением мощности большое значение имеет качество согласования трактов. После делителя мощности желательно установить развязывающие устройства — вентили или аттенюаторы. В противном случае работа измерительной схемы может быть нарушена. Заметим, что при $|a_2/a_1| > 1$ измеряемый коэффициент отражения $|\rho_1|$ может быть больше единицы. 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.

5.7. Мостовые методы измерения полных сопротивлений

Для измерений на фиксированных частотах параметров СВЧ-нагрузок с высокой точностью нашли применение мостовые методы. Напомним, что на низких частотах этот метод (использующий мост Уинстона) является одним из наиболее точных способов определения параметров двухполюсников.

Мостовой метод является реализацией обобщённого метода уравнивания. Основная идея мостового метода — сравнение параметров измеряемого и образцового элементов в мостовой схеме и ее балансировка до получения нулевого (или заранее заданного) показания индикатора. В качестве мостовой схемы на СВЧ можно использовать синфазно-противофазные НО — двойной волноводный тройник (двойной T -мост) или гибридное кольцо.

На рисунке 5.25 показана конструкция и условное обозначение двойного T -моста (англ. magic-T), рассмотренного в главе 3.

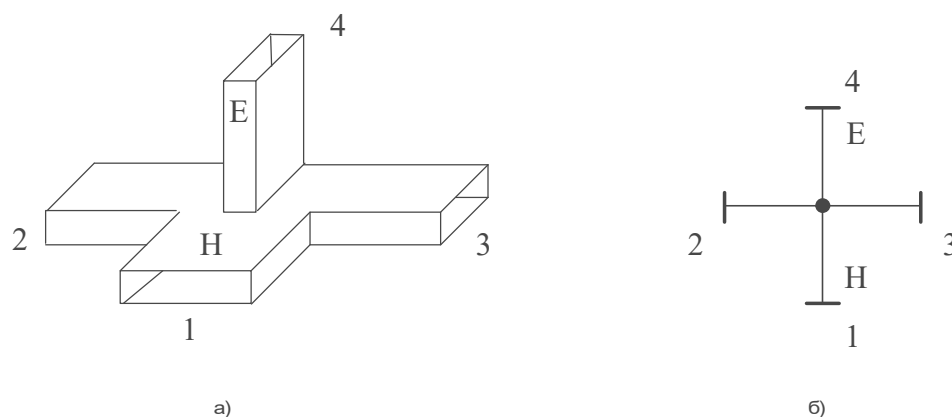


Рис. 5.25. Двойной волноводный T -мост:
a — внешний вид, *b* — условное обозначение на схемах.

Напомним, что матрица рассеяния идеального согласованного двойного T -моста без потерь представляет собой матрицу направленного ответителя:

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

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 $S_{34} = S_{43}$.

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 в качестве устройства для сравнения нагрузок (импедансный мост). Схема измерительной установки представлена на рисунке 5.26.

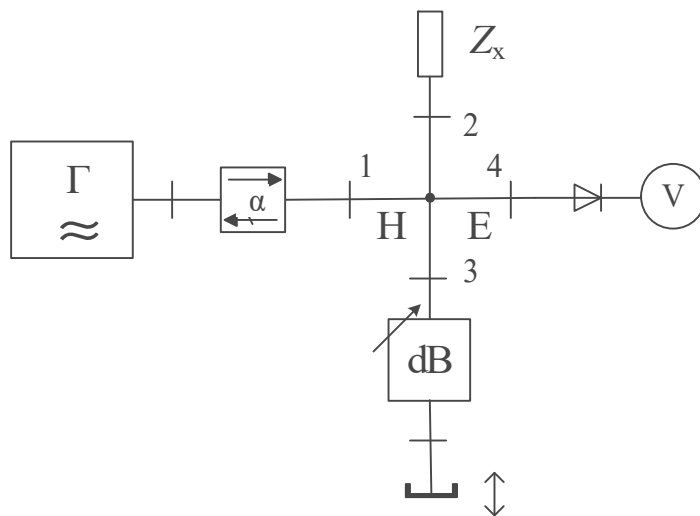


Рис. 5.26. Схема измерения полного сопротивления на основе двойного T -моста

Генератор через развязывающий вентиль подключён 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 наиболее удобно использовать комбинацию калиброванного аттенюатора и короткозамыкающего плунжера. Она позволяет получить эталонный коэффициент отражения с независимой регулировкой модуля и фазы. Подбором ослабления аттенюатора и положения плунжера добиваются нулевых показаний индикатора (баланс моста). При этом коэффициенты отражения нагрузок в плечах 2 и 3 будут равны. Искомая величина коэффициента отражения определяется по показаниям аттенюатора $A_{\text{изм}}$ и по координате положения плунжера $L_{\text{изм}}$ относительно условного начала его шкалы L_0 :

$$|\rho_H| = 10^{-\frac{A_{\text{изм}}, \text{ дБ}}{20}}, \quad \varphi_\rho = \frac{4\pi}{\Lambda}(L_{\text{изм}} - L_0) - \pi,$$

где Λ — длина волны в волноводе плунжера.

Условное начало шкалы L_0 устанавливают предварительной калибровкой моста на рабочей частоте. Вместо исследуемой нагрузки подключают короткозамыкатель и находят положение плунжера, соответствующее нулевому показанию индикатора. Заодно тут же можно измерить и длину волны в волноводе — для этого надо перестроить плунжер так, чтобы получить второе нулевое показание. Расстояние между координатами плунжера при двух нулевых показаниях равно половине длины волны.

Для коаксиальных и полосковых измерительных трактов в качестве мостовой схемы используют синфазно-противофазный направленный ответвитель — гибридное кольцо (*англ.* Rat-Race Coupler) (рис. 5.27).

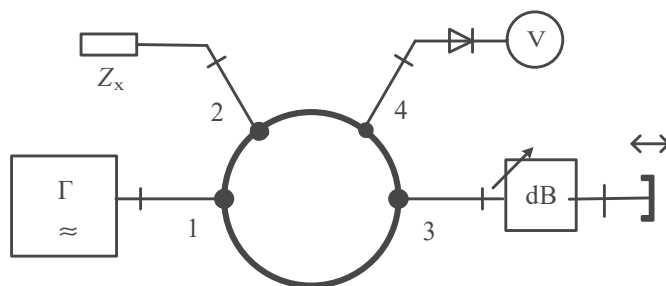


Рис. 5.27. Мостовая схема измерения полных сопротивлений на основе гибридного кольца

В нем мощность делится между основным и дополнительным плечами пополам, а матрица рассеяния аналогична матрице волноводного двойного T -моста. Методика измерений коэффициента отражения остаётся при этом неизменной.

Основной источник погрешностей мостовых приборов — это погрешность установки параметров образцовой нагрузки и собственный коэффициент отражения моста. Для его минимизации используют подстроечные элементы, позволяющие согласовать мост на рабочей частоте.

5.8. Измерение ослабления на СВЧ

В ряде случаев для характеристики свойств проходных устройств основной интерес представляет режим передачи мощности со входа на выход. Его описывают вносимым ослаблением. *Ослабление* (и обратная ему величина — *коэффициент усиления по мощности*) — параметр СВЧ многополюсников, показывающий отношение мощностей на входе и выходе при *согласованных* генераторе и нагрузке:

$$A, \text{дБ} = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}} \right) = 20 \lg \left(\frac{|a_1|}{|b_2|} \right) = -20 \lg (|S_{21}|).$$

В ряде случаев используют понятие «*потери*» или «*затухание L* », которые определяются отношением мощностей на входе и выходе при реальных рассогласованных генераторе и нагрузке. Разницу между потерями и ослаблением называют *потерями рассогласования*.

Рассмотрим схему включения исследуемого устройства, описываемого матрицей рассеяния $[S]$, к рассогласованному генератору и произвольной нагрузке (рис. 5.28а).

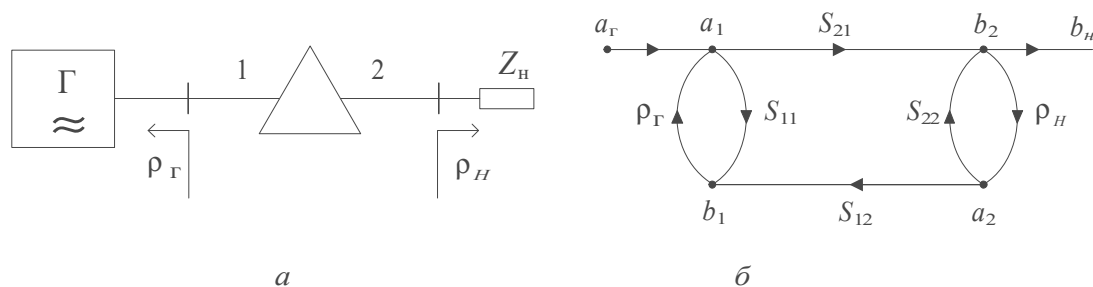


Рис. 5.28. Схема определения вносимого ослабления и потерь

Анализ графа схемы (рис. 5.28б) методом некасающегося контура позволяет определить отношение мощностей падающей и прошедшей волн и рассчитать потери:

$$L = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{ВХ}}}{P_{\text{ВЫХ}}} \right) = 20 \lg \left(\frac{|a_{\Gamma}|}{|b_{\text{Н}}|} \right) = 20 \lg \left(\frac{|a_1|}{|b_2|} \right) = \dots$$

$$\dots = 20 \lg \left(\frac{|1 - \rho_{\Gamma} S_{11} - \rho_{\text{Н}} S_{22} - \rho_{\Gamma} \rho_{\text{Н}} S_{11} S_{22} + \rho_{\Gamma} \rho_{\text{Н}} S_{21} S_{12}|}{|S_{21}|} \right) \neq \dots$$

$$\dots \neq A = -20 \lg (|S_{21}|).$$

Как видим, потери определяются более сложным образом; они не равны ослаблению. Для минимизации погрешностей рассогласования предусматривают развязывающие устройства после генератора и перед нагрузкой.

Наиболее часто для измерения ослабления используют метод разделения волн с направленными ответвителями (как в скалярных измерителях КСВН и ослабления), рассмотренный ранее. Однако в ряде случаев этот метод является избыточным, так как для определения ослабления не требуется проводить фазовые измерения. Достаточно простой способ измерения небольших ослаблений основан на использовании измерительной линии. Схема измерительного тракта приведена на рисунке 5.29.

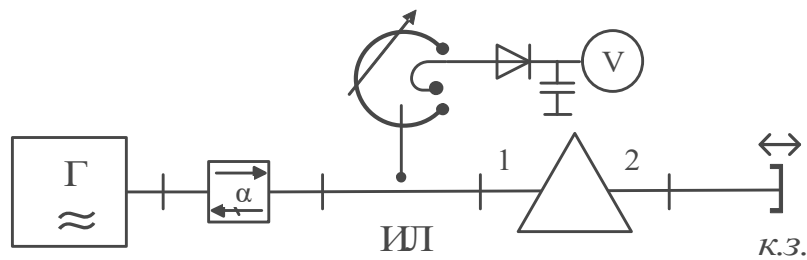


Рис. 5.29. Измерение ослабления с использованием ИЛ

На выходе устройства подключают короткозамыкающий плунжер, измерительную линию устанавливают на входе. Для исключения переотражений от генератора предусматривают развязывающий вентиль или аттенюатор. Измеряют коэффициент отражения от входа устройства, который равен

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

где $\theta_{\text{пл}} = \frac{2\pi}{\Lambda} L_{\text{пл}}$ — электрическая длина плунжера. При небольших отражениях от выхода ($|S_{22}| \ll 1$) модуль коэффициента отражения на входе определяется суперпозицией двух волн — отражённой от входа устройства ($\sim |S_{11}|$) и дважды прошедшей через устройство ($\sim |S_{21} \cdot S_{12}|$):

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

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. 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 позволяет рассчитать искомое ослабление для взаимного устройства:

$$A, \text{ дБ} = 10 \lg(|S_{21}|^2) = 10 \lg\left(\frac{|\rho_{\text{max}}| - |\rho_{\text{min}}|}{2}\right).$$

Достоинство такого способа — измерение проводится только на входе устройства. Его можно использовать и с другим типом рефлектометра. В данном способе, в отличие от метода разделения волн, не требуется сравнивать амплитуды волн в разных линиях передачи (на входе и на выходе).

В качестве примера рассмотрим использование данного метода для измерения параметров коаксиального кабеля: волнового сопротивления Z_0 , постоянной распространения $\gamma = \alpha + i \cdot \beta$ (α — коэффициент затухания, β — коэффициент фазы) и погонного ослабления (затухания) кабеля на единицу длины $A = 20 \lg(e^{\alpha l})$, дБ/м. Для измерений этих параметров определяют полное входное сопротивление отрезка кабеля известной длины при различных нагрузках на его конце. Наиболее часто используют короткозамкнутую нагрузку (КЗ) и нагрузку холостого хода (ХХ). Входной импеданс кабеля для этих случаев равен:

$$Z_{\text{кз}} = Z_0 \cdot \text{th}(\gamma l) = |Z_{\text{кз}}| \exp(\theta_{\text{кз}}), \quad Z_{\text{xx}} = \frac{Z_0}{\text{th}(\gamma l)} = |Z_{\text{xx}}| \exp(\theta_{\text{xx}}).$$

Здесь l — геометрическая длина отрезка линии; $\text{th}(\gamma l)$ — гиперболический тангенс от комплексного аргумента γl ; θ — фазовый угол (аргумент) входного импеданса. Отсюда определяют волновое сопротивление кабеля $Z_0 = \sqrt{|Z_{\text{кз}}| \cdot |Z_{\text{xx}}|}$ и величину гиперболического тангенса $\text{th}(\gamma \cdot l) = \sqrt{|Z_{\text{кз}}| / |Z_{\text{xx}}|}$. Расчётные формулы для коэффициента затухания и коэффициента фазы отрезка линии длиной l выглядят так:

$$\alpha = \frac{1}{2l} \cdot \ln \left(\sqrt{\frac{(1 + \text{th}R)^2 + (\text{th}X)^2}{(1 - \text{th}R)^2 + (\text{th}X)^2}} \right), \quad 1/\text{м},$$

$$\beta = \frac{1}{2l} \cdot (\arctg\left(\frac{\text{th}X}{\text{th}R + 1}\right) + \arctg\left(\frac{\text{th}X}{1 - \text{th}R}\right)), \quad \text{рад/м}.$$

В литературе используют также другую форму последнего выражения:

$$\beta = \frac{1}{2l} \cdot (\pi - \arctg\left(\frac{\text{th}R + 1}{\text{th}X}\right) + \arctg\left(\frac{\text{th}R - 1}{\text{th}X}\right)), \quad \text{рад/м}.$$

Здесь использованы обозначения вещественной $\text{th}R$ и мнимой $\text{th}X$ частей гиперболического тангенса $\text{th}(\gamma \cdot l) = \text{th}R + i \cdot \text{th}X$:

$$\text{th}R = \sqrt{\frac{|Z_{\text{кз}}|}{|Z_{\text{xx}}|}} \cos\left(\frac{\theta_{\text{кз}} - \theta_{\text{xx}}}{2}\right), \quad \text{th}X = \sqrt{\frac{|Z_{\text{кз}}|}{|Z_{\text{xx}}|}} \sin\left(\frac{\theta_{\text{кз}} - \theta_{\text{xx}}}{2}\right).$$

Ослабление (потери) на единицу длины кабеля тогда определяется выражением

$$A = 20 \lg(e^{\alpha l}) = 8.6859 \cdot \frac{1}{2} \cdot \ln \left(\frac{\sqrt{(1 + \operatorname{th} R)^2 + (\operatorname{th} X)^2}}{\sqrt{(1 - \operatorname{th} R)^2 + (\operatorname{th} X)^2}} \right), \text{ дБ/м.}$$

Важным параметром коаксиального кабеля является *коэффициент укорочения* K_y . Он показывает, во сколько раз фазовая скорость в кабеле меньше скорости света в свободном пространстве:

$$K_y = 3 \cdot 10^8 \frac{\beta}{2\pi \cdot f}.$$

Коэффициент укорочения определяет соотношение между электрической длиной исследуемого кабеля и электрической длиной линии передачи с воздушным заполнением. Его величина зависит от параметров диэлектрического заполнения кабеля. Так, коаксиальные кабели, применяемые для передачи телевизионных сигналов, имеют волновое сопротивление 75 Ом, коэффициент укорочения в пределах — 1,4...1,7 и постоянную затухания — порядка долей дБ/м.

Более точным способом определения ослабления является метод **замещения**, который проводят путём сравнения измеряемой величины ослабления с образцовой. В этом способе используют предварительно откалиброванные *измерительные аттенюаторы*. Существуют различные варианты метода замещения.

На рисунке 5.30 приведена последовательная схема метода замещения на СВЧ. Она включает калиброванный аттенюатор, исследуемое устройство и индикатор уровня СВЧ-сигнала (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, качества согласования генератора, аттенюатора и детектора, погрешностей фиксации уровня на индикаторе.

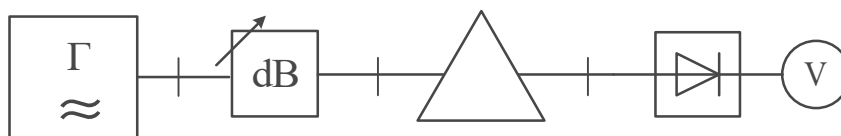


Рис. 5.30. Последовательная схема измерения ослабления методом замещения

Иногда используют *параллельную схему сравнения*, которая позволяет не разбирать измерительный тракт в процессе измерений (рис. 5.31).

Сигнал генератора делится на два канала — образцовый и измерительный. В образцовом канале устанавливают калиброванный аттенюатор, в измерительном — исследуемое устройство. Выходные сигналы каналов детектируют

ются и подаются на измеритель отношения или дифференциальный усилитель, используемый как нуль-индикатор. Измерение сводится к установке одинаковых выходных сигналов в каналах путём регулировки аттенюатора. Это происходит при равенстве ослаблений аттенюатора и устройства. Погрешность за счёт неидентичности каналов устраняют калибровкой. При этом вместо исследуемого устройства включают отрезок линии или фиксированный аттенюатор с известным ослаблением и добиваются равенства показаний. Ослабление калиброванного аттенюатора при этом будет соответствовать нулевому значению измеряемого параметра.

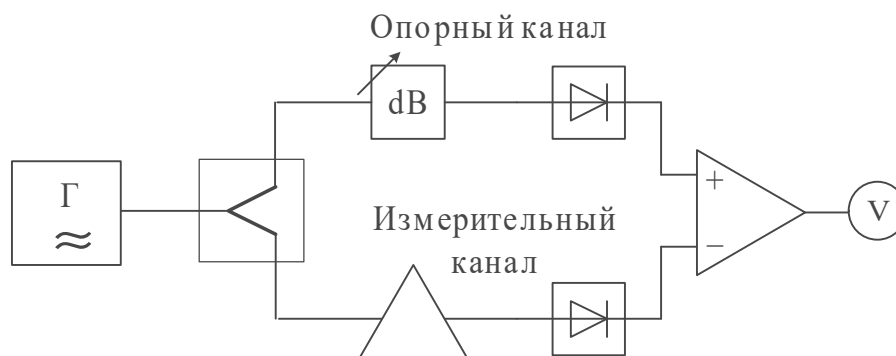


Рис. 5.31. Параллельная схема сравнения для измерения ослабления на СВЧ

5.9. Измерение фазовых сдвигов на СВЧ

Методы измерения фазовых сдвигов на СВЧ делятся на две группы — 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). Известно, что гетеродинное преобразование частоты не изменяет разность начальных фаз исходных сигналов. Это позволяет перенести фазовые измерения в область низких частот, где точность измерения существенно выше. Структурная схема СВЧ-фазометра с преобразованием частоты (рис. 5.32) напоминает схему измерительного блока векторных анализаторов цепей СВЧ, рассмотренных ранее.

Фазометр имеет два идентичных канала — опорный и измерительный. В опорном канале предусматривают фазовращатель, используемый для компенсации электрической длины соединительных кабелей и для калибровки прибора по нулевой фазе. В каждом канале производят преобразование сигналов на промежуточную частоту $f_{ПЧ1} = f_{Г} - f_{С}$ с сохранением информации о фазовом сдвиге сигналов. Настройку фазометра на частоту входного сигнала производят ручным изменением частоты гетеродина.

Задачу подавления зеркального канала решают путём двойного или тройного преобразования частоты. Напомним, что если на входе присутствует помеха с частотой $f_{П} = f_{С} + 2f_{ПЧ1}$, то ее сигнал после преобразования также по-

падает в полосу пропускания УПЧ, 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 фильтр, выделяющий полосу частот измеряемых сигналов и подавляющий сигналы помех с частотой зеркального канала. Однако на высокой первой ПЧ измерение фазового сдвига вызывает затруднения. Поэтому используют преобразование на вторую, более низкую (порядка сотен кГц) ПЧ, на которой и производят измерение фазового сдвига низкочастотным аналоговым или цифровым фазометром.

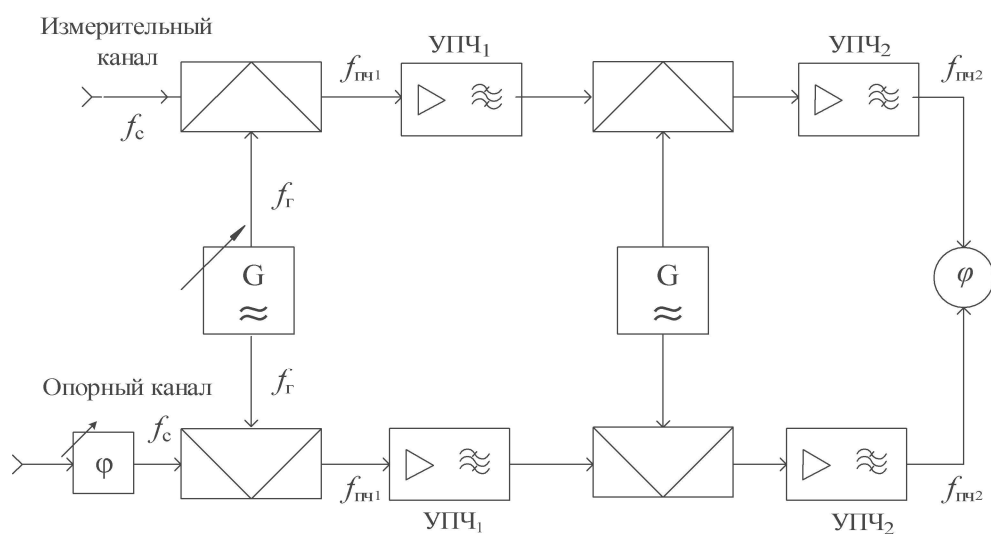


Рис. 5.32. Структурная схема СВЧ-фазометра с преобразованием частоты

Оригинальным решением гетеродинирования сигнала без ручной настройки на входную частоту является *стробоскопический преобразователь* (рис. 5.33).

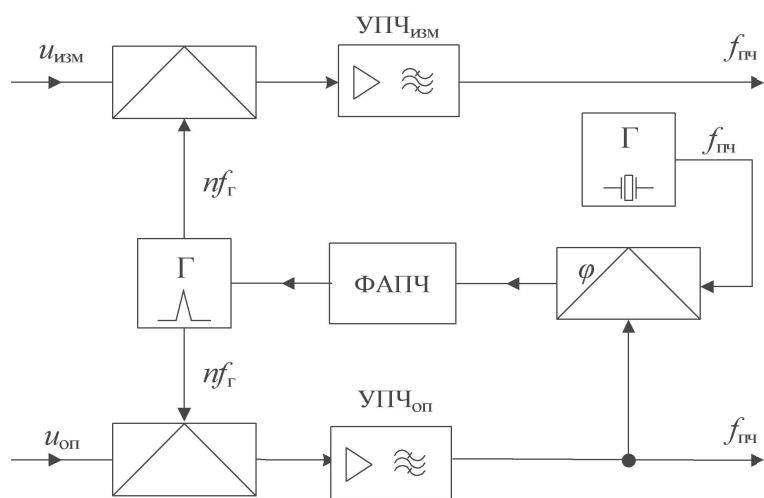


Рис. 5.33. Двухканальный стробоскопический преобразователь частоты

На входы каналов подают измерительный и опорный сигналы с частотой f_c . В преобразователях частоты каналов используют электрически перестраиваемый гетеродин, вырабатывающий кратковременные стробирующие импульсы с частотой f_r . Строб-импульс формируют путём дифференцирования перепада напряжения прямоугольного сигнала с малой длительностью нарастания.

Гетеродин управляет работой смесителей в измерительном и опорном каналах. 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 $nf_r - f_c = f_{ПЧ}$, где n — номер одной из гармоник импульса гетеродина. При малой длительности строб-импульса спектр гармоник может быть достаточно широк. Это позволяет применять относительно небольшую частоту повторения импульсов гетеродина (порядка сотен МГц), используя для преобразования СВЧ-сигнала высокий номер гармоники.

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, выходное напряжение которого пропорционально разности фаз входных сигналов. При неравенстве частот между сигналами на выходе образуется линейно меняющееся напряжение ошибки, которое подстраивает гетеродин до момента захвата частоты. При высоком номере гармоники электронная перестройка частоты гетеродина должна быть выполнена в небольших пределах и легко реализуется. Это позволяет работать в режиме автоматической настройки на частоту внешнего генератора и обеспечить панорамный метод измерения в широкой полосе частот.

Погрешность измерения фазового сдвига с преобразованием частоты связана с нестабильностью параметров каналов, их неидентичностью, точностью измерителя фазового сдвига на ПЧ. В качестве примера рассмотрим технические данные отечественного фазометра ФК2-18. Он является многофункциональным прибором (амплифазометром) для измерения уровня и разности фаз синусоидальных сигналов СВЧ-диапазона на фиксированных частотах. При использовании внешнего генератора качающей частоты (ГКЧ) прибор можно использовать и для панорамного измерения АЧХ и ФЧХ СВЧ-устройств.

Краткие технические данные амплифазометра ФК2-18:

- диапазон рабочих частот — 0.11...12 ГГц;
- пределы измерения разности фаз $0...±180°$ с разбивкой на поддиапазоны $±6, ±18, ±60$ и $±180°$;
- пределы измерения ослабления 0...60 дБ при мощности входного сигнала $-80...1.0$ дБм;
- основная погрешность измерения разности фаз не превышает $(1 + 0.036\phi_k + 0.075A_x)$, где ϕ_k — конечное значение шкалы установленного поддиапазона, A_x — ослабление исследуемого устройства;

• основная погрешность измерения ослабления не более $(0.5 + 0.02A_k + 0.03A_x)$, дБ, где A_k — предел шкалы измерения ослабления, A_x — измеряемое значение ослабления.

Рассмотрим более простые методы измерения фазового сдвига непосредственно на СВЧ (гомодинный способ) с использованием фазовых детекторов (ФД). Такие устройства используют в качестве прямопоказывающих фазометров, а также в качестве нуль-индикаторов в схемах замещения. Наиболее распространён фазовый детектор на основе суммарно-разностной схемы. На рисунке 5.34 представлены структурные схемы фазового детектора на основе гибридного кольца (рис. 5.34а) и двойного Т-моста (рис. 5.34б).

Волна, поступающая в плечо 1, делится между плечами 2 и 3 синфазно, а волна, поступающая в плечо 4 (сдвинутая на фазовый угол $\Delta\phi$), — противофазно. Плечи 1 и 4 — развязанные (изолированные друг от друга). К плечам 2 и 3 подключены квадратичные детекторы. Комплексные амплитуды сигналов на входах детекторов равны:

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

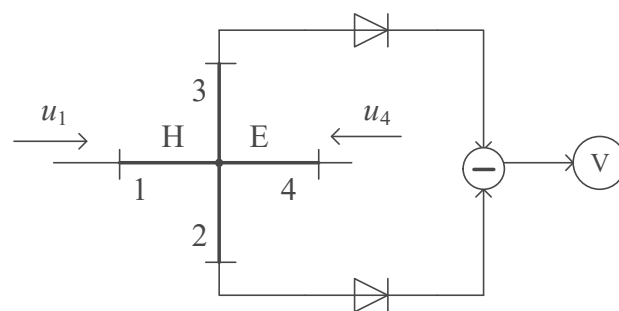
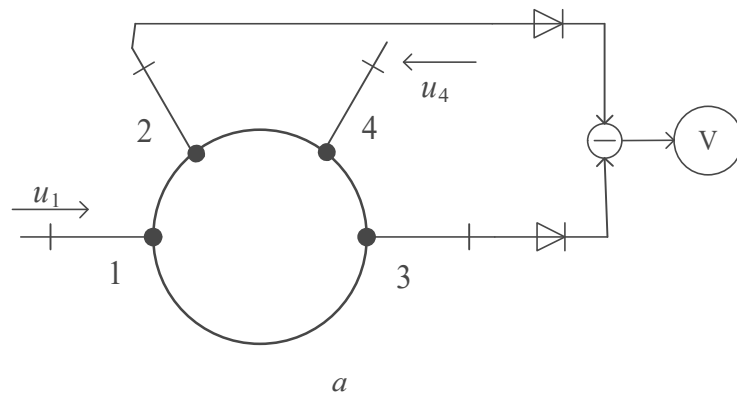


Рис. 5.34. Фазовый СВЧ-детектор:

а — с гибридным направленным ответвителем; б — с волноводным двойным Т-мостом.

На векторной диаграмме (рис. 5.35) поясняется сложение и вычитание комплексных амплитуд сигналов u_1 и u_4 , между которыми существует фазовый сдвиг $\Delta\phi$.

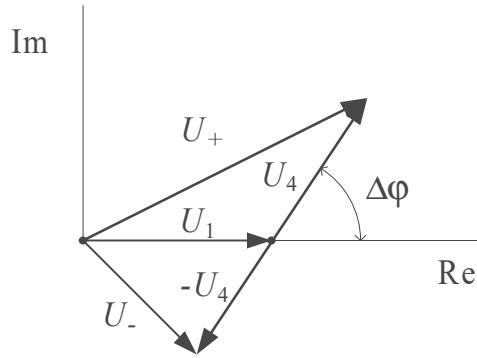


Рис. 5.35. Векторная диаграмма сигналов в фазовом детекторе

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

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

Эти напряжения вычитаются, и разностное напряжение $U_{\text{вых}} \equiv 4U_1U_4 \cos(\Delta\varphi)$ измеряют вольтметром, который отградуирован в градусах. Шкала прибора при этом неравномерна с нулём в центре.

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

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

В результате их детектирования и вычитания получаем формулу для выходного напряжения фазового детектора:

$$U_{\text{вых}} \equiv 4U_1U_4 \sin(\Delta\varphi).$$

Зависимость показаний получается также нелинейная, но с нулём в начале шкалы.

Погрешности фазовых детекторов зависят от качества выполнения СВЧ-элементов (согласование и развязка мостов), неквадратичности характеристик детекторов и их неидентичности.

Для более точных измерений фазовых сдвигов в СВЧ-диапазоне применяют *компенсационный* метод или метод *замещения*. Он заключается в сравнении измеряемого фазового сдвига с фазовым углом образцового измерительного фазовращателя (рис. 5.36).

Устройством сравнения может служить фазовый детектор любого рассмотренного выше типа. В один из каналов (обычно опорный) включают калиброванный измерительный фазовращатель. Его регулировкой добиваются заранее выбранного (например, нулевого или 90°) показания фазового детектора. Калибровка шкалы фазового детектора при этом не требуется — он используется только как нуль-индикатор. Измеряемую величину отсчитывают по шкале калиброванного фазовращателя. Погрешность компенсационного метода зави-

сит от точности фиксации момента равенства фаз (чувствительности нуля-индикатора) и точности калибровки фазовращателя.

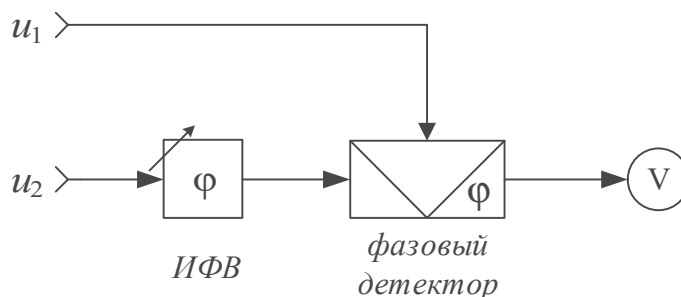


Рис. 5.36. Компенсационный (нулевой) метод измерения фазового сдвига

Нулевой метод относится к числу самых точных и широкодиапазонных методов измерения. Погрешность измерения в основном определяется параметрами применённого фазовращателя. Поэтому на базе нулевого метода были разработаны государственные специальные эталоны единицы фазового сдвига в диапазонах СВЧ (ГОСТ 8.194-76 и ГОСТ 8.416-81). Они обеспечивают воспроизведение единицы фазового сдвига с погрешностью не более 0.1° . В настоящее время эталоном фазового сдвига является более современный цифровой ВЧ стандарт с переносчиком частоты на СВЧ-диапазон (ГЭТ 207-2013 «Государственный первичный эталон единицы угла фазового сдвига между двумя электрическими сигналами в диапазоне частот от 0.1 МГц до 65 ГГц»).

5.10. Измерение группового времени запаздывания

Определение фазового сдвига наиболее часто применяется при измерении фазочастотных характеристик (ФЧХ) различных СВЧ-устройств. Однако при большой электрической длине устройства частотная зависимость вносимого фазового сдвига имеет значительную крутизну. Учитывая, что фазовый сдвиг однозначно определен в диапазоне $0 \dots 360^\circ$, результирующая ФЧХ имеет вид пилообразной зависимости со скачками в точках перехода $360^\circ \Rightarrow 0^\circ$. Точность измерения фазы при большой крутизне ФЧХ оказывается недостаточной. В этих случаях более информативным является *групповое время запаздывания* (ГВЗ, *англ.* Group Delay). Его вводят через наклон фазочастотной характеристики устройства:

$$\Gamma ВЗ = \left| \frac{d\varphi}{d\omega} \right| = \frac{1}{2\pi} \left| \frac{d\varphi}{df} \right| \approx \frac{1}{2\pi} \left| \frac{\Delta\varphi}{\Delta f} \right|.$$

Фиксированный наклон ФЧХ устройства означает постоянное время задержки сигнала сложной формы (постоянное ГВЗ). Каждая гармоника сигнала будет сдвинута на разный фазовый угол, но на одинаковое время. Поэтому форма выходного сигнала на выходе устройства с постоянным ГВЗ сохраняется. Если же частотная ГВЗ устройства меняется в диапазоне частот спектра входного сигнала, то будут наблюдаться искажения формы выходного сигнала.

Измерение ГВЗ можно сделать по точкам, используя любые методы определения фазового сдвига на двух близких частотах. Однако этот способ

имеет низкую производительность. Его применяют в вычислительных векторных анализаторах цепей, где расчёт частотной характеристики ГВЗ делают по результатам измерения ФЧХ на большом количестве частотных точек.

Для измерения ГВЗ на ВЧ и СВЧ применяют метод с использованием модулированных сигналов (метод Найквиста). Рассмотрим вариант метода, использующий АМ-сигнал с тональной модуляцией. Суть метода заключается в сравнении фазового сдвига огибающих АМ-сигналов на входе и выходе исследуемого устройства. На рисунке 5.37 приведена упрощённая структурная схема прибора, реализующего данный метод.

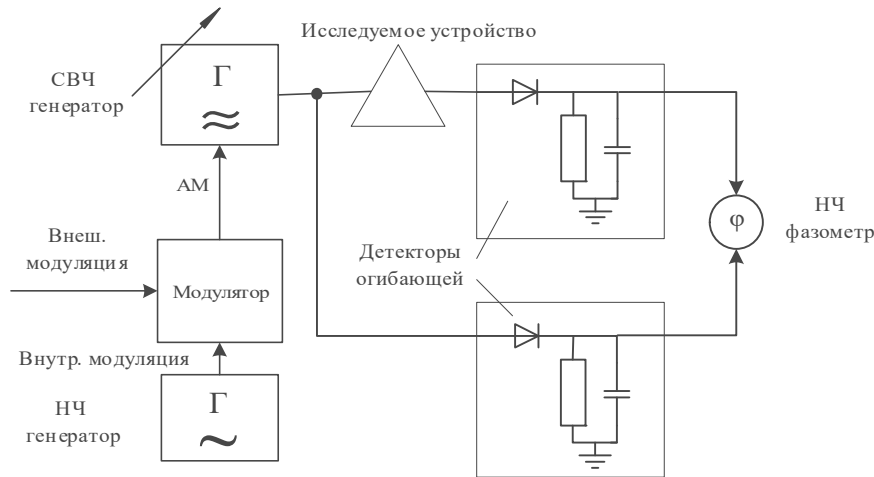


Рис. 5.37. Схема измерения группового времени запаздывания методом Найквиста

СВЧ-генератор вырабатывает сигнал, модулированный по амплитуде низкочастотным (с частотой F) сигналом с коэффициентом модуляции m . АМ-сигнал подают на вход исследуемого устройства. Спектр АМ-сигнала содержит гармонику несущей частоты f и две боковые гармоники, отстоящие от несущей на величину F :

$$u_{\text{ВХ}}(t) = U_m(1 + m \cos(2\pi Ft)) \cos(2\pi ft) = \dots$$

$$\dots = U_m \left[\cos(2\pi f t) + \frac{m}{2} \cos[2\pi(f - F)t] + \frac{m}{2} \cos[2\pi(f + F)t] \right].$$

Выходной сигнал будет включать фазовые сдвиги $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$, вносимые устройством для этих составляющих:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{m \text{ Вых}} \left[\cos(2\pi f t + \varphi_1) + \frac{m}{2} \cos[2\pi(f - F)t + \varphi_2] + \frac{m}{2} \cos[2\pi(f + F)t + \varphi_3] \right].$$

Таким образом, изменение фазы огибающей выходного сигнала будет соответствовать разности сдвига фаз на частотах боковых составляющих:

$$\Delta\varphi = |\varphi_3 - \varphi_2| = -2(\varphi_1 - \varphi_3) = 2(\varphi_1 - \varphi_2).$$

Выходной сигнал $u_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{m \text{ Вых}}(1 + m \cos(2\pi Ft + \Delta\varphi)) \cos(2\pi ft + \varphi_1)$ детектируют и подают на измерительный канал НЧ-фазометра. На опорный канал подают протектированный входной сигнал. Разность фаз огибающих входно-

го и выходного сигналов зависит от наклона ФЧХ, то есть от ГВЗ на частоте несущей $\Delta\varphi = 360^\circ \cdot F \cdot \text{ГВЗ}$, откуда

$$\text{ГВЗ} = \frac{|\Delta\varphi^\circ|}{360^\circ F}.$$

Так как частота модуляции F известна, то шкалу фазометра можно градуировать непосредственно в единицах ГВЗ (единицах времени).

Для измерения частотной зависимости ГВЗ применяют электронную перестройку частоты генератора (генератор качающейся частоты). В качестве индикатора фазометра в этом случае используют осциллографический индикатор или цифровой осциллограф. Такой прибор называют панорамным измерителем ГВЗ (по классификации ГОСТ вид Ф4). Так, отечественный панорамный измеритель неравномерности группового времени запаздывания ФК4-19 представляет собой многофункциональный прибор для измерения ГВЗ, АЧХ и ФЧХ устройств в диапазоне частот 4.3...7.0 ГГц. Он обеспечивает измерение неравномерности ГВЗ в пределах 0...200 нс, собственная неравномерность ГВЗ — от 0.15 до 0.6 нс.

Контрольные вопросы

1. Укажите принцип действия измерительной линии. Какие виды измерений можно реализовать с ее помощью?
2. Как проводят измерение КСВН с помощью измерительной линии? Укажите причины появления погрешности измерения.
3. Как осуществляют измерение аргумента комплексного коэффициента отражения с помощью измерительной линии?
4. Как можно использовать круговую диаграмму Смита для отображения результатов измерения коэффициента отражения? Какие параметры нагрузки можно определить с помощью круговой линии?
5. Как устроена коаксиальная измерительная линия? Какие погрешности измерения зависят от ее конструкции?
6. Как выполнена волноводная измерительная линия? Какие регулировки в ней предусмотрены? Каковы причины появления погрешности, обусловленные ее конструкцией?
7. Какой принцип положен в основу поляризационного измерителя полных сопротивлений СВЧ?
8. Сравните поляризационный измеритель полных сопротивлений с измерительной линией СВЧ. В чем его достоинства и недостатки?
9. Что такое метод калибруемого многополюсника? Какой принцип измерения он использует? Чем он отличается от метода разделения волн?
10. Укажите достоинства и недостатки метода калибруемого многополюсника по сравнению с методом разделения волн.
11. Поясните геометрическую интерпретацию обработки данных детекторов калибруемого многополюсника. Какой параметр СВЧ-устройств при этом определяют?

12. Поясните принцип действия четырехзондового датчика полных сопротивлений. Почему четырехзондовый датчик полных сопротивлений имеет ограниченную рабочую полосу частот?

13. Как используют калибруемые многополюсники для измерения коэффициентов передачи?

14. Как используют мостовой метод для измерения полных сопротивлений нагрузок СВЧ?

15. Поясните методику измерения ослабления методом замещения.

16. Как проводят измерение фазового сдвига на СВЧ? Приведите схему фазометра с преобразованием частоты.

17. Как выполняют измерение фазового сдвига на СВЧ методом замещения? Как строят фазовые детекторы СВЧ?

18. Как строят измерители группового времени запаздывания (ГВЗ) по методу Найквиста?

6. МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКОВ НА СВЧ

6.1. Общие вопросы измерения параметров СВЧ-диэлектриков

К электромагнитным параметрам диэлектриков относят относительную диэлектрическую проницаемость: $\epsilon = \epsilon' - i\epsilon''$, где ϵ' и ϵ'' — действительная и мнимая части диэлектрической проницаемости вещества. Величины ϵ' и ϵ'' характеризуют энергию электрического поля, накапливаемую в диэлектрике, и потери в нем.

Если представить комплексную диэлектрическую проницаемость в виде векторной диаграммы (рис. 6.1), то суммарный вектор образует угол δ с действительной осью ϵ' . Этот угол является мерой относительных потерь в материале. Тангенс угла потерь $\operatorname{tg}\delta = D = \epsilon''/\epsilon'$ называют также фактором потерь D , или коэффициентом диссипации. Иногда используют обратную величину — добротность материала или его Q -фактор. Добротность есть отношение запасённой в материале электромагнитной энергии к энергии потерь за период сигнала.

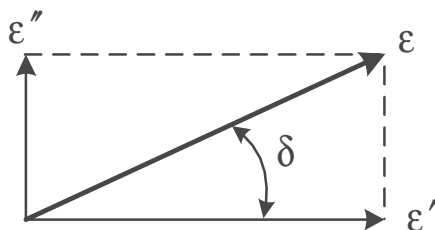


Рис. 6.1. Векторная диаграмма комплексной диэлектрической проницаемости

Частотные зависимости диэлектрической проницаемости и потерь зависят от вида поляризации диэлектрика. Для дипольных материалов характерна частотная зависимость комплексной проницаемости вида (рис. 6.2), которая описывается уравнением Дебая:

$$\epsilon(f) = \epsilon_{\infty} - \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{1 + i \cdot 2\pi f\tau}$$

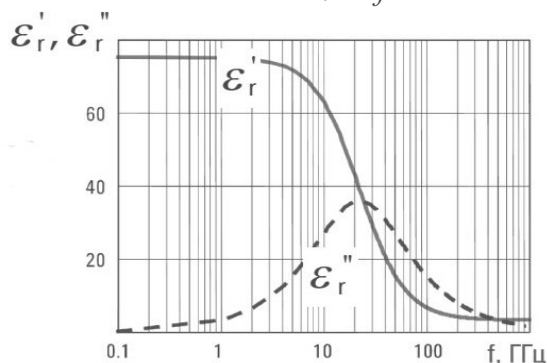


Рис. 6.2. Частотная зависимость комплексной диэлектрической проницаемости воды

Здесь $\epsilon_s = \epsilon(0)$ — значение проницаемости на низкой частоте, близкой к нулю; $\epsilon_{\infty} = \epsilon(\infty)$ — проницаемость на высокой («оптической») частоте. Для во-

ды при температуре 30°C: $\epsilon_s = 72.5$, $\epsilon_\infty = 4.9$. Время релаксации диэлектрика τ — это время, за которое диполи вещества успевают сориентироваться в направлении приложенного электрического поля. Обратная величина — частота релаксации: $f_\tau = 1/(2\pi\tau)$. Для воды она равна примерно 22 ГГц. При частотах ниже частоты релаксации ориентация диполей вещества не отстаёт от изменений поля. Потери в веществе постепенно возрастают по мере приближения частоты к частоте релаксации. Выше частоты релаксации (на которой потери максимальны) ϵ' и ϵ'' уменьшаются. Электрическое поле меняется слишком быстро, чтобы повлиять на дипольное вращение. Ориентационная поляризация диэлектрика исчезает. В различных материалах проявляются и другие законы изменения поляризации (ионная, атомная, электронная).

Исследование материалов в разных частотных диапазонах требует использования отличающихся друг от друга методов и средств измерения их диэлектрических свойств. Все методы измерения параметров диэлектриков на СВЧ можно условно разделить на несколько групп: резонаторные методы, методы линии передачи, или фидерные (волноводные и коаксиальные), методы измерения в свободном пространстве, рефлектометрический метод коаксиального пробника. Традиционные методы, основанные на измерении емкости и добротности конденсатора с исследуемым диэлектриком, используют в области относительно низких частот (до нескольких сотен МГц).

6.2. Резонаторный метод

Наиболее точным способом измерения параметров диэлектриков с малыми потерями является резонаторный метод. Измерение этим методом является косвенным и включает несколько этапов. На первом измеряют резонансную частоту f_1 и добротность резонатора Q_1 без диэлектрика. На втором этапе в резонатор помещают образец исследуемого вещества и опять измеряют резонансную частоту $f_2 < f_1$ и добротность $Q_2 < Q_1$. При этом используют перестройку генератора, что в ряде случаев (особенно при большой диэлектрической проницаемости) снижает точность за счёт погрешности градуировки генератора. Другой вариант — одночастотные измерения. В этом случае измеряют не сдвиг частоты генератора, а настройку в резонанс предварительно откалиброванного резонатора (без диэлектрика и с диэлектриком). Этот метод менее удобен — требуется предварительная градуировка резонатора и прецизионный измеритель перемещения его органа перестройки.

Расчётный этап резонансного метода включает обработку опытных данных (f_1, f_2 и Q_1, Q_2) на основе предварительно выполненного электродинамического анализа резонатора. В результате определяют искомые значения ϵ' и $\text{tg}\delta$. Применяют в основном две разновидности методики обработки результатов резонаторных измерений.

Первая основана на методе малых возмущений и предусматривает размещение в резонаторе (с объёмом V_0) небольшого объёма исследуемого веще-

ства: ΔV ($\Delta V \ll V_0$). Расчёт параметров диэлектрика затем производят на основе формул малого возмущения резонатора. При условии $\Delta V \ll V_0$ справедливы следующие приближения:

- поле в резонаторе и запасённая энергия практически не меняются при введении образца. Поле внутри образца однородно;
- потери в стенках резонатора при введении образца остаются постоянными;
- резонансная частота при введении образца меняется незначительно, поэтому добротность резонатора измеряется практически на одной и той же частоте.

При этих приближениях метод возмущений даёт следующие расчётные формулы, связывающие опытные данные с параметрами диэлектрика:

$$\frac{f_1 - f_2}{f_2} = A(\epsilon' - 1) \frac{\Delta V}{V_0}, \quad \frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1} = B\epsilon'' \frac{\Delta V}{V_0}.$$

Здесь A и B — коэффициенты, учитывающие тип резонатора, вид колебания и геометрию образца. Их определяют обычно экспериментально — калибровкой по эталонным образцам диэлектрика с известными параметрами.

В качестве примера рассмотрим измерительную установку с цилиндрическим объёмным резонатором с колебанием E010 (рис. 6.3). Такой тип резонатора рекомендован ГОСТ 27496.2-87 (МЭК 377-2-77) для измерения образцов диэлектрика в виде тонких стержней, вставляемых вертикально в центр резонатора вдоль линий электрического поля. Резонансная частота и длина волны для колебания E010 зависят только от радиуса резонатора R :

$$f_0 = c \frac{2.404}{2\pi R} = \frac{c}{2.61R}, \quad \lambda_0 = 2.61R.$$

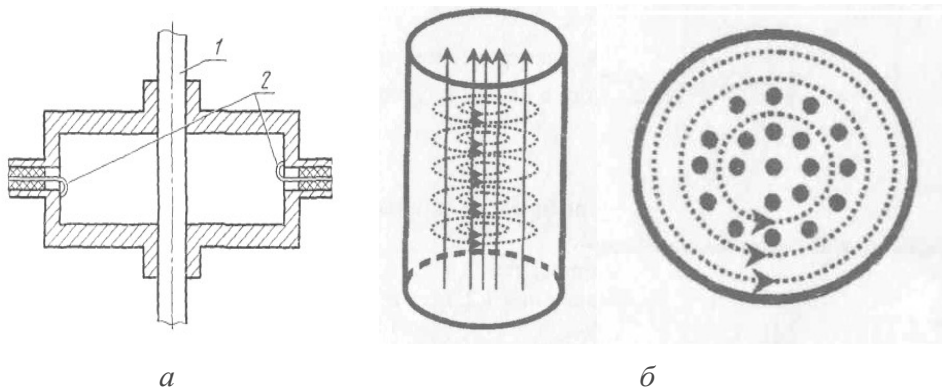


Рис. 6.3. Цилиндрический резонатор с колебанием E010:
a — внешний вид: 1 — диэлектрический стержень, 2 — петли связи;
б — структура поля резонатора.

Расчётные формулы метода малого возмущения для такого вида измерительной ячейки выглядят следующим образом:

$$\epsilon' = 1 + 0.539 \frac{f_1 - f_2}{f_2} \left(\frac{R}{r}\right)^2, \quad \text{tg} \delta = \frac{0.269}{\epsilon'} \left(\frac{R}{r}\right)^2 \left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}\right), \quad (6.1)$$

где $2R$ — диаметр резонатора; $2r$ — диаметр диэлектрического образца. Формулы (6.1) справедливы для тонких стержней при условии $r \leq \frac{R}{10\sqrt{\epsilon'}}$. Точность

данного метода при измерении $\epsilon' = 1.5 \dots 10$ порядка 1.5%, погрешность измерения фактора потерь в пределах $10^{-5} \dots 10^{-2}$ не более 20%.

Другая методика резонаторных измерений использует полное или частичное заполнение объёма резонатора исследуемым веществом. Преимущество резонаторов с полным заполнением диэлектриком — простая и более точная электродинамическая модель резонатора. Однако для твёрдых диэлектриков трудно обеспечить отсутствие зазоров между стенками и веществом, для жидких и сыпучих материалов не всегда просто реализовать однородность диэлектрика. Полное заполнение объёма резонатора при больших потерях в диэлектрике приводит к значительному снижению добротности, искажениям распределения поля и соответственно погрешностям измерения. В этом случае применяют частичное заполнение объёма резонатора (например, волноводный полуволновый резонатор с частичным заполнением сечения волновода). В этом случае необходимо иметь достаточно точную электродинамическую модель резонатора и решить обратную задачу для определения параметров диэлектрика.

На относительно низких частотах удобно использовать четвертьволновый коаксиальный резонатор с ёмкостной нагрузкой (рис. 6.4).

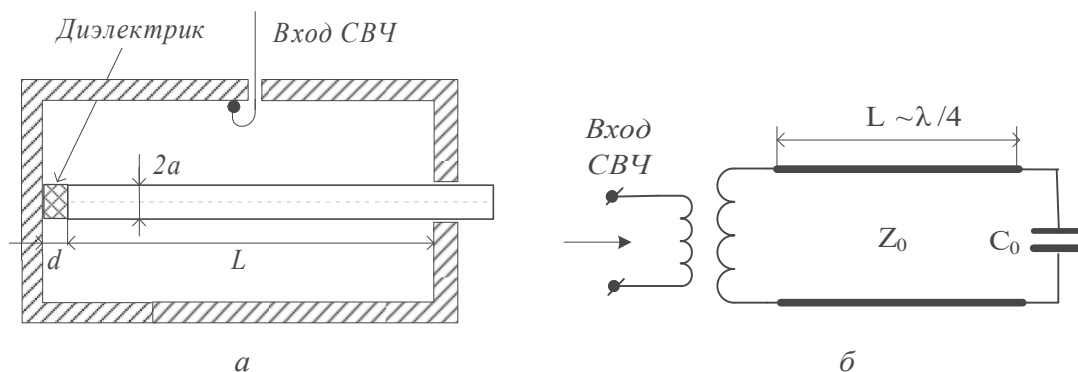


Рис. 6.4. Коаксиальный резонатор с ёмкостным зазором:
a — общий вид; *б* — эквивалентная схема.

Резонансная частота резонатора находится приравниванием входного сопротивления коаксиальной части и ёмкости зазора:

$$Z_0 \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi L}{\lambda} \right) = \frac{1}{2\pi c \cdot C_0}.$$

Здесь L — длина коаксиальной части резонатора; Z_0 — ее волновое сопротивление; c — скорость света. Для заданной длины волны практическая формула для расчёта требуемой длины резонатора выглядит так:

$$L = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \operatorname{arctg} \left(\frac{5.305\lambda[\text{см}]}{C_0[\text{пФ}] \cdot Z_0[\text{Ом}]} \right).$$

Торцевая ёмкость C_0 состоит из двух составляющих: ёмкости плоской части торца $C_{\text{пл}} = \frac{\varepsilon_0 \cdot \pi a^2}{d}$ и краевой ёмкости $C_{\text{кр}}$, значение которой берут из численного решения электростатической задачи. Здесь a — радиус диэлектрика, d — его толщина. Образец диэлектрика в виде тонкого диска помещают в ёмкостной зазор резонатора. Изменение торцевой ёмкости $C_{\text{пл}}$ снижает частоту резонанса. Таким образом резонансная частота f_1 (без диэлектрика) определяется ёмкостью $C_{01} = \frac{\varepsilon_0 \cdot \pi a^2}{d} + C_{\text{кр}}$, резонансная частота с диэлектриком f_2 — ёмкостью $C_{02} = \frac{\varepsilon' \varepsilon_0 \cdot \pi a^2}{d} + C_{\text{кр}}$. Для диэлектрика с потерями надо учесть активную проводимость торцевого конденсатора, влияющую на добротность резонатора.

Резонансный метод используют и для измерения параметров подложек микрополосковых линий передачи. На подложке формируют микрополосковые резонаторы, электродинамический анализ которых достаточно прост. Это может быть, например, полуволновой отрезок линии передачи, на концах которого реализуют режим холостого хода или короткого замыкания. Методика измерения в данном случае подобна описанной выше. Однако перестройка полосковых резонаторов затруднительна, поэтому оценка параметров диэлектрика проводится в отдельных частотных точках для различных длин резонатора.

На частотах миллиметрового диапазона использовать закрытые объёмные резонаторы затруднительно из-за их малых размеров. В этих случаях применяют размещение диэлектрика в открытых резонаторах. Также можно использовать данный метод для измерения материалов диэлектрических резонаторов. В этом случае образец исследуемого вещества представляет собой диэлектрический резонатор, обычно в виде тонкого диска или цилиндра. Его резонансная частота зависит от размеров образца и параметров диэлектрика.

Рассмотрим методы измерения резонансной частоты и добротности объёмных резонаторов. Наиболее подходит для этого векторный анализатор цепей, обеспечивающий достаточное разрешение по частоте и позволяющий получить частотные зависимости как модулей, так и аргументов комплексных элементов матрицы рассеяния резонатора. Однако для этих измерений можно использовать и скалярные измерители КСВН и ослабления. Они позволяют определить резонансную частоту и добротность по виду только АЧХ резонатора.

Возможны два способа включения резонатора в измерительный тракт: проходная схема (двухпортовое включение резонатора) и отражательная схема (однопортовое включение). Измерение «на проход» — более простой способ, не требующий использования направленных ответвителей. Коэффициент передачи резонатора в приближении малых расстроек может быть представлен в виде

$$|S_{21}(f)| = \frac{|S_{21}|_{f=f_0}}{\sqrt{1 + \left(2Q_n \frac{f - f_0}{f_0}\right)^2}}.$$

Методика измерения состоит в следующем: сначала определяют значение резонансной частоты по максимуму АЧХ. Затем находят две точки половинной мощности f_1 и f_2 , соответствующие спаду АЧХ до уровня 0.707 (-3 дБ относительно максимума). Отсюда находят добротность:

$$2Q_n \left| \frac{f_{1,2} - f_0}{f_0} \right| = 1, \quad Q_n = \frac{f_0}{f_2 - f_1}.$$

При высокой добротности ширина полосы пропускания резонатора может быть весьма малой. Например, для добротности 10 000 и частоте 10 ГГц ширина полосы составляет 1 МГц, что предъявляет жёсткие требования к точности установки частоты входного сигнала.

Отметим, что при включении резонатора «на проход» нагруженная добротность меньше, чем при однопортовом включении «на отражение». Поэтому для точных измерений рекомендуется измерять АЧХ коэффициента отражения (или КСВН) для резонатора с одним элементом связи. Для этого можно использовать недорогие панорамные скалярные измерители КСВН, рефлектометры с направленными ответвителями, измерительную линию и пр. Для увеличения нагруженной добротности резонатор должен быть со слабой связью (режим «недосвязи»). На рисунке 6.5 представлены две экспериментальные кривые АЧХ коэффициента отражения для резонатора без диэлектрика и с диэлектриком.

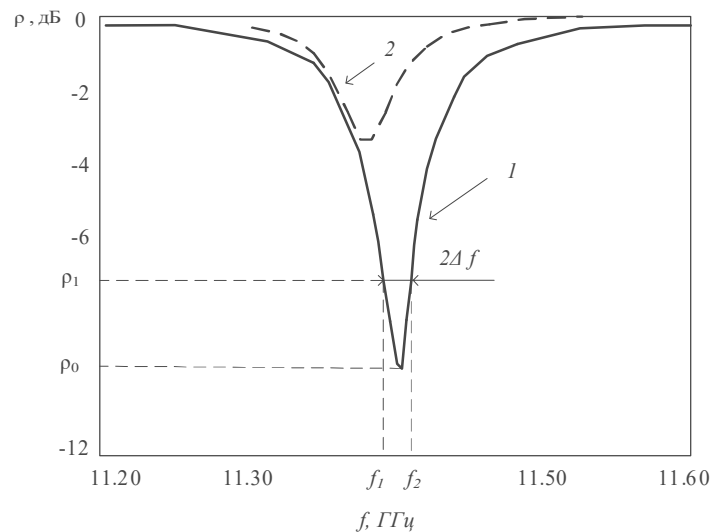


Рис. 6.5. АЧХ коэффициента отражения от резонатора:
1 — без диэлектрика; 2 — с диэлектриком.

Частотная зависимость входного сопротивления резонатора (импедансная характеристика) в приближении малых расстроек равна

$$Z_{\text{вх}}(f) = R_0 \left(1 + i2Q_0 \frac{\Delta f}{f_0} \right)^{-1} = R_0 \left(1 + i2Q_n \frac{\Delta f}{f_0} (1 + R_0) \right)^{-1}.$$

Траектория коэффициента отражения резонатора на круговой диаграмме представляет собой окружность (рис. 6.6).

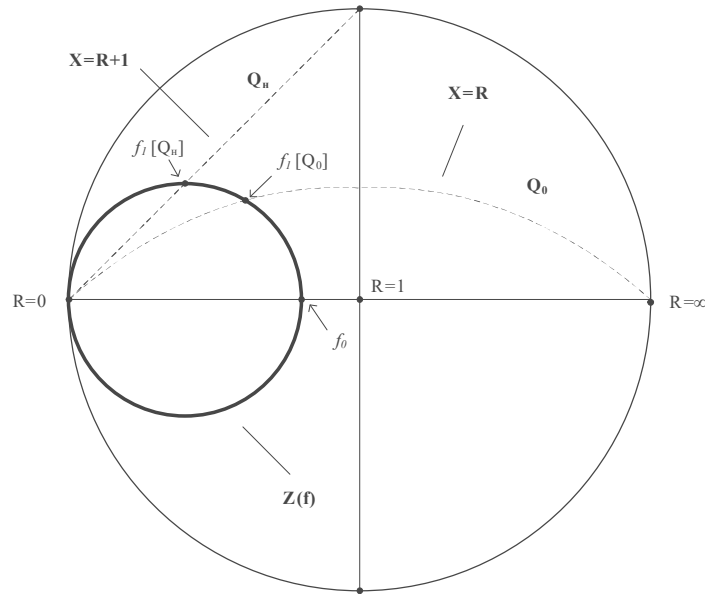


Рис. 6.6. Круговая диаграмма и окружность импеданса резонатора

Для малой связи резонатора с линией передачи (режим «недосвязи») окружность лежит слева от точки согласования. Она пересекает ось в точке резонанса f_0 . Коэффициент отражения на резонансной частоте по модулю $|\rho_0|$ минимален, а входное сопротивление меньше единицы:

$$Z_{\text{вх}}|_{f=f_0} = R_0 = \frac{1 - \rho_0}{1 + \rho_0} = \frac{1}{\text{КСВН}_0}.$$

Точки половинной мощности f_1, f_2 , ограничивающие полосу пропускания резонатора $f_1 - f_2 = 2\Delta f$ (см. рис. 6.5), соответствуют равенству $X_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}$ для случая собственной добротности резонатора Q_0 и $X_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + 1$ для нагруженной добротности Q_n . Эти точки располагаются в местах пересечения графика импедансной характеристики и графиков указанных выше равенств (зависимостей вещественной и мнимой частей комплексного сопротивления от R_0). Для собственной добротности это дуга, соединяющая точки холостого хода и короткого замыкания круговой диаграммы. Для нагруженной добротности — это прямая линия, соединяющая точку короткого замыкания и единичную точку на мнимой оси. Для второй точки половинной мощности аналогичное построение делается симметрично в нижней полуплоскости круговой диаграммы.

Из диаграммы на рисунке 6.6 видно, что при изменении частоты фаза коэффициента отражения от резонатора меняется незначительно. В то же время модуль коэффициента отражения (и КСВН) имеет резкую зависимость от частоты. Поэтому целесообразно для определения полосы пропускания использовать измерения только КСВН. Методика измерений не отличается от случая измерения «на проход». Сначала находим частоту резонанса по минимальному $\text{КСВН} = \text{КСВН}_0 = \frac{1 + |\rho_0|}{1 - |\rho_0|}$. Затем ищем частоты f_1, f_2 , соответствующие точкам половинной мощности по модулю коэффициента отражения:

$$|\rho_{1,2}| = \frac{\sqrt{1 + \text{КСВН}_0^2}}{(1 + \text{КСВН}_0)}, \quad (6.2)$$

или по КСВН

$$\text{КСВН}_{1,2} = \frac{(1 + \text{КСВН}_0) + \sqrt{1 + \text{КСВН}_0^2}}{(1 + \text{КСВН}_0) - \sqrt{1 + \text{КСВН}_0^2}}. \quad (6.3)$$

Например, если в минимуме АЧХ $\text{КСВН}_0 = 2$ ($\rho_0 = 0.33$), то измерение полосы пропускания надо выполнять по уровню

$$\text{КСВН}_{1,2} = 6.854 \quad (\rho_{1,2} = 0.745).$$

Формулы (6.2)–(6.3) справедливы для рассмотренного выше режима «недосвязи» резонатора. Для очень малой связи резонатора с линией передачи ($\text{КСВН}_0 \gg 1$) приближённо $\text{КСВН}_{1,2} \approx 2\text{КСВН}_0$, и полосу пропускания можно измерять по точкам «удвоенного минимума».

Нагруженную и собственную добротности резонатора рассчитывают по следующим формулам:

$$Q_n = \frac{f_0}{|f_2 - f_1|} = \frac{f_0}{2\Delta f}, \quad Q_0 = Q_n(1 + R_0).$$

Сформулируем краткие выводы по резонансному методу измерения параметров диэлектриков.

Достоинства: высокая точность, лучший метод для измерения малых потерь. Подходит для измерения параметров подложек микрополосковых линий передачи. Позволяет работать с различными размерами образцов. Высокая чувствительность и точность резонансного метода определяют его широкое применение для прецизионных измерений.

Недостатки: одночастотность, сложность и дороговизна изготовления резонаторов с большой добротностью. Метод малопригоден для веществ с большими потерями. Возникают проблемы измерения высоких значений добротности. Требуется высокая точность установки частоты генератора и ее стабильность.

6.3. Метод линии передачи

Более простыми, но менее точными являются методы, основанные на исследовании образца диэлектрика, размещённого в линии передачи (коаксиальной или волноводной). Метод линии передачи (*англ.* transmission/reflection method) в литературе иногда называют фидерным или волноводным методом. Измерительная ячейка представляет собой отрезок линии передачи, в которой размещают образец исследуемого диэлектрика. В различных вариантах метода опытным путём определяют либо всю комплексную матрицу рассеяния измерительной ячейки (коэффициент отражения, коэффициент передачи), либо отдельные ее параметры (вносимый фазовый сдвиг, ослабление и пр.). Искомые значения диэлектрической проницаемости затем определяют расчётным путём. К достоинствам метода линии передачи следует отнести простоту реализации,

несложность изготовления измерительной ячейки, возможность применения стандартного оборудования и методик измерения. Метод линии передачи подходит и для измерения магнитной проницаемости. Однако он имеет невысокую точность измерения $\text{tg}\delta$ диэлектриков с малыми потерями.

Фидерный метод заключается в следующем. Исследуемое вещество вводят в измерительную ячейку, образованную отрезком линии передачи. Коаксиальные ячейки применяют от сотен МГц для десятков ГГц. На более высоких частотах применяют волноводные измерительные ячейки на каждый типоразмер волновода вплоть до диапазона миллиметровых волн. В диапазоне КВЧ трудно использовать волноводные ячейки из-за малости поперечного сечения волновода — там используют измерения в свободном пространстве.

Затем проводят определение электродинамических параметров диэлектрической неоднородности. Имея теоретическую модель измерительной ячейки, на основании известных зависимостей ее параметров от свойств диэлектрика рассчитывают искомые ϵ и $\text{tg}\delta$. Чаще всего измерения проводят в два этапа — для ячейки без диэлектрика (калибровка ячейки) и с диэлектриком.

Способы измерения электродинамических параметров диэлектрической неоднородности в линии передачи можно разделить на два вида. Один из них — исследование распределения поля вдоль линии передачи, заполненной исследуемым диэлектриком с помощью перемещающегося зонда (например, в измерительной линии). Измеряя длину волны в линии и распределение амплитуды поля, можно определить комплексную постоянную распространения, несущую информацию о ϵ и $\text{tg}\delta$ исследуемого вещества. Такие измерения достаточно трудоёмки и неоперативны, поэтому применяются редко.

Другое направление метода — измерение элементов матрицы рассеяния ячейки с веществом с помощью СВЧ-амплифазометров или векторных анализаторов цепей. В соответствии с типом измерительной ячейки можно выделить два варианта метода. Первый — измерение всех параметров рассеяния образца (как коэффициентов отражения, так и коэффициентов передачи). Измерительная ячейка в этом случае имеет два соединительных разъёма, ее эквивалентная схема соответствует двухпортовому узлу. Такой вариант можно назвать проходным методом. Он позволяет увеличить точность за счёт использования более полной информации о неоднородности. Вторым вариантом предполагается использование измерительной ячейки в виде оконечной нагрузки, описываемой только комплексным коэффициентом отражения. Такой вариант будем называть отражательным методом. Этот метод нашёл широкое применение из-за простоты конструкции измерительной установки.

Проходные измерительные ячейки представляют собой отрезок линии передачи (обычно стандартного сечения), на некоторой длине полностью или частично заполняемый исследуемым веществом. Для жидких и сыпучих диэлектриков на стыках пустого и заполненного участков предусматривают герметизирующие малоотражающие окна. Частичное заполнение коаксиальных линий обычно не применяют из-за сложности конструкции; в волноводных устройствах частичное заполнение и соответственно малый объем диэлектрика

позволяют улучшить однородность исследуемого вещества и избежать появления высших мод поля волновода.

В отражательном методе используют разнообразные конструкции коаксиальных и волноводных измерительных ячеек. Например, предусматривают размещение исследуемого вещества в сосредоточенной емкости, образованной торцом центрального проводника коаксиальной линии и короткозамыкателем (аналогично четвертьволновому резонатору на рис. 6.4*a*). Для случая больших потерь в диэлектрике используют «бесконечную» нагрузку — отрезок, заполненный исследуемым веществом с длиной, достаточной для полного затухания волны. При измерении параметров жидкостей используют размещение в диэлектрике передвигаемого короткозамыкателя, что увеличивает возможности регулировки длины измерительной ячейки.

Методика измерений включает несколько этапов. Вещество размещают в ячейке и проводят измерение коэффициента отражения (отражательный метод) и коэффициента передачи (проходной метод). Затем по разработанной заранее электродинамической модели измерительной ячейки проводят обработку опытных данных и получают ε и $\operatorname{tg}\delta$. Для этого используют различные расчётные алгоритмы, которые должны быть устойчивы к возможным погрешностям экспериментальных данных. Большое значение для точности расчётов имеет правильный выбор длины образца, вида оконечной нагрузки, частотного диапазона и пр. Часто параметры ячейки точно определить не удаётся. Тогда на этапе разработки модели предусматривают процедуру калибровки ячейки по образцам известного диэлектрика. Как правило, это необходимо делать для пустой ячейки (калибровка «холостого хода»). Для повышения точности используют также дополнительную калибровку ячейки по эталонному веществу. Для такой калибровки часто используют жидкие диэлектрики с известными параметрами — например, дистиллированная вода и спирты (этанол, метанол).

Рассмотрим более подробно волноводный вариант метода линии передачи. Он наиболее подходит для исследования твёрдых диэлектриков в сантиметровом и миллиметровом диапазоне длин волн.

6.4. Волноводный метод измерения параметров диэлектриков

Волноводный метод как разновидность фидерного метода использует измерительную ячейку в виде отрезка прямоугольного (реже круглого) волновода. Его обычно применяют в диапазоне длин волн от 10 см до 5 мм. На более коротких волнах применение волноводов становится нецелесообразным из-за чрезмерного уменьшения размеров образцов. Также нерационально применение волноводов на более длинных волнах (> 10 см) из-за больших размеров ячейки. Другая проблема волноводного метода при исследовании веществ с большой диэлектрической проницаемостью — возможность возникновения волн высших типов в измерительной ячейке. Это вносит серьёзные погрешности в расчётную модель ячейки. В этом случае приходится применять частичное заполнение сечения волновода, что усложняет электродинамический расчёт и снижает точность получаемых результатов.

Требования к точности изготовления образца материала в волноводном методе достаточно высоки. Материал должен заполнять все сечение волновода, без щелей между образцом и стенками, иметь ровные гладкие поверхности, перпендикулярные продольной оси ячейки. Требуется обеспечить однородность образца по структуре, что сложно при его больших размерах.

Волноводная проходная измерительная ячейка может быть представлена в виде трех отрезков линий передачи. Центральный отрезок длиной L заполнен диэлектриком, два других — воздухом. Расчётная модель отрезка линии с диэлектриком включает три каскадно включённых четырёхполюсника. Это стыки линий с разными волновыми сопротивлениями, включёнными навстречу друг другу, и отрезок линии передачи с диэлектриком (рис. 6.7).

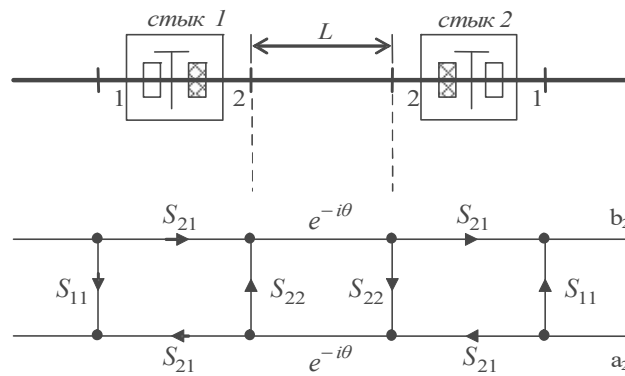


Рис. 6.7. Схема и направленный граф волноводной измерительной ячейки

Здесь $e^{-i\theta}$ — коэффициент передачи отрезка волновода с диэлектриком, имеющим относительную комплексную проницаемость: $\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon''$. Он имеет электрическую длину θ , связанную с физической длиной диэлектрического образца L через γ — постоянную распространения волны основного типа:

$$\theta = \gamma L, \quad \gamma = \beta - i\alpha, \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon' - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}, \quad \alpha = \frac{\pi\varepsilon''}{\lambda \sqrt{\varepsilon' - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} = \frac{\pi\varepsilon' \cdot \operatorname{tg}\delta}{\lambda \sqrt{\varepsilon' - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}.$$

Здесь β , α — коэффициент фазы и постоянная затухания волны в отрезке волновода с диэлектриком; k — постоянная распространения волны в свободном пространстве. S_{ij} — элементы матрицы рассеяния стыков пустого и заполненного волновода:

$$S_{11} = \frac{n-1}{n+1}, \quad S_{22} = -S_{11}, \quad S_{21} = \frac{2\sqrt{n}}{n+1}, \quad n = \frac{2\pi}{\lambda\beta} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}.$$

С помощью правила некасающегося контура из направленного графа получим расчётные формулы для коэффициента отражения ρ и коэффициента передачи τ измерительной ячейки:

$$\rho = S_{11} + \frac{S_{21}^2 e^{-2i\theta}}{1 - S_{22}^2 e^{-2i\theta}}, \quad \tau = \frac{S_{21}^2 e^{-i\theta}}{1 - S_{22}^2 e^{-2i\theta}}, \quad A = -20 \lg(\tau), \quad \varphi = \arg(\tau).$$

Методика измерения «на проход» следующая: сначала измеряют коэффициент передачи (ослабление A и аргумент τ) в пустом волноводе — без диэлектрика. Эти данные используют как опорные (нулевые) значения ослабления и фазового сдвига. Затем в волновод помещают диэлектрик и определяют изменения ослабления ΔA и фазового сдвига $\Delta\phi$ коэффициента передачи. Эти параметры содержат информацию о комплексной диэлектрической проницаемости, входящей в постоянную распространения γ . Их зависимость от частоты можно определить с помощью моделирования ячейки в пакете Microwave Office (рис. 6.8).

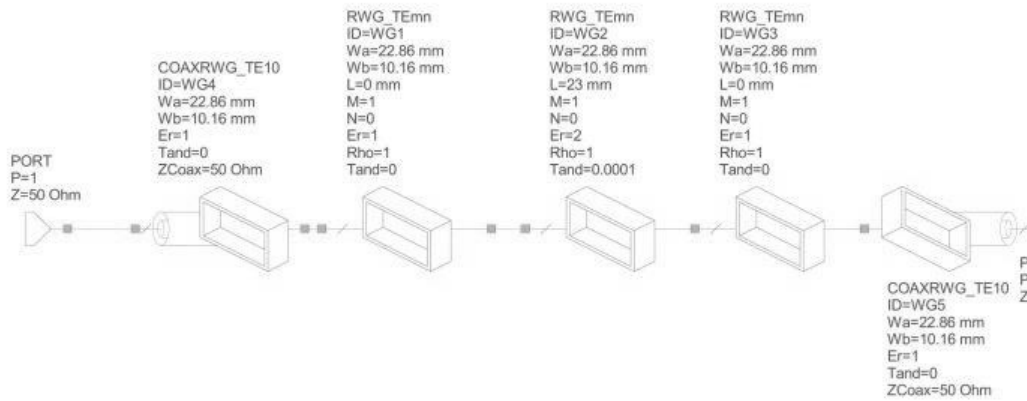


Рис. 6.8. Расчётная модель волноводной ячейки с диэлектриком

Три отрезка волновода (модель RWG_TEMn) соединены между собой. В настройках каждого элемента указываем используемое сечение волновода и тип волны (TE_{10}). В центральном отрезке задаём диэлектрическую проницаемость, фактор потерь и длину образца. Остальные два волноводных элемента представляем как отрезки волновода, заполненные воздухом с длиной, равной нулю. Для подключения измерительных портов используем стандартные идеальные модели коаксиально-волноводных переходов COAXRWG_TE10 с портами по 50 Ом. На рисунке 6.9 представлены результаты расчёта модуля коэффициента передачи τ и фазового сдвига для образца фторопласта с $\epsilon' = 2$, $\text{tg}\delta = 0.0001$ и $L = 23$ мм в диапазоне частот 8...12 ГГц (волновод 23×10 мм).

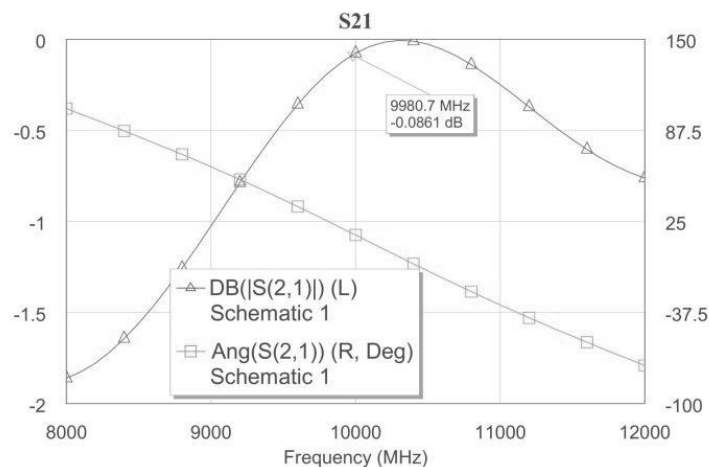


Рис. 6.9. Частотные характеристики ослабления и фазового сдвига ячейки с полным заполнением фторопластом

Для обработки данных измерений необходимо решить обратную задачу — по измеренным ослаблению $\Delta A(\varepsilon', \text{tg}\delta) = -20 \lg(|\tau|)$ и фазовому сдвигу $\Delta\varphi(\varepsilon', \text{tg}\delta) = \arg(\tau)$ найти искомые параметры диэлектрика ε' и $\text{tg}\delta$. Задача, таким образом, сводится к решению системы из двух нелинейных уравнений:

$$\Delta A(\varepsilon', \text{tg}\delta) = \Delta A_{\text{эксп}}, \quad \Delta\varphi(\varepsilon', \text{tg}\delta) = \Delta\varphi_{\text{эксп}},$$

которую можно свести к поиску минимума целевой функции:

$$(\Delta A(\varepsilon', \text{tg}\delta) - \Delta A_{\text{эксп}})^2 + (\Delta\varphi(\varepsilon', \text{tg}\delta) - \Delta\varphi_{\text{эксп}})^2 \Rightarrow 0. \quad (6.4)$$

Для решения этой задачи можно использовать различные пакеты математических методов. Рассмотрим в качестве примера использование функций решения нелинейных уравнений $\text{Find}(\varepsilon', \text{tg}\delta)$ и $\text{Minerr}(\varepsilon', \text{tg}\delta)$ пакета Mathcad. В случае диэлектриков с малыми потерями удобно использовать двухступенчатый алгоритм поиска решения. На первом шаге вводят экспериментально полученные вариации ослабления и фазового сдвига, а также начальное приближение для диэлектрической проницаемости и нулевой фактор потерь (исходная точка поиска). Далее осуществляется поиск первого приближения для значения диэлектрической проницаемости функцией Find . На втором шаге используют поиск минимума нелинейного уравнения (6.4) по двум координатам с помощью функции Minerr . В качестве начального приближения используется значение диэлектрической проницаемости, полученное на предыдущем этапе. Успешность поиска результата во многом зависит от удачного начального приближения и ограничений зоны поиска. Для диэлектриков с большими потерями первый шаг может не давать разумного приближения, поэтому его можно пропустить.

Указанный алгоритм для волноводного метода можно применить и для коаксиальных и полосковых линий — достаточно в уравнения для постоянной распространения подставить значения коэффициентов затухания и фазы для T -волны:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon'}, \quad \alpha = \frac{\pi\varepsilon' \cdot \text{tg}\delta}{\lambda\sqrt{\varepsilon'}}.$$

Сформулируем краткие выводы по волноводному методу.

Достоинства: простота изготовления измерительной ячейки, широкий диапазон частот применимости метода, достаточно высокая точность измерения для материалов с потерями.

Недостатки: необходимость иметь набор волноводных ячеек с различным сечением, требуется высокая точность изготовления образца, низкая точность измерения малых потерь, невозможность неразрушающего контроля параметров диэлектрика.

6.5. Измерение параметров диэлектриков в свободном пространстве

Методы, в которых используются волны в свободном пространстве, отличаются от метода линии передачи в основном конструкцией измерительной ячейки. Она содержит две рупорные антенны и держатель диэлектрического образца (рис. 6.10).

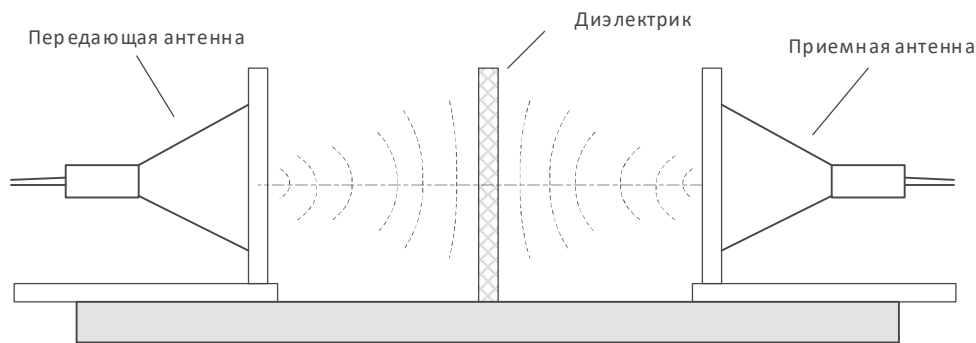


Рис. 6.10. Схема измерений параметров диэлектрика в свободном пространстве

Электродинамическая модель такой системы более сложная, чем у волноводной ячейки, однако процедура проведения измерений и обработки опытных данных (коэффициента передачи и коэффициента отражения) принципиально не отличается от рассмотренного выше волноводного метода.

Теоретическая модель измерительной ячейки основана на расчёте падения, отражения и прохождения плоской волны в свободном пространстве через слой диэлектрика. Для применимости такой модели требуется выполнить ряд условий:

- диэлектрик должен располагаться в дальней зоне рупорных антенн.

То есть расстояние от антенн до диэлектрика должно быть не менее $\frac{2D^2}{\lambda}$, где

D — размер апертуры рупора. Это требование может быть серьёзным препятствием для измерения на низких частотах СВЧ-диапазона;

- образец должен иметь параллельные грани (плоскости) и установлен строго перпендикулярно направлению луча антенн;

- размер образца должен перекрывать активную часть луча антенны, это требует достаточно узкой диаграммы направленности рупоров;

- толщина образца должна обеспечивать необходимый для точных измерений фазовый набег (не менее $20...30^\circ$);

- для диэлектрика с малыми потерями толщину образца необходимо увеличивать (не менее одной-двух длин волн);

- размеры рупоров надо выбирать путём компромисса между требуемой шириной диаграммы направленности и возможностью паразитных переотражений от раскрытия.

В миллиметровом диапазоне волн большое значение имеет стабильное крепление образца. Вибрация и смещение его по координатам приводят к значительным погрешностям. В этом случае используют более сложную схему с наклонным падением волны на диэлектрик (рис. 6.11).

Стабильное расположение образца обеспечивают его фиксацией на плоской металлической подложке. Изменение угла падения α даёт ещё одну степень свободы и позволяет получить дополнительный массив опытных данных. При перемещении рупоров необходимо поддерживать одинаковое расстояние от рупоров до образца. Следует учесть, что волна, отражённая от металлической подложки, может попадать в приёмный рупор и существенно исказит результат измерения.

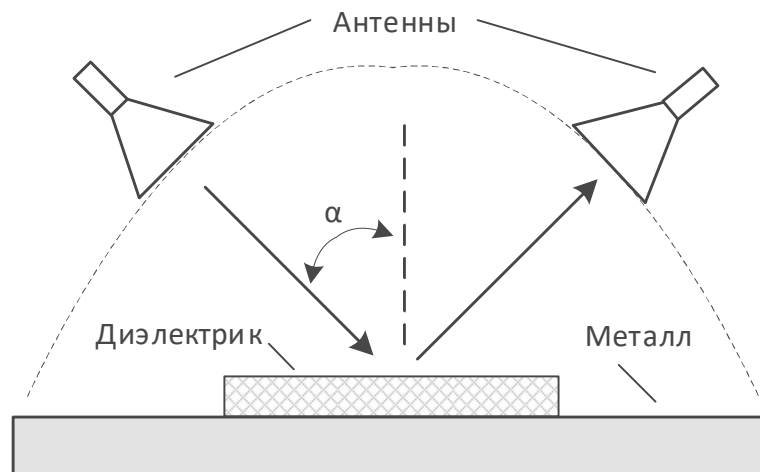


Рис. 6.11. Наклонная схема измерения параметров диэлектрика

Для точных измерений, кроме обычной калибровки векторного анализатора, требуется провести калибровку антенной системы. Обычно используют три эталонных измерения — «на проход», на отражение и на согласованную нагрузку. Калибровку «на проход» делают при пустом пространстве между рупорами. В качестве образцового короткозамыкателя используют металлическую пластину. Ее размер должен превышать размер исследуемого образца. Для проведения калибровки по согласованной нагрузке используют слой поглотителя, располагаемый между рупорами. Такая калибровка называется TRM (Thru-Reflect-Match). Нагрузку холостого хода здесь применить нельзя.

К недостаткам такого способа калибровки можно отнести трудность реализации широкополосной согласованной нагрузки с удовлетворительными характеристиками. Поэтому получил распространение другой вариант калибровки, в котором измерения по согласованной нагрузке заменены калибровкой по известному эталонному отрезку линии передачи. Для свободного пространства его реализуют точно измеренным сдвигом приёмной антенны. Такая калибровка носит название TRL (Thru-Reflect-Line).

В дополнение к калибровке для увеличения точности измерений используют стробирование сигналов во временной области (измерения в импульсном режиме). При этом удаётся частично избавиться от влияния паразитных переотражений от рупоров и другой оснастки измерительной ячейки. Такой режим используют совместно с анализаторами Keysight PNA (программное обеспечение 85071E). Эта процедура калибровки называется GRL (Gated Reflect-Line); она уменьшает затраты, связанные с методами калибровки типа TRM и TRL.

Приведём основные характеристики метода свободного пространства.

Достоинства: простота изготовления измерительной ячейки, широкий диапазон частот, в котором можно использовать метод (вплоть до частот 175 ГГц). Достаточно высокая точность измерения для материалов со средними и большими потерями. Метод бесконтактный и неразрушающий. Возможно применение нагрева и охлаждения исследуемого образца в процессе измерений для исследования температурных зависимостей вещества. Этот метод подходит для исследования анизотропных диэлектриков, так как легко меняется поляри-

зация антенн. Метод применим и для измерения магнитных материалов, а также для измерения свойств радиопрозрачных и радиопоглощающих покрытий.

Недостатки: жёсткие требования к точности изготовления образца — к параллельности его граней, однородности материала. Размер образца должен быть таким, чтобы перекрывать основную часть луча рупорных антенн. Требуется обеспечить точную перпендикулярность образца оси рупоров, что на высоких частотах вызывает проблемы. Метод не обеспечивает точность измерения малых потерь, особенно в тонких образцах.

6.6. Метод торцевого коаксиального датчика

Для исследования диэлектрических свойств разных веществ наряду с волноводным методом широко применяют измерения с торцевым коаксиальным датчиком в виде открытого конца коаксиальной линии (*англ.* open-end line) (рис. 6.12).

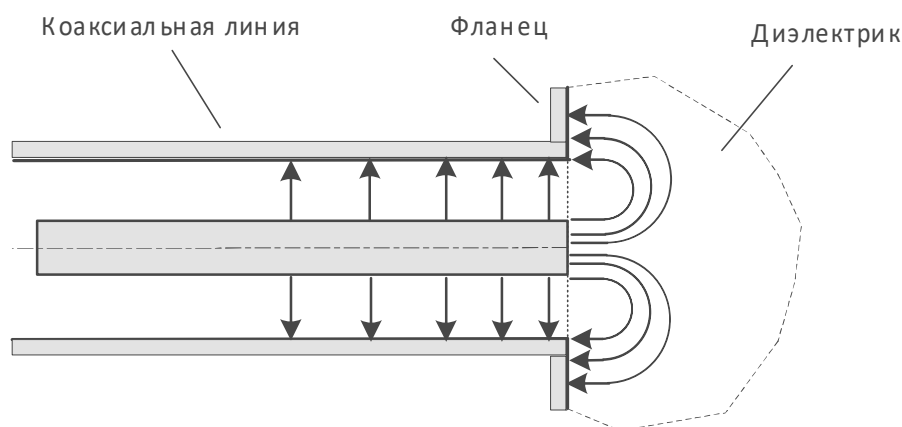


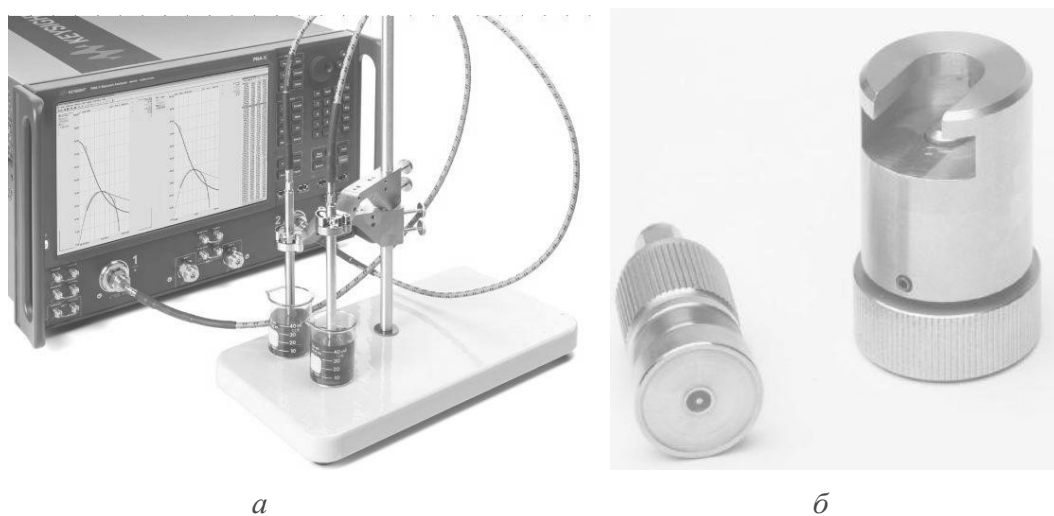
Рис. 6.12. Коаксиальный торцевой датчик

Свойства материала измеряют, погружая датчик в жидкость или порошок исследуемого вещества. Для твёрдых веществ датчик помещают на плоской поверхности материала. Структура полей на конце пробника при контакте с веществом искажается. Меняется комплексный коэффициент отражения от датчика. Фиксируя это изменение, расчётным путём определяют параметры диэлектрика. Датчики такого типа предельно просты по конструкции, достаточно широкополосны. Выбором диаметра датчика удаётся перекрывать частотный диапазон вплоть до 40...50 ГГц. Простота конструкции, однако, требует довольно детального электродинамического анализа датчика для разработки алгоритма определения параметров диэлектрика по измеренным значениям коэффициента отражения.

Типовая измерительная система, использующая метод коаксиального датчика, состоит из векторного анализатора цепей, коаксиального датчика и программного обеспечения для обработки опытных данных. Конструкция датчика во многом определяет качественные параметры всей методики.

Так, в измерительном комплексе Keysight N1501A, показанном на рисунке 6.13а, могут быть использованы длинные коаксиальные датчики (зонды) для

исследования жидких и порошкообразных диэлектриков. Малый диаметр датчиков позволяет легко погружать их в топливные баки, камеры для химических реакций или в другие емкости с небольшими отверстиями. На рисунке 6.13б показан короткий (порядка 35 мм) высокотемпературный коаксиальный датчик, используемый в этом же комплексе. Обладая прочной конструкцией, он имеет герметичный металлоглазанный спай, что делает его устойчивым к коррозирующим и абразивным химическим веществам. Пробник выдерживает применение его в широком диапазоне температур от -40 до 200°C . Большой фланец позволяет измерять также свойства твердых материалов с плоской поверхностью.



а

б

Рис. 6.13. Измерительная установка для исследования жидких диэлектриков KeysightN1501A:
 а — измерение параметров жидких диэлектриков с тонкими зондами;
 б — высокотемпературный датчик Keysight 85070E с короткозамыкателем для его калибровки.

Перед проведением измерений должна быть проведена калибровка коаксиального датчика во всем частотном диапазоне. Калибровка существенно уменьшает систематические составляющие погрешности, которые могут присутствовать при измерении коэффициента отражения. Для калибровки обычно используют три меры — холостой ход (датчик без диэлектрика), короткозамыкающее устройство (индивидуальное для каждого пробника) и жидкость с известными параметрами (чаще всего используют дистиллированную деионизированную воду).

Указанные длинные зонды-датчики совместимы с анализаторами цепей производства компании Keysight Technologies и применяются в диапазоне от 500 МГц до 50 ГГц (диаметры датчиков 10 и 2.2 мм). Высокотемпературный пробник (рис. 6.11б) имеет частотный диапазон 200 МГц...20 ГГц.

Для жидких и порошкообразных диэлектриков может оказаться полезным датчик с открытым концом коаксиальной линии, нагруженный на отрезок круглого волновода (рис. 6.14).

Рассмотрим конструкцию датчика, предназначенного для работы в диапазоне до 10 ГГц. Она включает отрезок коаксиальной линии длиной L_1 , являющийся контейнером для исследуемого материала. Диаметр контейнера равен диаметру стандартной коаксиальной линии $2 \cdot r_2 = 16$ мм, внутренний провод-

ник имеет диаметр $2 \cdot r_1 = 7$ мм. Для уменьшения искажения поля внутренний проводник скруглён на конце. В датчик входит также соединитель, состоящий из разъёма с фторопластовой шайбой длиной $L3$ и опорной втулки длиной $L2$. Размеры шайбы и втулки подобраны так, чтобы волновое сопротивление разъёмной части равнялось бы стандартному значению 50 Ом. Для уменьшения погрешности измерения потерь целесообразно увеличивать длину контейнера $L1$. Однако это ограничено точностью центровки внутреннего проводника, укрепленного на одной опоре $L2$ соединителя.

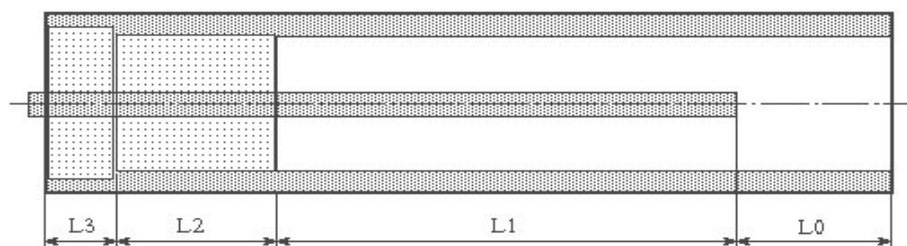


Рис. 6.14. Датчик для измерения параметров жидких и сыпучих диэлектриков

Остальная часть контейнера длиной $L0$ представляет собой отрезок за-предельного круглого волновода с ёмкостным характером входного импеданса. Размеры круглого волновода должны обеспечить отсутствие распространяющихся волн TM_{01} и TE_{11} (с учётом свойств заполняющего его вещества). Конец волновода оставляют открытым, что позволяет легко заполнять датчик жидким или сыпучим диэлектриком, а также производить очистку контейнера.

Влияние внешней среды на результаты измерения практически отсутствует, так как поле не выходит за пределы датчика, экспоненциально затухая в круглом волноводе. Оценка минимальной длины круглого волновода $L0$ может быть сделана путём расчёта постоянной распространения низших волн круглого волновода TM_{01} и TE_{11} . Последний тип поля возникает только при несимметричности контейнера, однако он имеет наименьшую критическую частоту. Для указанных типов колебаний критические длины волн определяются радиусом волновода r_2 и равны $\lambda_{кр} = 2.613 \cdot r_2 \sqrt{\epsilon'}$ (TM_{01}) и $\lambda_{кр} = 3.413 \cdot r_2 \sqrt{\epsilon'}$ (TE_{11}). Соответствующие критические частоты составляют величины $f_{кр} = 4.54$ ГГц (TM_{01}) и $f_{кр} = 3.47$ ГГц (TE_{11}). Постоянные распространения этих типов волн на частотах ниже критических мнимых:

$$\gamma_0 = i \cdot \sqrt{(2\pi/\lambda)^2 - (2\pi/\lambda_{кр})^2}.$$

Для примера оценим минимальную длину волноводной части контейнера, при которой влияние свободного пространства на результаты измерения пренебрежимо мало. Зададимся величиной ослабления амплитуды двух низших мод волновода, равной квадрату $e = 2.71$ (что составляет значение порядка 17 дБ). Тогда минимальная длина $L_{0min} = 2/\gamma_0$ и составляет на частоте 1000 МГц при $\epsilon' = 10$ следующие значения: $L_{0min} = 29.35$ мм (TM_{01}) и $L_{0min} = 66.5$ мм (TE_{11}). Практически следует ориентироваться на первую цифру, так как амплитуда волны TE_{11} мала для осесимметричного контейнера.

При заполнении контейнера диэлектриком меняется коэффициент отражения на стыке датчика и втулки L_2 , изменяются электрическая длина контейнера ($\theta = \gamma \cdot L_1$) и концевая емкость C_0 . Измеряя коэффициенты отражения на входе пустого и заполненного диэлектриком контейнера, расчётным путём определяют параметры исследуемого вещества.

Расчётная модель измерительной ячейки представлена на рисунке 6.15.

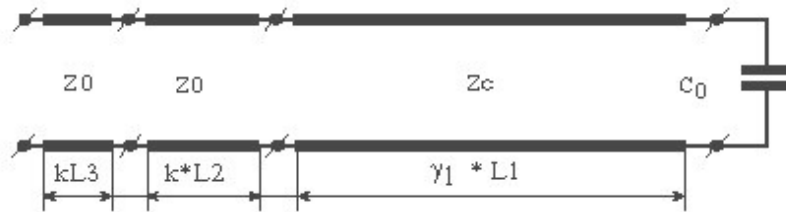


Рис. 6.15. Эквивалентная схема коаксиального датчика

Она представляет собой каскадное соединение отрезков линии передачи. Нагрузкой является емкость C_0 , отражающая входной импеданс запредельного волновода. Отрезки L_2 и L_3 имеют стандартное волновое сопротивление; стык отрезков L_2 – L_3 является неотражающим. Стык отрезков L_1 – L_2 при заполнении контейнера диэлектриком описывается матрицей рассеяния $[S_r]$. Отрезок линии с диэлектриком имеет электрическую длину $\theta_1 = \gamma_1 \cdot L_1$, в общем случае комплексную. Оконечная емкость может быть рассчитана по формуле, полученной в квазистатическом приближении:

$$C_0 = 2\pi \cdot r_2 (3.6242 + 8.8975 \cdot (r_2 / \lambda)^{1.9} + 353.7 \cdot (r_2 / \lambda)^{4.887}) \cdot 10^{-3}, \text{ пФ.} \quad (6.5)$$

В дальнейшем удобнее вместо емкости использовать эквивалентное удлинение линии L_1 до сечения холостого хода:

$$\Delta L_1 = \frac{\lambda}{2\pi} \arctg(2\pi f \cdot Z_0 C_0). \quad (6.6)$$

Для пустого контейнера $Z_0 = 50$ Ом и на частоте 1000 МГц эквивалентное удлинение составляет 2.72 мм. Учтём дополнительно, что закругление центрального проводника эквивалентно некоторому его укорочению $\delta L_{1\text{экв}}$. Расчётная формула для него получена путём сравнения статической ёмкостей соответствующих проводников:

$$\delta L_{1\text{экв}} = 0.42 \cdot r_1.$$

Таким образом, эквивалентная длина контейнера составляет

$$L_{1\text{экв}} = L_1 + \Delta L_1 - \delta L_2 = 56.25 \text{ мм.}$$

Входной коэффициент отражения можно рассчитать методами теории цепей СВЧ (например, методом направленных графов). Электрическая длина отрезка линии с диэлектриком равна

$$\theta_1 = \gamma_1 \cdot L_{1\text{экв}} = 2\pi \sqrt{\epsilon} (L_1 + \Delta L_1 + \delta L_1) / \lambda - i\alpha L_1, \quad (6.7)$$

где α — коэффициент затухания, обусловленный потерями в стенках; $\epsilon = \epsilon'(1 - i \cdot \text{tg}\delta)$ — комплексная относительная диэлектрическая проницаемость исследуемого вещества. Величина α для коаксиальной линии определяется формулой

$$\alpha = \sqrt{\frac{2\pi f \cdot \mu_0}{2\sigma}} \cdot \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2}\right) / 4\pi Z_0 = 5.48 \cdot 10^{-3} \text{ 1/м.} \quad (6.8)$$

Здесь σ — проводимость металла (для меди $\sigma = 5.7 \cdot 10^7$ См/м). Комплексное волновое сопротивление контейнера равно $Z_c = Z_0 / \sqrt{\epsilon}$, а элементы матрицы рассеяния стыка линий $L1-L2$ выглядят следующим образом:

$$S_{11r} = -S_{22r} = \frac{n-1}{n+1}, \quad S_{21r} = S_{12r} = \frac{2\sqrt{n}}{n+1}, \quad (6.9)$$

где обозначено $n = Z_c / Z_0$. Коэффициент отражения от контейнера (в плоскости $L1-L2$) получим из направленного графа методом некасающегося контура:

$$\rho = S_{11r} + \frac{S_{21r}^2 \exp(-2\theta_1)}{1 - S_{22r} \exp(-2\theta_1)}. \quad (6.10)$$

Входной коэффициент отражения измерительной ячейки в целом должен учитывать фазовый набег $\Delta\varphi$ на отрезках $L2, L3$, заполненных фторопластом ($\epsilon'_\phi = 2.28$):

$$\rho_{\text{вх}} = S_{11} \exp(-2\Delta\varphi); \quad \Delta\varphi = 2\pi \sqrt{\epsilon'_\phi} \cdot (L_2 + L_3) / \lambda. \quad (6.11)$$

Измеряемые (опытные) данные — это КСВН (или модуль коэффициента отражения $|\rho_{\text{вх}}|$) и фаза коэффициента отражения $\arg(\rho_{\text{вх}})$. Они зависят от интересующих нас параметров диэлектрика по сложному закону, определяемому цепочкой формул (6.5)–(6.11).

Рассмотрим расчётные зависимости для КСВН при вариации ϵ' и $\text{tg}\delta$. На рисунке 6.16а представлено семейство зависимостей КСВН ($\epsilon', \text{tg}\delta$) при различных значениях фактора потерь. Расчёты делались для случаев заметных потерь в диэлектрике, так как при малых потерях ($\text{tg}\delta < 0,01$) КСВН достигает больших значений (> 20). Это вызывает существенные трудности при измерениях. Зависимость КСВН от потерь в диэлектрике при различных значениях ϵ' имеет вид (рис. 6.16б). Зависимость фазы коэффициента отражения от диэлектрической проницаемости имеет колебательный характер и сглаживается при увеличении потерь в диэлектрике (рис. 6.17).

При обработке данных эксперимента необходимо решать обратную задачу — по полученным в результате измерений значениям КСВН и фазы коэффициента отражения рассчитать ϵ' и $\text{tg}\delta$. Они являются корнями системы нелинейных уравнений.

$$\text{КСВН}(\epsilon', \text{tg}\delta) = \text{КСВН}_{\text{эктл}}, \quad \arg \rho_{\text{вх}}(\epsilon', \text{tg}\delta) = \varphi_{\text{эктл}}. \quad (6.12)$$

Решение трансцендентного уравнения (6.12) проводят в два этапа (как в волноводном методе). На первом ищут приближенное значение ϵ' при нулевых потерях по измеренному значению аргумента коэффициента отражения. Полученный результат является пробным (начальным) значением для двухкоординатного поиска результатов измерения на втором этапе решения. Окончательная проверка решения осуществляется прямой подстановкой в уравнения (6.5)...(6.11).

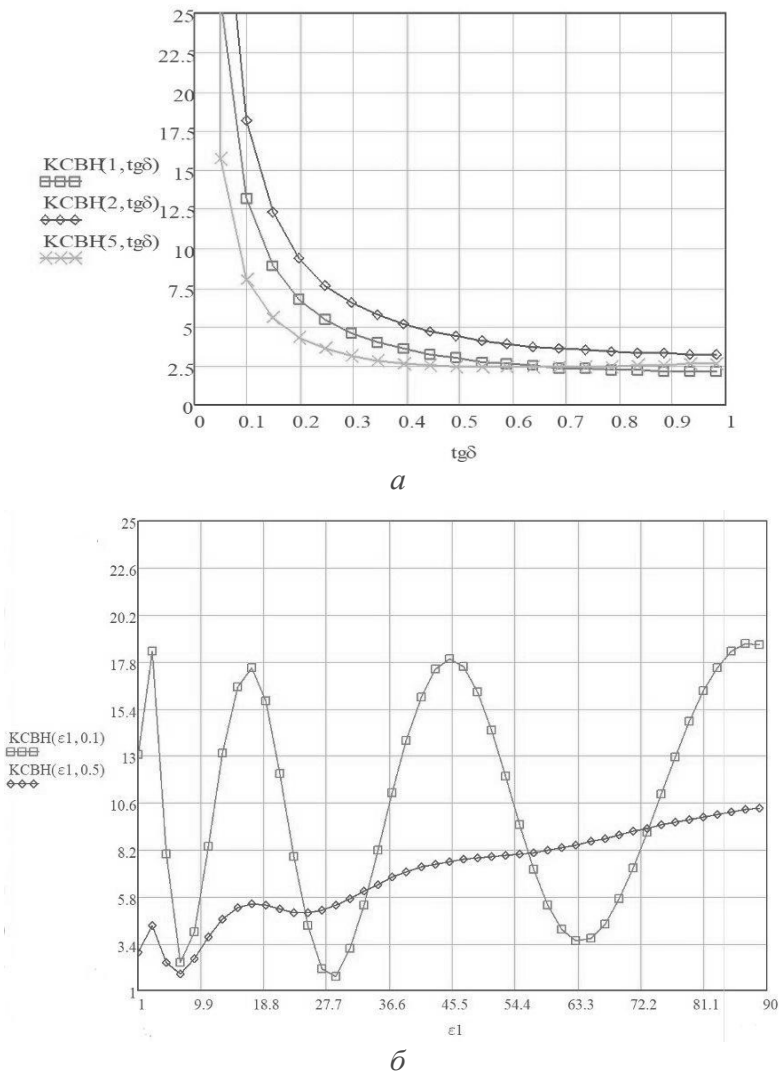


Рис. 6.16. Зависимости КСВН на входе коаксиального датчика: а — от фактора потерь; б — от диэлектрической проницаемости.

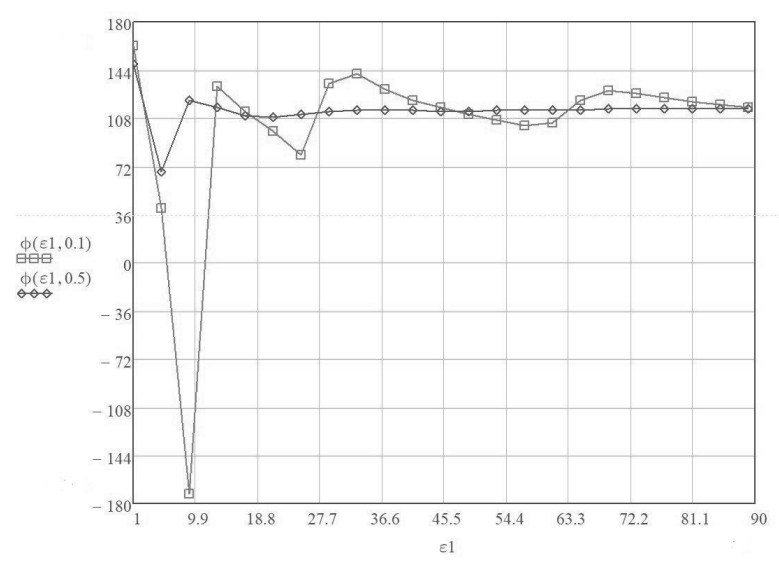


Рис. 6.17. Зависимости аргумента коэффициента отражения датчика от диэлектрической проницаемости при разных потерях

Достоинства метода коаксиального датчика: широкий частотный диапазон (0.2...50 ГГц в зависимости от ϵ'), метод простой и удобный в реализации. Отсутствие разъёмных частей. Неразрушающий метод для большинства материалов. Лучший вариант для жидкостей, гелей и сыпучих материалов со средними и большими потерями.

Недостатки метода: требует высокой точности измерения больших коэффициентов отражения (особенно для случая малых потерь). Малопригоден для измерения диэлектриков с большим ϵ' и малыми потерями. Жёсткие требования к исследуемому образцу диэлектрика: толщина в несколько длин волн («полубесконечная» толщина), изотропный и однородный состав (особенно для порошковых материалов), плоская гладкая поверхность для твёрдого диэлектрика, отсутствие пузырьков в жидкостях. В случае твёрдых диэлектриков трудно обеспечить хороший контакт образца и датчика.

Контрольные вопросы

1. Укажите классификацию основных методов измерения параметров диэлектриков на СВЧ. Какими факторами руководствуются при их выборе?
2. В чем состоит резонаторный метод для измерения параметров материалов на СВЧ, его достоинства и недостатки?
3. Почему резонаторный метод измерения диэлектриков не подходит для веществ с большими потерями?
4. Опишите метод измерения параметров резонатора с диэлектриком через определение КСВН в точках «удвоенного минимума».
5. В чем состоит метод линии передачи (фидерный или волноводный) измерения диэлектриков на СВЧ? Для каких веществ его целесообразно применять?
6. Чем ограничен частотный диапазон волноводного метода измерения параметров диэлектриков?
7. Какие требования к образцу диэлектрика предъявляют в волноводном методе измерения?
8. Как измеряют параметры диэлектриков в свободном пространстве? Как устроена измерительная установка (варианты «на проход» и «на отражение»)?
9. Какие требования к образцу необходимо выполнить для реализации измерения параметров диэлектрика в свободном пространстве?
10. Как используют метод торцевого коаксиального датчика для измерения диэлектриков на СВЧ? В чем достоинства и недостатки этого метода?

7. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ

7.1. Принципы построения измерительных генераторов СВЧ

Измерительные генераторы — источники образцовых (тестовых) сигналов. Они отличаются возможностью установки формы и параметров выходных сигналов с заданной точностью (с нормируемыми метрологическими характеристиками). Классификация генераторов по функциональному назначению представлена на рисунке 7.1.

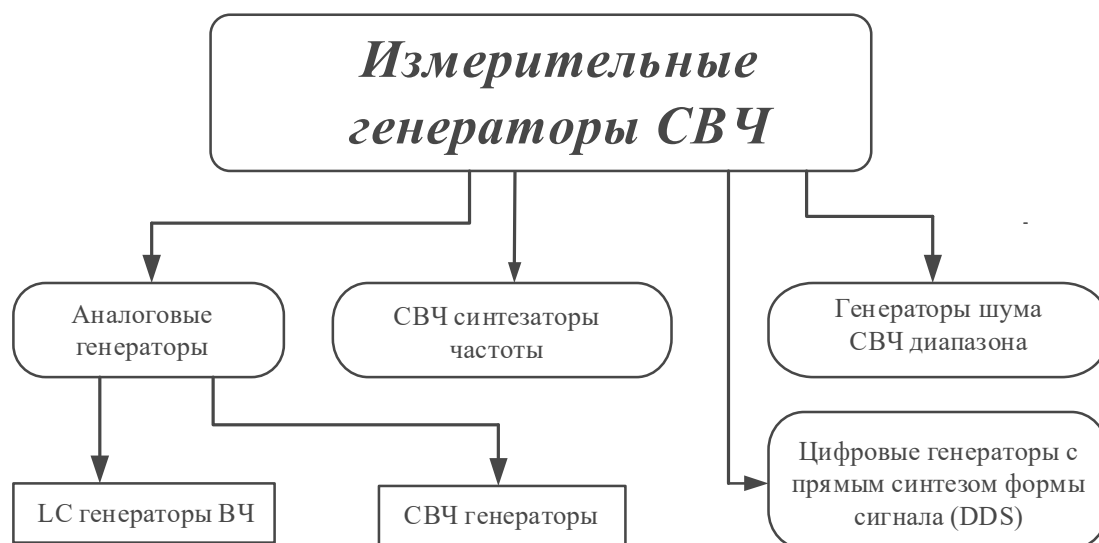


Рис. 7.1. Классификация измерительных генераторов СВЧ

Согласно ГОСТу генераторы сигналов высоких и сверхвысоких частот делят по функциональному назначению на подгруппы:

- высокочастотные генераторы сигналов (Г4) — приборы, вырабатывающие гармонические модулированные и немодулированные колебания высоких и сверхвысоких частот (от 0,1 МГц до десятков гигагерц);
- генераторы сигналов специальной формы (Г6). Сюда относят и СВЧ-синтезаторы частоты;
- генераторы сигналов случайной формы с нормируемыми статистическими параметрами (шумовые генераторы Г2).

В данную классификацию не попадают цифровые генераторы сигналов произвольной формы с прямым цифровым синтезом сигнала (Direct Digital Synthesis — DDS) (см. рис. 7.1). В настоящее время это наиболее популярная группа измерительных генераторов сигналов сложной формы.

Аналоговые генераторы гармонических сигналов (ВЧ и СВЧ) перекрывают диапазон частот от единиц герц до десятков гигагерц. В них, как правило, предусматривают возможность амплитудной (АМ), а в ряде приборов — частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляции.

Основным блоком аналогового генератора гармонических колебаний, определяющим частоту и форму выходного сигнала, является задающий гене-

ратор (*автогенератор*). Это устройство, которое преобразует энергию блока питания в энергию сигнала СВЧ. Существуют два типа автогенераторов СВЧ — с внешней положительной обратной связью (ПОС) и автогенераторы с внутренней ПОС.

Автогенератор с внешней обратной связью включает усилительный каскад и частотозависимую цепь ПОС (рис. 7.2а).

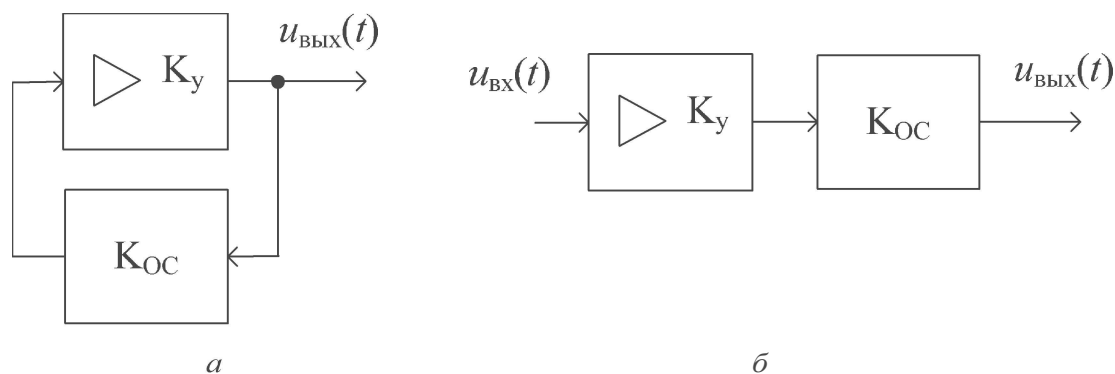


Рис. 7.2. Обобщенная схема автогенератора гармонических колебаний:
а — схема с замкнутой цепью ПОС; б — разомкнутая схема автогенератора

Возможность генерации в системе с ПОС определяется выполнением двух условий — баланса фаз и баланса амплитуд в разомкнутой системе (рис. 7.2б). Баланс амплитуд заключается в следующем. На частоте генерации произведение коэффициентов передачи усилителя K_y и цепи обратной связи K_{OC} должно быть равно единице $K_y \cdot K_{OC} = 1$. Баланс фаз означает, что суммарный фазовый набег в усилителе и цепи ОС в разомкнутой системе ПОС на частоте генерации должен быть равен или кратен 2π :

$$\varphi_y + \varphi_{OC} = 2\pi n, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Для ВЧ-генераторов гармонических колебаний в цепи обратной связи используют высокочастотные резонансные контуры, состоящие из LC -элементов (катушек индуктивностей и конденсаторов). На СВЧ в качестве частотозадающего элемента используют объёмные резонаторы различного вида. Амплитудно- и фазочастотные характеристики коэффициента передачи резонатора показаны на рисунке 7.3.

На резонансной частоте $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ АЧХ имеет максимум, а ФЧХ проходит через нуль. Если усилитель не вносит дополнительного фазового сдвига, то на этой частоте выполняется баланс фаз. Подбором коэффициента передачи усилителя компенсируют потери сигнала в цепи обратной связи (баланс амплитуд). Если же усилитель имеет нестабильный фазовый сдвиг (вызванный влиянием температуры, уходом питающего напряжения и пр.), то он компенсируется фазовым сдвигом в цепи ПОС. При этом происходит смещение частоты баланса фаз (частоты генерации). Поэтому для повышения стабильности частоты требуются резонаторы с крутой ФЧХ, а следовательно, с высокой добротностью.

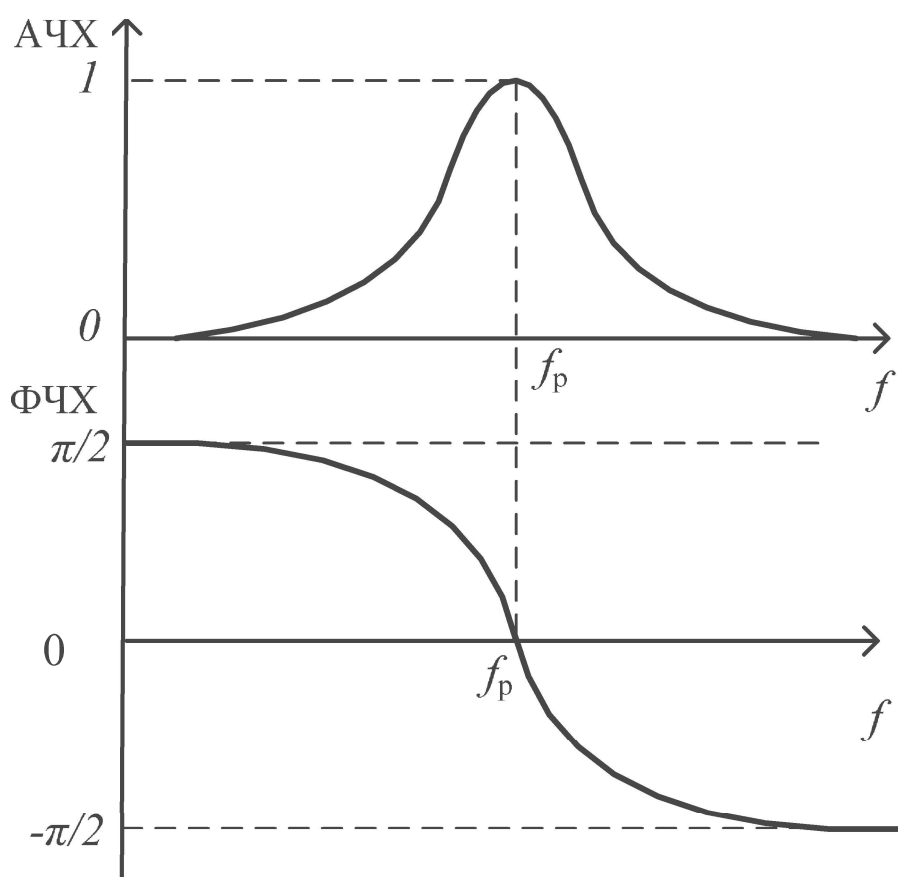


Рис. 7.3. АЧХ и ФЧХ резонатора автогенератора с ПОС

Генераторы с внутренней обратной связью используют активный электронный элемент, имеющий на вольт-амперной характеристике (ВАХ) участок отрицательного дифференциального сопротивления (негатрон). На СВЧ в качестве такого элемента используют туннельные диоды, диоды Ганна и лавинно-пролётные диоды. Эти элементы включают в объёмный резонатор. Благодаря отрицательной активной проводимости диода компенсируются потери в колебательной системе и создаются условия для самовозбуждения генератора на резонансной частоте.

7.2. Аналоговые измерительные генераторы СВЧ

Типовая структурная схема аналогового СВЧ-генератора гармонических сигналов представлена на рисунке 7.4.

Задающий генератор определяет форму и частоту выходного сигнала. В качестве частото задающего элемента используют резонатор с нагруженной добротностью от нескольких десятков до сотен. Используют различные типы резонансных систем — LC-контра, резонаторы на линиях передачи (микрополосковых, коаксиальных и волноводных), объёмные полые металлические и дисковые диэлектрические резонаторы. Тип резонатора выбирают в зависимости от рабочего диапазона частот и требуемой добротности (рис. 7.5).

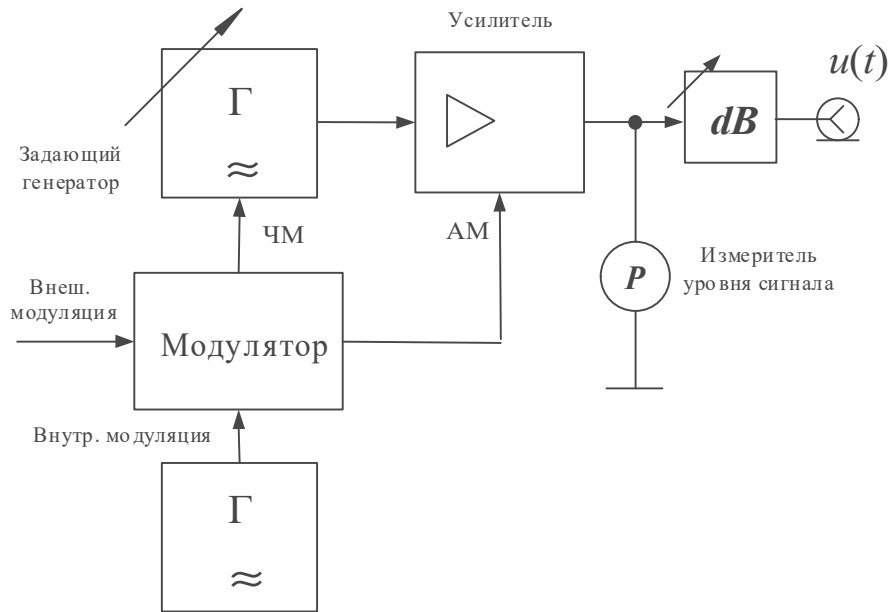


Рис. 7.4. Обобщенная структурная схема генератора СВЧ

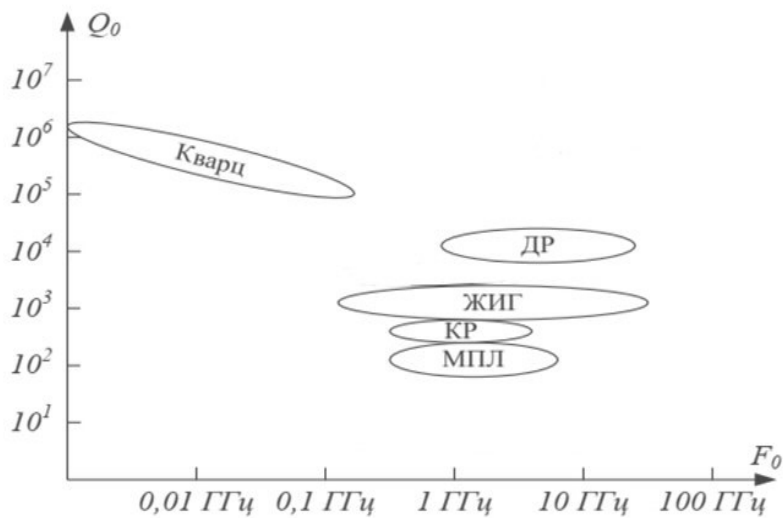


Рис. 7.5. Классификация резонаторов автогенераторов:
МПЛ — микрополосковый, КР — коаксиальный, ЖИ — ферромагнитный,
ДР — диэлектрический.

Для образцовых генераторов с фиксированной частотой (мер частоты) в качестве частотодающего контура в цепи ПОС используют резонатор в виде пластины кварца с металлизированными поверхностями. Благодаря обратному пьезоэффекту кварцевая пластина колеблется при приложении к ней гармонического напряжения. Если его частота приближается к частоте механического резонанса пластины, амплитуда механических колебаний резко усиливается. Кварц ведёт себя как резонатор с очень высокой (до сотен тысяч) добротностью. Это позволяет получить нестабильность кварцевых генераторов порядка $10^{-4} \dots 10^{-5}$, при термостатировании кварца — до $10^{-6} \dots 10^{-8}$. Однако частота кварцевого резонатора не может перестраиваться, что ограничивает область применения кварцевых генераторов источниками фиксированных (опорных)

частот. Для генерации образцовых СВЧ-сигналов кварцевые резонаторы применяются в генераторах, работающих с умножением частоты.

Плавную перестройку частоты автогенераторов производят механическим изменением размеров резонатора или изменением емкости конденсатора, включённого в резонатор. Если в качестве конденсатора использовать *варикап* — диод с электрически управляемой ёмкостью $p-n$ -перехода, то можно реализовать генератор, управляемый напряжением (ГУН). На СВЧ варикап может обеспечить электронную перестройку частоты до 2...3 раз. Для перекрытия более широких диапазонов используют коммутируемые автогенераторы с набором разных схем включения варикапов в резонатор.

В настоящее время в качестве ГУН СВЧ широко используют автогенераторы с ферродиеlectricкими резонаторами на железо-иттриевом гранате $Y_3Fe_5O_{12}$ (ЖИГ-сферы, *англ.* YIG-resonators). ЖИГ-сфера представляет собой маленький шарик диаметром 0.1...1.5 мм, вырезанный из кристалла граната и помещённый между полюсами электромагнита. Резонансная частота ЖИГ-сферы линейно зависит от напряжённости внешнего подмагничивающего поля (т. е. от тока в катушках электромагнита). Она может меняться в широких пределах (до 10 раз). Потери в железо-иттриевом гранате малы, поэтому добротность ЖИГ-резонаторов может быть довольно высока (до нескольких тысяч), причём она растёт с частотой. При понижении частоты она падает, что ограничивает снизу область применения ЖИГ-резонаторов величиной порядка 1...2 ГГц. Высокая добротность ЖИГ-резонатора определяет малый уровень шумов генератора. Уровень фазового шума ЖИГ-генератора может достигать $-120...-130$ дБн/Гц (при отстройке 100 кГц от несущей) в диапазоне частот от 2 до 10 ГГц и выше. К сожалению, ГУН с ЖИГ обладают большими размерами, значительным потреблением энергии питания, заметной температурной зависимостью. Они характеризуются также низкой скоростью перестройки частоты (время перестройки порядка миллисекунд и более), что объясняется высокой инерционностью схемы подмагничивания.

В качестве активного элемента автогенератора используют специфические электронные СВЧ компоненты — СВЧ транзисторы, диоды Ганна, клистроны, лампы обратной волны и пр. Так, автогенераторы на диодах Ганна имеют отрицательную активную проводимость за счёт междолинного переноса электронов. При определенном напряжении смещения на ВАХ образуется зона, где ток уменьшается с ростом напряжения. Диоды Ганна способны генерировать СВЧ-сигналы мощностью до десятков мВт в диапазоне частот до 100 ГГц с малым уровнем фазовых шумов. Лавинно-пролётные диоды (ЛПД) используют в автогенераторах от единиц до сотен ГГц. Они обеспечивают большую мощность СВЧ-сигнала, чем у диодов Ганна, но требуют относительно высоких питающих напряжений (до 100 В, у диодов Ганна — до 5 В). Кроме этого, генераторы на ЛПД имеют более высокий уровень фазовых шумов. В диапазоне миллиметровых волн в качестве автогенераторов применяют электровакуумные приборы СВЧ — лампы обратной волны, клистроны и др. Точность установки частоты СВЧ-генератора контролируют встроенным резонансным или электронно-счётным частотомером.

Усилитель генератора СВЧ предназначен для увеличения мощности сигнала до *опорного уровня* — максимального выходного сигнала, по которому калибруют шкалу аттенюатора. Опорный уровень контролируют встроенным или внешним ваттметром. В некоторых генераторах используют автоматическую систему стабилизации опорного уровня (АРМ), при этом ваттметр не используется (рис. 7.6). Система АРМ выполняет установку заданного выходного уровня, стабилизацию уровня при перестройке частоты, амплитудную модуляцию (АМ).

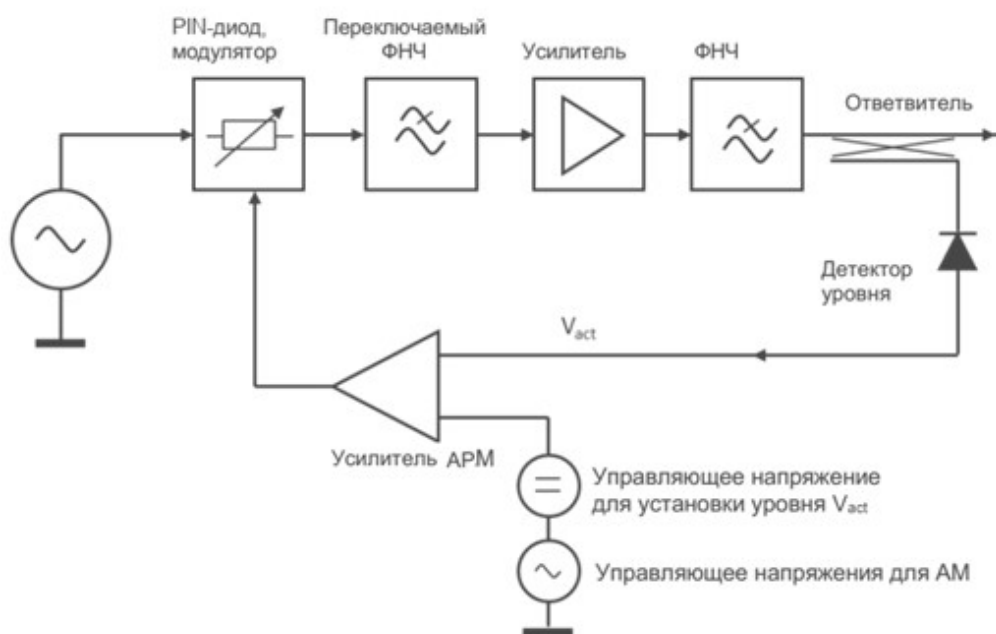


Рис. 7.6. Схема СВЧ-генератора с системой автоматической регулировки мощности

Усилитель также обеспечивает заданную величину выходного сопротивления генератора. Генераторы СВЧ обычно имеют одно постоянное значение выходного сопротивления (50 или 75 Ом). Усилитель также служит буферным блоком, снижающим влияние внешней нагрузки на задающий генератор. На СВЧ трудно обеспечить усиление сигнала в широком диапазоне частот, поэтому в СВЧ- и КВЧ-генераторах иногда усилитель отсутствует. В этом случае может наблюдаться *затягивание частоты* — нестабильность частоты за счёт влияния реактивной составляющей нагрузки на автогенератор.

Для получения амплитудной модуляции (АМ) в СВЧ-генераторах используют электронное регулирование коэффициента передачи усилителя. Более перспективно использовать полупроводниковый аттенюатор с электрическим управлением, который позволяет избежать изменения режима работы усилителя. Как правило, предусматривают модуляцию внешним сигналом или сигналом от внутреннего НЧ-генератора синусоидальной формы (обычно 1000 Гц). Для реализации частотной модуляции (ЧМ) автогенератор должен обеспечить электронную перестройку. Сигнал модуляции подают на варикап задающего генератора, управляющий его частотой.

Сигнал с автогенератора через аттенюатор подают на выход генератора. Установку выходного уровня генератора СВЧ производят калиброванным атте-

нуатором (прецизионным пассивным делителем мощности). Он позволяет уменьшить амплитуду выходного сигнала относительно опорного уровня до необходимого значения (иногда довольно малого — доли микроватта).

К основным *эксплуатационным* параметрам генераторов гармонических сигналов СВЧ относят: диапазон перестройки по частоте и пределы регулирования мощности выходного сигнала, значение выходного сопротивления, а также диапазон установки параметров модуляции.

Метрологическими параметрами являются пределы допускаемой погрешности: установки частоты, установки уровня сигнала и параметров модуляции. Погрешность установки частоты определяется неточностью градуировки, временной нестабильностью задающего генератора, дискретностью шкалы. Погрешность установки выходного уровня определяется точностью контроля опорного уровня и погрешностью градуировки аттенюатора. Отметим, что паспортная точность установки выходного напряжения гарантируется только при работе измерительного генератора на активную нагрузку, сопротивление которой равно выходному сопротивлению генератора $R_{\text{ВЫХ}}$.

Неидеальность формы синусоидального сигнала на выходе измерительного генератора проявляется в наличии высших гармонических составляющих, кратных частоте сигнала, субгармонических составляющих с дробно-кратными частотами и негармонических составляющих (спуры, *англ.* Spurious signals) (рис. 7.7).

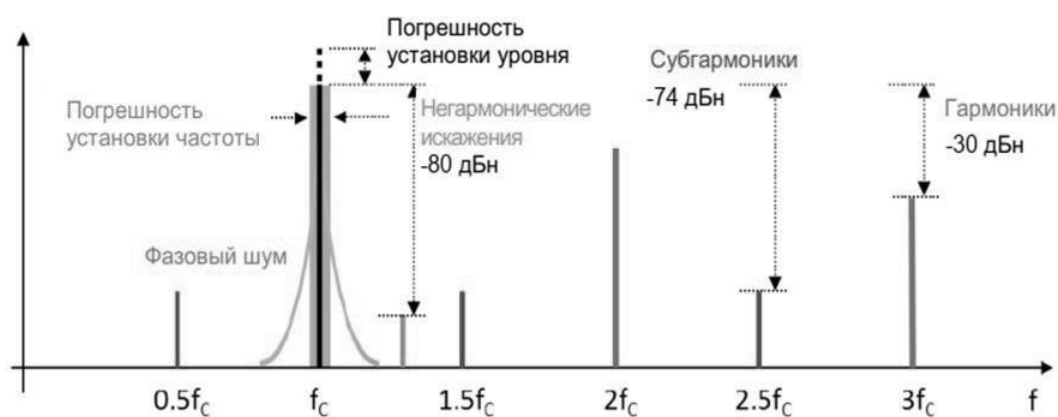


Рис. 7.7. Пример спектра реального сигнала генератора СВЧ

Допустимый уровень побочных составляющих сигнала нормируется *коэффициентом гармоник*. Это среднеквадратичное значение уровня высших гармоник, который относят к уровню несущей (основной) гармоники сигнала и выражают в дБн (*англ.* dBc). Другим важным параметром выходного сигнала является амплитудный и фазовый шум, вызванный паразитными АМ и ФМ в задающем генераторе и усилителе генератора.

Как правило, фазовый шум на качестве выходного сигнала сказывается больше. Он проявляется в «дрожании» сигнала во времени. Это явление называют «джиттер» (*англ.* jitter). Для гармонического сигнала джиттер соответствует паразитной фазовой модуляции сигнала. В частотной области это приводит

к появлению характерного вида спектральной плотности шума вблизи частоты несущей (рис. 7.8а). В качестве характеристики фазового шума берётся уровень его спектральной плотности при заданной отстройке (1, 10, 100 кГц) относительно несущей. Размерность этого параметра дБн/Гц (*англ.* dBc/Hz) с указанием использованной величины расстройки.

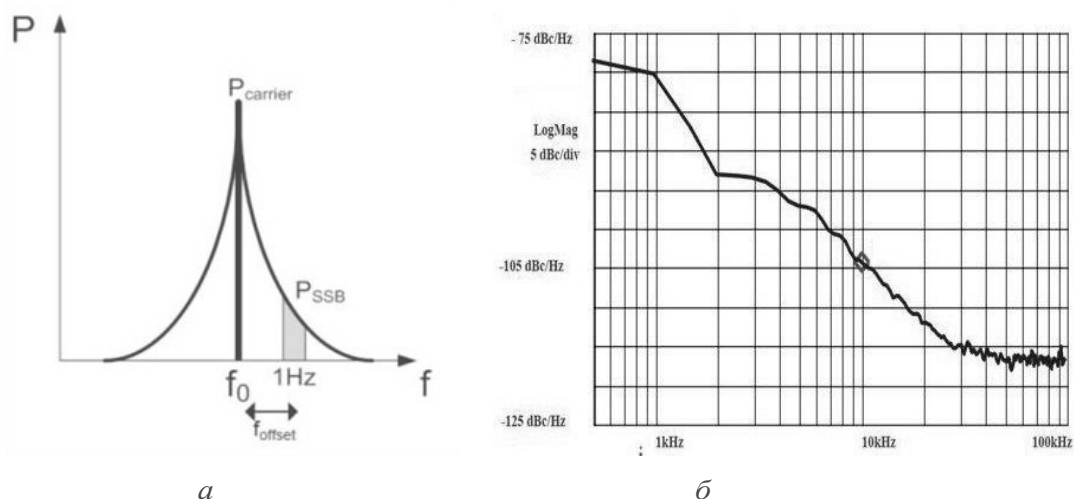


Рис. 7.8. Вид спектральной мощности фазовых шумов генератора (а) и характеристика шума (в дБн/Гц) при разной отстройке от несущей частоты (б)

7.3. Генераторы шумовых сигналов СВЧ-диапазона

Генераторы шумовых сигналов, или генераторы шума (ГШ), предназначены для выработки случайных сигналов с нормированными статистическими и спектральными параметрами. Такие сигналы имеют ряд полезных свойств:

- выходное напряжение ГШ близко по структуре к реальным сигналам в исследуемых радиоэлектронных устройствах;
- спектральная характеристика шумового сигнала может быть равномерна в широком диапазоне частот;
- сигнал ГШ позволяет оценить влияние на исследуемое устройство внутренних и внешних случайных помех.

Генераторы шума применяются в качестве образцовых источников флуктуационных помех при исследовании предельной чувствительности радиоприёмных и усилительных устройств, для определения помехоустойчивости систем автоматического регулирования и телеуправления, а также в качестве источника калиброванного шума при измерении их шумовых параметров. ГШ применяют в качестве калиброванных источников мощности при измерении напряжённости поля, в качестве имитаторов полного сигнала многоканальной аппаратуры связи, для измерения частотных характеристик радиоустройств с помощью анализатора спектра.

Основным требованием к генераторам шума является равномерность спектрального состава шумового сигнала («белый шум») в широкой полосе частот. Такой измерительный сигнал позволяет воздействовать на исследуемое устройство одновременно во всем диапазоне рабочих частот. По диапазону генерируе-

мых частот ГШ делятся на низкочастотные (20 Гц...20 кГц и 15 Гц...6,5 МГц); высокочастотные (1...600 МГц); сверхвысокочастотные (500 МГц...12 ГГц и более).

Структурная схема генератора шума напоминает схему СВЧ аналогового генератора гармонических сигналов (рис. 7.9).

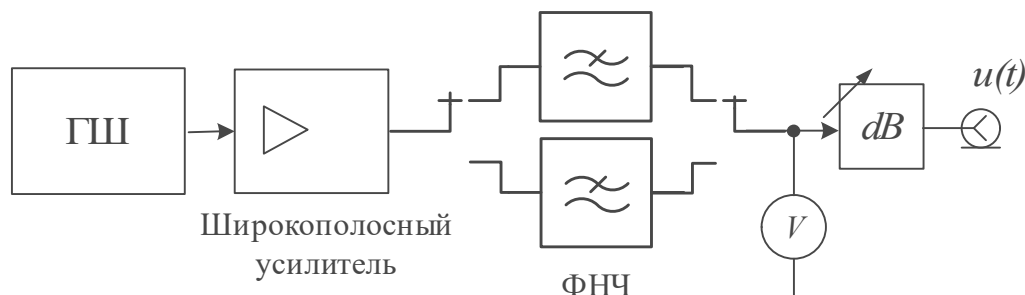


Рис. 7.9. Структурная схема измерительного генератора шума

Основной узел генератора — первичный источник шума (задающий ГШ). Его сигнал должен иметь достаточно большой уровень в требуемой полосе частот и описываться заданными вероятностными характеристиками:

- законом распределения;
- корреляционной функцией;
- дисперсией (мощностью) или среднеквадратическим значением напряжения.

В качестве задающего ГШ применяют физический источник флуктуационного напряжения или тока, обладающего равномерной спектральной плотностью шума (СПМШ) в заданной полосе частот, достаточной мощностью и известным законом распределения выходного сигнала. Как правило, первичный источник вырабатывает сигналы, имитирующие белый шум с нормальным распределением (рис. 7.10).

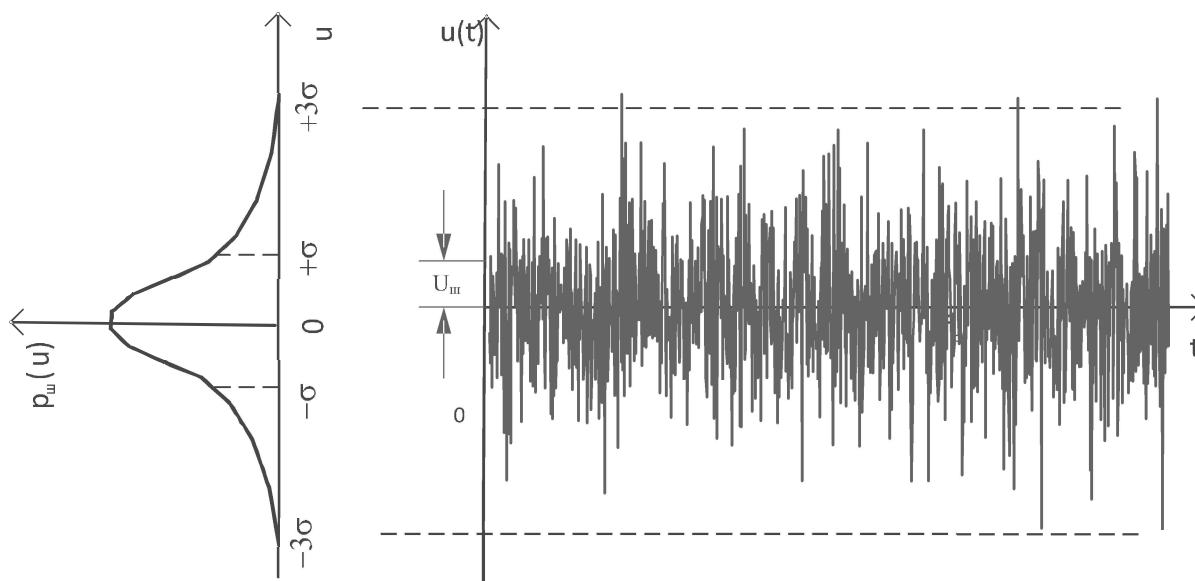


Рис. 7.10. Осциллограмма широкополосного шума с нормальным (гауссовским) законом распределения

При необходимости другие законы распределения получают функциональным преобразователем сигнала (например, усилителем с нелинейной амплитудной характеристикой).

Рассмотрим основные типы первичных источников шума СВЧ-диапазона.

Нагретый проволочный резистор — самый широкополосный источник шума. Используют термостатированные проволочные катушки из вольфрама, а также болометрические датчики мощности (вакуумный стеклянный баллон с тонкой вольфрамовой нитью). Такие источники обладают широким спектром шума с равномерной частотной характеристикой, однако уровень теплового шума чрезвычайно мал. Так, спектральная плотность мощности теплового шума резистора при комнатной температуре $T_0 = 290^\circ\text{К}$ равна $W(f) = kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц (-174 дБм/Гц). Тогда напряжение теплового шума в полосе 1 Гц на стандартном резисторе 50 Ом равно $9 \cdot 10^{-4}$ мкВ (или -61 дБ мкВ, -168 дБм). Отсюда следует, что среднеквадратическое значение напряжения теплового шума при комнатной температуре в полосе частот, например, 100 МГц составляет всего

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{4kT_0 R \Delta f} \approx 9 \text{ мкВ}.$$

Чтобы увеличить мощность теплового шума, требуется нагревать резистор до высоких температур, что непрактично. Малый уровень выходного сигнала ограничивает применение тепловых источников шума только в метрологии для передачи единицы СПМШ рабочим приборам, а также в прецизионных измерениях шумовых параметров высокочувствительных радиоустройств.

Величина теплового шума при нормальной температуре часто используется как единица СПМШ различных источников шума. Абсолютную температуру $T_0 = 290^\circ\text{К}$ принято считать опорной величиной источников шума. Эта величина соответствует 16.8° по Цельсию и 62.3° по Фаренгейту. Для характеристики других источников шума используют параметр «эквивалентная шумовая температура $T_{\text{ш}}$ ». Она соответствует температуре гипотетического теплового источника шума, мощность которого равна мощности характеризуемого источника. Отношение $10 \lg((T_{\text{ш}} - T_0)/T_0)$, дБ, называют *коэффициентом избыточного шума* (англ. ENR-Excess Noise Ratio), или избыточной относительной шумовой температурой. На практике обычно используют источники шума с номинальными значениями $\text{ENR} = 6, 15, 30$ дБ.

Вакуумные шумовые диоды. В источниках данного вида для получения шумового сигнала используется явление дробового эффекта — неравномерного во времени вылета электронов с поверхности нагретого катода. Если диод работает в режиме насыщения, его шумовую мощность можно рассчитать теоретически. Среднеквадратическое значение шумового тока диода в полосе частот определяется выражением $i_{\text{ш}} = \sqrt{2eI_s \Delta f}$, где e — заряд электрона; I_s — ток насыщения диода, А; Δf — полоса частот, Гц. Таким образом, СПМШ вакуумного диода линейно зависит от величины анодного тока, что используют для регулировки выходной мощности шума.

В реальном вакуумном шумовом диоде ВЧ граница генерируемого спектра лежит обычно в пределах 300...600 МГц, где ещё не сказывается влияние

шунтирующей емкости «анод — катод», а также емкости между выводами. При конструировании вакуумных шумовых диодов стараются уменьшить межэлектродные емкости. Выводы электродов делают минимально короткими и разносят возможно дальше друг от друга. Подобные меры позволяют снизить значение шунтирующей емкости до нескольких десятых долей пикофарады и расширить частотный диапазон шума до нескольких ГГц.

Полупроводниковые шумовые диоды. Существует несколько видов полупроводниковых диодных генераторов шума разных частотных диапазонов, включая диоды Шоттки, стабилитроны и точечные контактные $p-n$ -диоды. Для генерации шума в СВЧ-диапазоне широкое применение нашли лавинно-пролётные диоды (ЛПД). Принцип их действия основан на возникновении шумового сигнала при электрическом обратимом пробое $p-n$ -перехода твердотельного ЛПД. Основным источником шумового сигнала здесь являются дробовые флуктуации тока насыщения диода.

Генераторы шума на ЛПД перекрывают дециметровый и сантиметровый диапазоны волн. Они могут работать как в режиме непрерывных колебаний, так и в режиме импульсной модуляции при длительности импульсов от нескольких долей микросекунд. Например, полупроводниковые диодные источники шума компании Keysight Technologies (серия SNS) обеспечивают ENR от 4.5 до 17 дБ в частотном диапазоне от 10 МГц до 26 ГГц и до 21 дБ в диапазоне 1...50 ГГц.

Газоразрядные источники шума нашли применение в качестве первичного источника шума в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн. Газоразрядный шумовой генератор выполнен в виде стеклянной трубки, наполненной инертным газом. На одном конце трубки расположен катод, на противоположном — анод. Основным источником шумового сигнала являются хаотические колебания электронов в плазме газового разряда. Чаще всего в газоразрядных шумовых трубках (ГШТ) используют неон или аргон при давлениях порядка единиц мм рт. ст. Газоразрядные шумовые трубки имеют высокую равномерность спектральной плотности мощности шума в широкой полосе частот, стабильный и относительно высокий уровень мощности (порядка $60...80 kT_0$), просты и надёжны в эксплуатации, устойчивы к жёстким воздействиям внешней среды.

Для практического использования шумового излучения трубку помещают в специальные генераторные секции. Волноводные конструкции представляют собой отрезок волновода, в центре широкой стенки которого под малым углом ($7...15^\circ$) помещается ГШТ. Наклонное положение трубки в волноводе обеспечивает удовлетворительное согласование с линией передачи в широком диапазоне частот. В длинноволновой части СВЧ-диапазона применяют коаксиальные генераторы шума. В них трубку помещают внутри ленточной спирали, которая является центральным проводником коаксиальной линии. Внешним проводником служит цилиндрическая поверхность корпуса линии.

Вернёмся к схеме измерительного генератора шума. Сигнал первичного источника подают на усилитель, который должен обладать широкой полосой пропускания и большим динамическим диапазоном. Его амплитудная характеристика должна быть линейной в широких пределах изменения входного сигнала. Это требование объясняется значительным пик-фактором шума, то есть

большим отношением пикового значения напряжения к среднеквадратическому. При необходимости в усилителе предусматривают функциональные блоки для изменения формы закона распределения и стабилизации мощности шума. Встроенные фильтры позволяют получить различную форму СПМШ на выходе ГШ. Наиболее часто используют «белый» шум (*англ.* White Noise) с равномерной частотной характеристикой. Переключением фильтров регулируют верхнюю граничную частоту СПМШ.

Основной элемент оконечного блока ГШ — широкополосный калиброванный аттенюатор, с помощью которого регулируют выходной уровень сигнала относительно опорного уровня (максимального уровня сигнала генератора). Опорный уровень контролируют измерителем средней мощности шума (ваттметром).

Для иллюстрации области применения ГШ рассмотрим метод измерения коэффициента шума приёмно-усилительных устройств, известный как *метод двух отсчётов* (или метод *Y-фактора*). Это наиболее часто используемый метод в стандартных измерителях коэффициента шума в ВЧ- и СВЧ-диапазоне.

Напомним, что для оценки уровня собственных шумов используют следующие параметры: коэффициент шума и шумовую температуру устройства, а также их зависимость от частоты. *Коэффициент шума*, или *фактор шума* (*англ.* NF — Noise Figure), усилителя с коэффициентом усиления по мощности K_p равен отношению сигнал/шум на входе и на выходе:

$$K_{\text{ш}} = \frac{(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}}}{(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}} = \frac{P_{\text{шввых}}}{K_p \cdot P_{\text{швх}}}$$

Коэффициент шума показывает, во сколько раз выходное соотношение сигнал/шум (С/Ш, *англ.* SNR, Signal-Noise Ratio) меньше входного. Для характеристики малошумящих активных четырёхполюсников удобно использовать *эффективную шумовую температуру* устройства (по аналогии с шумовой температурой источника шума):

$$T_{\text{ш}} = T_0(K_{\text{ш}} - 1), \quad K_{\text{ш}} = 1 + \frac{T_{\text{ш}}}{T_0}$$

Иными словами, реальное тестируемое устройство может быть заменено идеальным, не вносящим шума, но имеющим на входе дополнительный источник теплового шума с эквивалентной температурой $T_{\text{ш}}$. Связь коэффициента шума и шумовой температуры иллюстрирует таблица 7.1.

Таблица 7.1

Коэффициент шума, дБ	Коэффициент шума, отн. ед.	Шумовая температура $T_{\text{ш}}$, К
0	1	0
0.5	1.122	35.4
0.7	1.175	50.7
1.00	1.259	75.1
1.2	1.318	92.3
3	2.00	290
10	10	2610
20	100	28 710

Для измерения коэффициента шума и шумовой температуры устройства методом двух отсчётов используют генератор шума с известным ENR (или известной шумовой температурой) и измеритель выходной мощности шума (например, анализатор спектра или ваттметр СВЧ). На вход устройства подключают ГШ и согласованную нагрузку при комнатной температуре $T_0 = 290$ К (16.8°C). Генератор шума на первом этапе отключают. Мощность сигнала P_1 на выходе устройства к сумме мощности шума $P_{\text{ш}}$, вносимого устройством, и усиленного в K_p раз в полосе частот Δf входного сигнала:

$$P_1 = kT_0\Delta f \cdot K_p + P_{\text{ш}}.$$

Затем включают генератор шума. При этом можно считать, что мы «нагрели» согласованную нагрузку до значения $T_{\text{швх}} = (\text{ENR} + 1) \cdot T_0$. Далее измеряют мощность P_2 на выходе усилителя:

$$P_2 = (\text{ENR} + 1) \cdot kT_0\Delta f \cdot K_p + P_{\text{ш}}.$$

Отношение мощностей P_2/P_1 часто называют Y -фактором, откуда и появилось второе название метода. Выражая мощность $P_{\text{ш}}$ через коэффициент шума $P_{\text{ш}} = (K_{\text{ш}} - 1)kT_0\Delta f \cdot K_p$, получим

$$Y = \frac{P_2}{P_1} = \frac{(\text{ENR} + 1) \cdot kT_0\Delta f \cdot K_p + (K_{\text{ш}} - 1)kT_0\Delta f \cdot K_p}{kT_0\Delta f \cdot K_p \cdot K_{\text{ш}}} = \frac{\text{ENR} + K_{\text{ш}}}{K_{\text{ш}}}.$$

Отсюда находим коэффициент шума исследуемого устройства:

$$K_{\text{ш}} = \frac{\text{ENR}}{Y - 1}.$$

Метод двух отсчётов используется в автоматических измерителях коэффициента шума (ИКШ) серии X5-51. В них применяют АМ-модуляцию ГШ сигналом типа меандр для коммутации шума на входе исследуемого устройства. Данная серия измерителей работает в диапазоне частот от 10 МГц до 37.5 ГГц и позволяет измерять коэффициент шума усилителей и радиоприёмных устройств СВЧ в диапазоне 0...20 дБ с погрешностью не ниже ± 0.53 дБ. Специализированные ИКШ фирмы Keysight Technologies серии NFA (Noise Figure Analyzers) работают в частотном диапазоне 10 МГц...26 ГГц и обеспечивают диапазон измерения $K_{\text{ш}}$ в пределах 0...35 дБ с погрешностью ± 0.15 дБ.

7.4. Аналоговые и цифровые синтезаторы частоты

Синтезаторами частоты в измерительной технике называют генераторы гармонических сигналов с дискретной перестройкой частоты, задаваемой цифровым кодом. Стабильность частоты выходного сигнала определяется параметрами используемого источника опорной частоты (кварцевой меры частоты). Синтезаторы обеспечивают практически идеальную синусоидальную форму сигнала, его спектральную «чистоту», высокую точность установки и возможность программной перестройки частоты с дискретностью до сотых долей герц.

По точности установки и стабильности частоты синтезаторы превосходят обычные измерительные генераторы с плавной перестройкой частоты.

Различают несколько способов построения синтезаторов частоты:

- синтезаторы с прямым аналоговым синтезом частоты (DAS — Direct Analog Synthesizers);
- синтезаторы с прямым цифровым синтезом (DDS — Direct Digital Synthesizers);
- синтезаторы с косвенным синтезом частоты (Indirect Synthesizers) или синтезаторы с ФАПЧ (PLL — Phase Locked Loops);
- синтезаторы гибридного типа PLL/DDS, совмещающие два последних метода синтеза частоты.

Синтезаторы с прямым аналоговым методом синтеза частоты основаны на установке частоты опорного колебания с помощью операций деления, умножения, сложения и вычитания опорных частот. Сигнал эталонного кварцевого генератора с помощью умножителей и делителей частоты преобразуется в набор сигналов, формирующий сетку опорных частот. С помощью коммутатора на смеситель преобразователя частоты подают два сигнала сетки. На выходе преобразователя включают фильтр, которым выделяют сигнал с суммарной (или разностной) частотой, соответствующей желаемой выходной частоте синтезатора. Процедура преобразования частоты повторяется многократно, что обеспечивает малый шаг перестройки. Очистку результирующего сигнала от побочных колебаний проводят с помощью системы узкополосных фильтров.

Достоинствами таких генераторов являются высокая скорость перестройки частоты и низкий фазовый шум. Стабильность частоты выходного сигнала напрямую зависит от качества опорного сигнала. Данный метод обладает так называемой фазовой памятью — способностью после перестройки вернуться на предыдущую частоту с сохранением исходной фазы. К недостаткам прямого аналогового синтеза следует отнести заметный уровень неотфильтрованных побочных гармоник, громоздкость схемы (особенно при малом шаге перестройки). В СВЧ-диапазоне такой метод синтеза не обеспечивает малый дискрет перестройки по частоте. Это обстоятельство ограничивает частотный диапазон синтезаторов с прямым аналоговым синтезом значениями порядка десятков МГц.

Принцип работы генераторов на основе *прямого цифрового синтеза* (DDS — Direct Digital Synthesizers) — использование массива заранее рассчитанных цифровых кодов, описывающих требуемую форму сигнала. Далее эти коды с помощью высокоскоростного цифроаналогового преобразователя (ЦАП) и сглаживающего фильтра преобразуют в аналоговый образ синтезированного выходного сигнала. Генерируемый сигнал характерен свойственной цифровым системам точностью. Частота, амплитуда и фаза сигнала в любой момент времени известны и легко регулируются. Генераторы DDS практически не подвержены температурному дрейфу и старению. Высокие технические характеристики стали причиной того, что в последнее время DDS-генераторы в области ВЧ вытесняют как обычные синтезаторы частот, так и аналоговые функциональные генераторы.

Основные преимущества метода DDS:

- высокое разрешение по частоте и фазе, управление которыми осуществляется в цифровом виде. Частотное разрешение современных DDS-генераторов составляет сотые и даже тысячные доли герца при выходной частоте до сотен мегагерц;
- быстрый переход на другую частоту (время перехода составляет доли мкс). Скорость перестройки ограничена практически только быстродействием цифрового управляющего интерфейса. Перестройка по частоте происходит без разрыва фазы, без выбросов и других аномалий, связанных с процессом установления в генераторах с ФАПЧ;
- из-за малого шага перестройки по частоте не требуется частая корректировка опорной частоты (вместо неё легко ввести код поправки). Упрощается параметрическая температурная компенсация источника опорной частоты;
- поскольку выходной сигнал синтезируется в цифровом виде, то ограничений в выборе формы сигнала практически нет. В частности, легко реализовать модуляцию различного вида.

Метод DDS имеет и некоторые ограничения:

- конечное быстродействие ЦАП синтезатора не позволяет использовать высокие тактовые частоты. Максимальная выходная частота теоретически не может быть выше половины тактовой (на практике она в 5...6 раз меньше). Это ограничивает верхнюю частоту применения метода DDS областями ВЧ- и нижней части СВЧ-диапазонов;
- побочные составляющие выходного сигнала могут быть более заметными по сравнению с синтезаторами других типов. Спектральная чистота выходного сигнала DDS сильно зависит от качества ЦАП и свойств выходного фильтра;
- потребляемая DDS-генераторами мощность питания прямо пропорциональна тактовой частоте и может достигать сотен милливатт.

Отметим особенности выходного сигнала цифрового генератора. После ЦАП мы получаем сигнал в виде ступенчатого образа желаемой функции. Разность между идеализированной формой сигнала и его реализацией на выходе ЦАП называется *шумом квантования*. Амплитуда шума зависит от разрядности ЦАП и составляет половину интервала квантования («ступеньки») Δ . Считается, что закон распределения шума квантования равномерный с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением

$СКО = \sqrt{D} = \frac{\Delta}{\sqrt{12}}$. Тогда оценка отношения сигнал/шум (С/Ш) выходного сигнала генератора с амплитудой $U_{\text{вых}}$ равна:

$$С/Ш = \frac{U_{\text{вых}}}{СКО} = \frac{2U_{\text{вых}}\sqrt{3}}{\Delta} = m\sqrt{3} = 2^N\sqrt{3},$$

где $m = \frac{2U_m}{\Delta} = 2^N$ — количество ступенек квантования в размахе синусоиды $U_{p-p} = 2U_m$; N — двоичная разрядность ЦАП. Обычно отношение сигнал/шум выражают в дБ:

$$(C/Ш)_{\text{дБ}} = 20 \lg(2^N \sqrt{3}) = (6N + 4.77), \text{ дБ}.$$

Очевидно, что шум квантования существенно зависит от разрядности ЦАП, поэтому в цифровых генераторах используют высокую разрядность (12...14 бит). Снижает шум квантования также фильтрация (сглаживание) сигнала на выходе генератора. Тем не менее отличия цифрового сигнала DDS и сигнала аналогового генератора всегда существуют и должны учитываться.

Кроме шумов квантования, генераторы с DDS характерны появлением негармонических паразитных составляющих (*англ.* spurs), которые порождены нелинейностью ЦАП. Уровень этих составляющих может составлять (–50...–60) дБн относительно несущей; частоты их являются комбинацией выходной частоты DDS и частоты опорного генератора:

$$f_{\text{spurs}} = \pm m f_{\text{DDS}} \pm n f_{\text{оп}},$$

где m и n — целые числа. Эти частоты могут располагаться вблизи выходной частоты генератора, что усложняет их фильтрацию.

Для получения требуемой формы сигнала (например, гармонической) на вход ЦАП необходимо подать последовательность отсчётов функции $\sin(x)$, следующих с частотой дискретизации. Наиболее подходящим способом формирования отсчётов функции является табличный метод. Перекодировочная таблица (*англ.* Look Up Table) размещается в ПЗУ генератора. Код, который подаётся на адресные входы ПЗУ, является линейным во времени аргументом («фазой») функции $\sin(x)$. Выходной код ПЗУ равен значению гармонической функции для данного значения фазы. Сформировать линейно меняющуюся последовательность кодов можно простым двоичным счётчиком. Его содержимое задаёт адрес ячеек ПЗУ, куда записана таблица значений одного периода функции $\sin(x)$. Отсчёты с выхода ПЗУ поступают на ЦАП, который формирует на выходе синусоидальный сигнал (рис. 7.11).

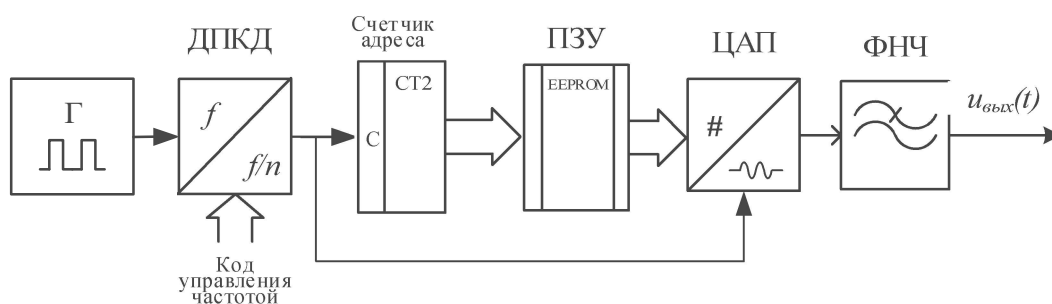


Рис. 7.11. Простейший вариант реализации DDS с двоичным счётчиком

На выходе ЦАП предусматривают ФНЧ для подавления высокочастотных составляющих спектра дискретизированного сигнала, повторяющихся с тактовой частотой, и негармонических паразитных компонент. Далее сглаженный сигнал поступает на выходные блоки генератора, осуществляющие усиление, стабилизацию и регулировку амплитуды выходного сигнала.

Для перестройки по частоте в данной схеме DDS-синтезатора используют делитель частоты опорного генератора с переменным коэффициентом деления

(ДПКД). Регулируя коэффициент деления, меняют период следования импульсов, поступающих на счётчик. Это приводит к увеличению периода выходного сигнала и снижению его частоты. Такая структура DDS имеет очевидные недостатки. Поскольку тактовая частота делится на целое число, абсолютный шаг перестройки будет переменным. Чем больше коэффициент деления, тем меньше величина шага перестройки. Переменная частота дискретизации затрудняет фильтрацию выходного сигнала (требуется переключать частоту среза ФНЧ), а также ведёт к неоптимальному использованию ЦАП. Его скоростные свойства будут в полной мере использованы лишь на максимальной частоте дискретизации.

Недостатки описанной выше структуры устранены в схеме с *накапливающим сумматором*. Он представляет собой ячейку памяти (регистр), в которой на каждом такте работы устройства записывается значение текущей фазы сигнала. Она будет равна сумме предыдущего значения и заданного приращения фазы M , которое хранится в своём регистре и является, по сути, кодом выходной частоты (рис. 7.12).

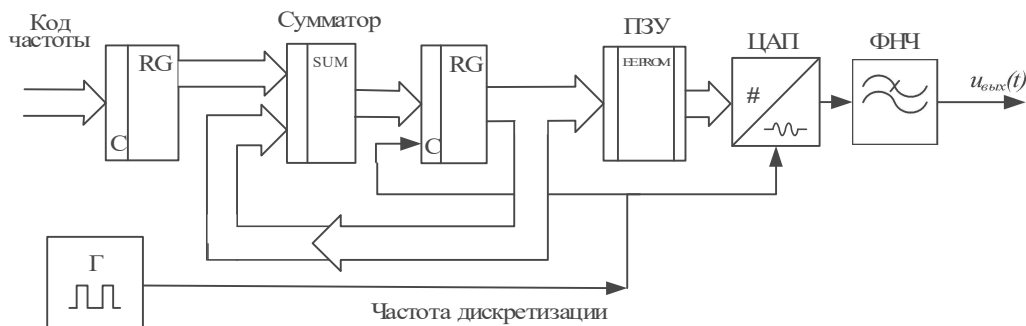


Рис. 7.12. Синтезатор DDS с аккумулятором фазы

Поскольку накапливающий сумматор и регистр фазы используют для формирования текущего кода фазы, их называют *аккумулятором фазы*. Его выходной код представляет собой код мгновенной фазы выходного сигнала. Содержимое регистра фазы линейно увеличивается во времени (рис. 7.13).

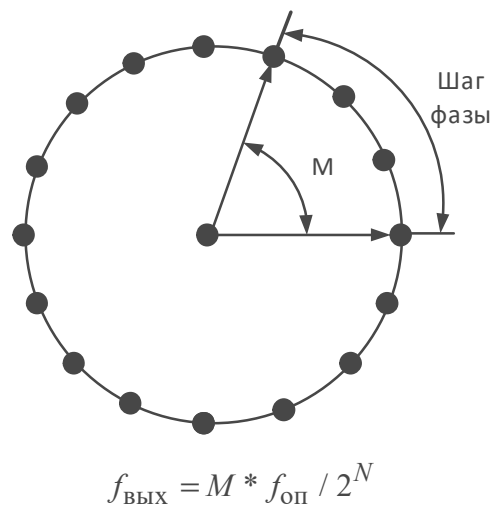


Рис. 7.13. Циклическое вычисление фазы выходного сигнала

Если приращение фазы M равно единице, то поведение накапливающего сумматора ничем не отличается от поведения двоичного счётчика. Но если приращение фазы будет равно, например, двум, то код фазы будет изменяться вдвое быстрее. При этом на ЦАП коды будут поступать с той же частотой, но будут представлять собой не соседние, а взятые из ПЗУ через один отсчёты функции $\sin(x)$. Частота генерируемого сигнала при этом будет вдвое большей, а частота дискретизации останется прежней (рис. 7.14). Меняя значение приращения фазы M , регулируют выходную частоту сигнала DDS-генератора.

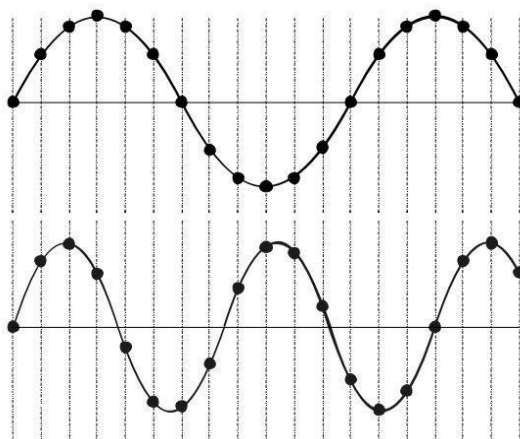


Рис. 7.14. Отсчеты выходного сигнала при разной частоте

Аккумулятор фазы имеет конечную разрядность N и работает с периодическими переполнениями, обеспечивая арифметику по модулю 2^N . Такое переполнение соответствует периодическому поведению функции $\sin(x)$. Другими словами, частота переполнения аккумулятора фазы равна частоте выходного сигнала. Это частота определяется формулой

$$f_{\text{вых}} = M * f_{\text{оп}} / 2^N,$$

где M — код частоты; N — разрядность аккумулятора фазы.

Как видим, тактовая частота опорного генератора делится на число, которое определяется кодом частоты и разрядностью аккумулятора фазы. При этом шаг перестройки частоты не зависит от ее значения. Если увеличить разрядность N , то уменьшится шаг перестройки частоты. Причём особых ограничений здесь нет. Например, если разрядность накапливающего сумматора 32 бита (4 294 967 296 отсчётов фазы на полный период), а тактовая частота равна 1 ГГц, то частотное разрешение составит порядка 0.23 Гц.

Рассмотренная выше структура применяется во многих современных генераторах с DDS. Такие приборы называют генераторами произвольных функций (*англ.* AFG, Arbitrary Function Generators) или цифровыми функциональными генераторами. Они характерны фиксированной частотой дискретизации (что позволяет использовать только один выходной фильтр) и постоянной ёмкостью перекодировочной таблицы ПЗУ, в которой заложена информация о форме требуемого сигнала. Отметим, что AFG-генераторы не позволяют воспроизводить колебания разной формы во всем диапазоне частот генератора. Так, если AFG-генератор мо-

жет вырабатывать синусоидальный сигнал с максимальной частотой 100 МГц, то прямоугольный сигнал (меандр) уже будет ограничен частотой 50 МГц, а более сложный сигнал (например, треугольный) вообще может иметь максимальную частоту 1 МГц. Причина этого состоит в том, что для представления сложного сигнала (по теореме Котельникова) требуется большее количество отсчётов на период. Соответственно, при фиксированной частоте дискретизации это возможно только при меньшей частоте выходного сигнала.

В качестве примера СВЧ DDS-генератора рассмотрим технические данные прибора фирмы Keysight Technologies UXG Agile Signal Generator с высокой скоростью перестройки (рис. 7.15).

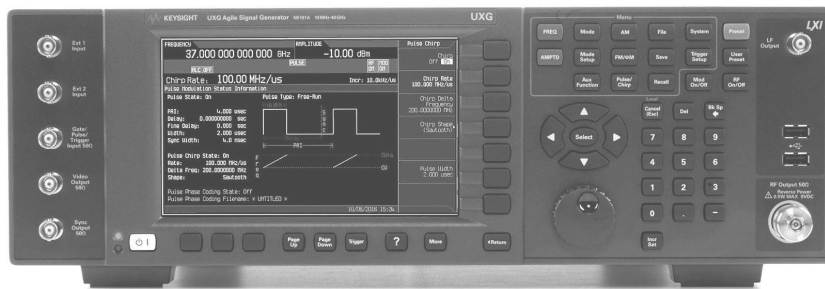


Рис. 7.15. СВЧ-генератор компании Keysight с DDS-синтезом

Он обеспечивает DDS-синтез сигнала в диапазоне до 1.43 ГГц с последующим умножением частоты до 20 или 40 ГГц (опционально). В этом диапазоне он имеет шаг перестройки по частоте стандартно 10 кГц, опционально — 0.001 Гц. Время переключения по частоте составляет 100 нс, по амплитуде (с использованием электронных аттенюаторов) — порядка 600 нс. Фазовый шум генератора на частоте 1 ГГц — не ниже -147 дБн/Гц, на частоте 20 ГГц — не ниже -117 дБн/Гц.

В настоящее время в СВЧ-технике наибольшее применение нашли синтезаторы с косвенным принципом формирования частоты. Они основаны на использовании фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ, *англ.* PLL). Простейший однопетлевой синтезатор ФАПЧ включает в себя перестраиваемый генератор СВЧ, управляемый напряжением (ГУН, *англ.* VCO, Voltage-Controlled Oscillator). Сигнал ГУН является выходным аналоговым сигналом всего синтезатора с ФАПЧ. Он же подаётся на делитель частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД) (рис. 7.16).

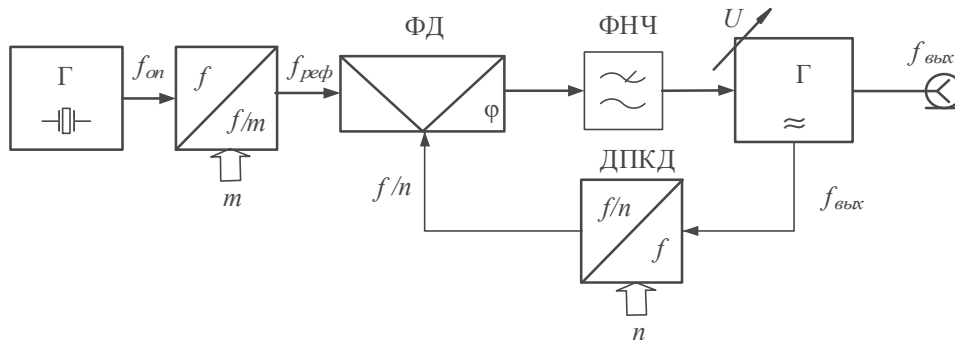


Рис. 7.16. Структурная схема цифрового синтезатора с ФАПЧ

На фазовый детектор подают два колебания: первое со стабильной частотой (частотой сравнения) $f_{\text{реф}} = f_{\text{оп}}/m$, второе (с ДПКД) с пониженной частотой $f_{\text{ВЫХ}}/n$. Напряжение с выхода фазового детектора через сглаживающий фильтр нижних частот (ФНЧ) воздействует на управляемый генератор и подстраивает его до момента достижения равенства: $f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{реф}} \cdot n$. Установку выходного значения частоты синтезатора осуществляют, подбирая коэффициенты деления частоты m и n :

$$f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{реф}} \cdot n = f_{\text{оп}} \frac{n}{m}.$$

Изменяя коэффициент деления n , можно получить сетку частот с шагом, равным $\Delta f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{оп}}/m$. Для достижения более мелкого шага иногда используют смеситель и дополнительный генератор частоты сдвига (например, низкочастотный DDS-синтезатор с общим опорным источником), реализуя синтезатор гибридного типа PLL/DDS (рис. 7.17).

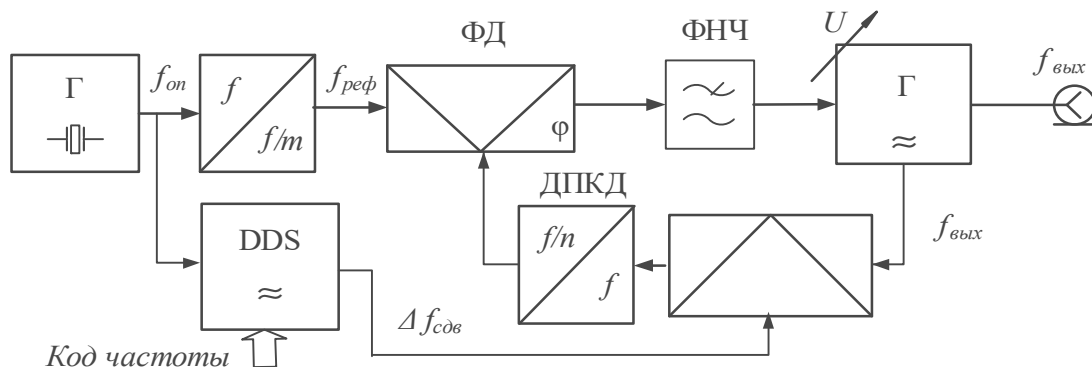


Рис. 7.17. Вариант схемы синтезатора со сдвигом частоты

Тогда выходная частота будет устанавливаться грубо — коэффициентом делителя n (с шагом $f_{\text{оп}}/m$), и точно — сдвигом на величину частоты генератора DDS:

$$f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{оп}} \frac{n}{m} + \Delta f_{\text{сдв}}.$$

Введение сдвига по частоте позволяет использовать относительно большие частоты сравнения. Это увеличивает быстродействие ФАПЧ за счёт расширения рабочей полосы ФНЧ на выходе фазового детектора. Поскольку при умножении частоты в n/m раз девиация фазы случайных флуктуаций опорного генератора тоже увеличиваются в n/m , то мощность фазовых шумов синтезатора с ФАПЧ больше шума опорного генератора на $20 \lg(n/m)$, дБ. Поэтому увеличенная частота сравнения $f_{\text{реф}} = f_{\text{оп}}/m$, и, соответственно, низкое отношение n/m минимизирует фазовый шум выходного сигнала.

Главным преимуществом схем на основе ФАПЧ являются более чистый спектр выходного сигнала и простота конструкции. Основные недостатки — значительное время перестройки частоты (обратно пропорциональное полосе пропускания фильтра ФАПЧ и, следовательно, частотному шагу). Для улучшения параметров синтезаторов с косвенным синтезом частоты используют более сложные схемы с несколькими петлями ФАПЧ.

В таблице 7.2 приведены основные достоинства и недостатки рассмотренных методов синтеза частоты.

Таблица 7.2

Метод синтеза	Преимущества	Недостатки
Прямой аналоговый синтез (DAS)	<ul style="list-style-type: none"> • Высокая скорость переключения; • спектральная чистота выходного сигнала 	<ul style="list-style-type: none"> • Ограниченный частотный диапазон; • громоздкость и сложность, дороговизна; • сложность аналоговой и цифровой модуляций
Прямой цифровой синтез (DDS)	<ul style="list-style-type: none"> • Простота и компактность; • высокая скорость переключения; • фазонепрерывное переключение 	<ul style="list-style-type: none"> • Ограниченный частотный диапазон сверху; • шумы квантования выходного сигнала
Косвенный синтез с ФАПЧ	<ul style="list-style-type: none"> • Широкий частотный диапазон (вплоть до сотен ГГц); • простота и компактность; • относительная дешевизна 	<ul style="list-style-type: none"> • Трудность получения малого шага перестройки частоты; • сложность реализации цифровой модуляции; • ограниченная скорость перестройки

7.5. Векторные генераторы СВЧ

Векторные генераторы позволяют реализовать сложные виды аналоговой и цифровой модуляции, используя векторное представление сигнала (отображение вектора его комплексной огибающей в полярной системе координат). Вещественная координата вектора определяется сигналом $I(t)$ синфазным с несущим колебанием, а мнимая — квадратурным (сдвинутым на 90°) сигналом $Q(t)$ (I/Q -модуляция):

$$\begin{aligned}
 u(t) &= U(t)\cos(\omega t + \varphi(t)) = \dots \\
 &\dots = U(t)\cos(\varphi(t))\cos(\omega t) - U(t)\sin(\varphi(t))\sin(\omega t) = \dots \\
 &\dots = I(t)\cos(\omega t) - Q(t)\sin(\omega t).
 \end{aligned}$$

Квадратурные компоненты сигнала $I(t) = U_I(t)\cos(\varphi_I(t))$ и $Q(t) = U_Q(t)\sin(\varphi_Q(t))$ подают на специальные аналоговые входы модуляции на векторном генераторе. Саму I/Q -модуляцию реализуют с помощью квадратурного модулятора (рис. 7.18).

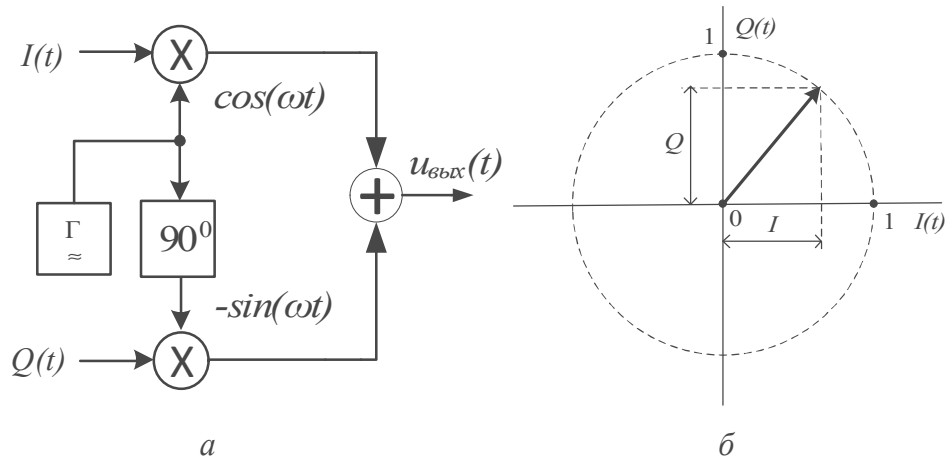


Рис. 7.18. Квадратурный модулятор векторного генератора СВЧ (а) и векторная диаграмма модулированного сигнала (б)

Таким образом, векторный генератор включает в себя синтезатор несущего колебания, квадратурный модулятор (управляемый сигналами, подаваемыми на входы I и Q), а также выходные каскады — усилитель с АРУ и калиброванный аттенюатор (рис. 7.19).

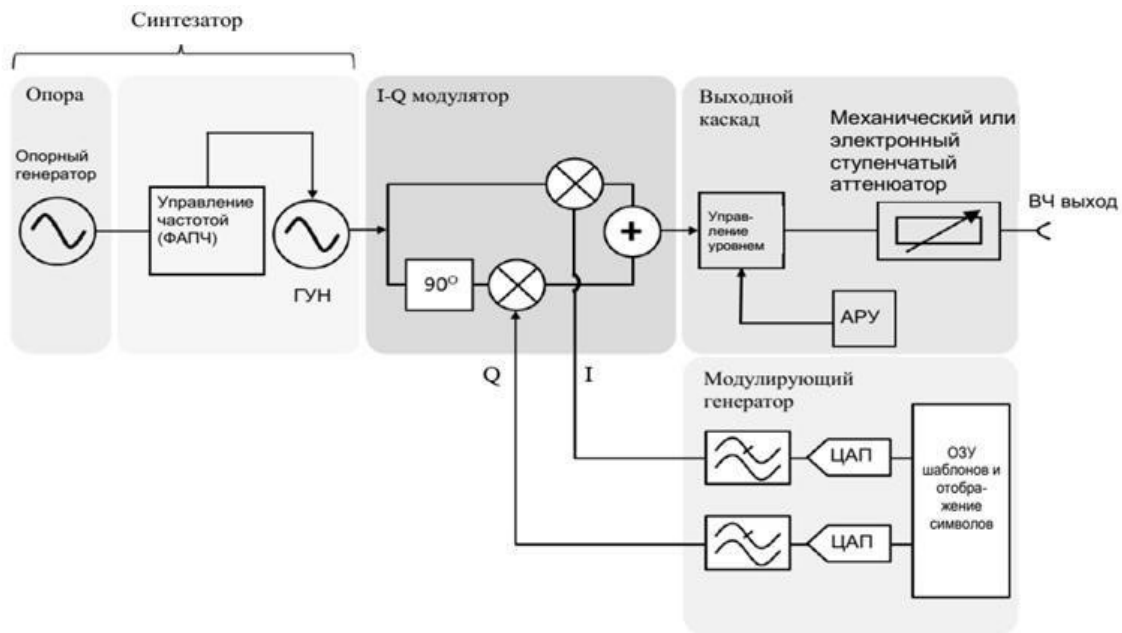


Рис. 7.19. Структурная схема векторного генератора СВЧ

В векторных генераторах предусматривают цифровой ввод шаблонов — наиболее широко используемых видов аналоговой и цифровой модуляции радиосигналов, в том числе шаблонов модуляции стандартных протоколов систем связи. Цифровые шаблоны в виде потоков данных I/Q -компонент преобразуются в управляющие аналоговые сигналы модуляции с помощью двух ЦАП и сглаживающих фильтров. Входы для подачи внешних сигналов модуляции имеют широкую полосу пропускания — до сотен МГц. Это позволяет вырабатывать тестовые сигналы для современных быстродействующих линий цифровой связи с тактовыми частотами гигагерцового диапазона.

Контрольные вопросы

1. Что такое измерительный генератор? Чем он отличается от обычного источника сигналов, используемого в схемотехнике?
2. Опишите принцип действия аналогового СВЧ-генератора с внешней обратной связью. Почему стабильность частоты генератора зависит от добротности резонатора в петле обратной связи?
3. Что такое кварцевый генератор? Для каких целей он применяется в измерительной аппаратуре СВЧ?
4. Какие функции выполняют усилитель и аттенюатор в измерительных генераторах СВЧ? Какие параметры измерительного генератора они обеспечивают?
5. Какими параметрами характеризуют неидеальность формы выходного сигнала и уровень собственных шумов генератора СВЧ?
6. Какие сигналы вырабатывает измерительный генератор шума? Какие параметры его выходного сигнала можно контролировать?
7. Какие первичные источники шума используют в схемах генераторов шума?
8. Что такое синтезатор частоты? Какие сигналы вырабатывают эти приборы? Укажите принципы действия синтезаторов разных типов.
9. Как устроен синтезатор с прямым аналоговым методом формирования частоты? Какие преимущества имеет этот метод синтеза сигнала?
10. Что такое генератор с прямым цифровым синтезом сигналов? Каковы принцип его действия и форма выходного сигнала?
11. По каким причинам на СВЧ используют в основном синтезаторы частоты с ФАПЧ? Укажите основные преимущества таких генераторов, их достоинства и недостатки.

8. СКОРОСТНЫЕ И СТРОБОСКОПИЧЕСКИЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

8.1. Классификация осциллографов

Осциллограф (лат. *oscillo* — качаюсь + греч. *graphō* — пишу) — радиоизмерительный прибор, предназначенный для наблюдения временных зависимостей сложных сигналов и измерения их параметров — напряжения и временных интервалов. Исторически название «осциллограф» связано с приборами, фиксирующими форму колебаний на светочувствительную плёнку (световые самописцы). В отечественной литературе это определение перешло на электронно-лучевые осциллографы (ЭЛО), а затем и на цифровые (ЦО). В англоязычной литературе для этих приборов используют более точный термин — осцилоскоп (*oscillo* + греч. *σκοπέω* — смотрю).

Осциллограф позволяет получить график (*осциллограмму*) сигнала в декартовой системе координат «время — напряжение» и измерить параметры этого сигнала. Прибор используется как для визуального анализа осциллограмм, так и для измерения параметров исследуемых сигналов. С помощью осциллографа прямым способом измеряют мгновенные значения напряжения и временные интервалы.

Для исследования быстрых процессов в настоящее время используют аналоговые скоростные осциллографы, стробоскопические осциллографы с преобразованием временного масштаба сигнала (растяжка во времени) и сверхскоростные цифровые осциллографы (рис. 8.1).

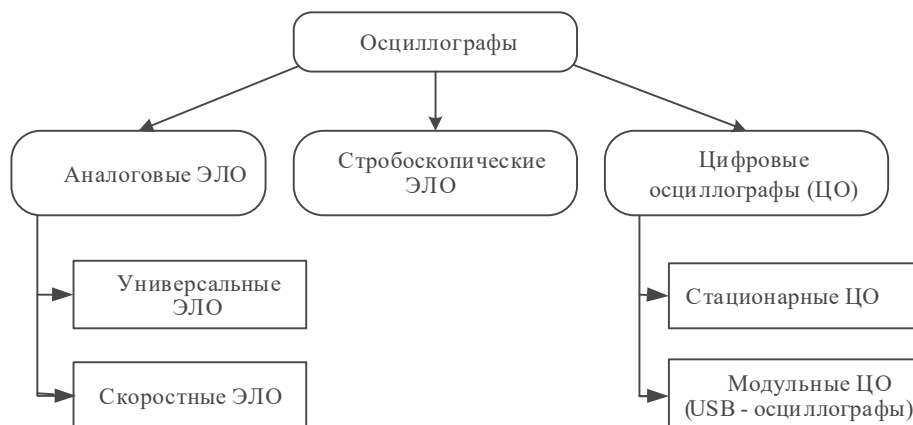


Рис. 8.1. Классификация быстродействующих СВЧ-осциллографов

Универсальные аналоговые электронно-лучевые осциллографы (ЭЛО), широко используемые в радиоэлектронных измерениях НЧ и ВЧ, имеют ограниченную полосу рабочих частот и непригодны для исследования сигналов в современных быстродействующих СВЧ-приборах и линиях цифровой связи. В настоящее время аналоговые ЭЛО с электронно-лучевой трубкой (ЭЛТ) во многих применениях практически полностью заменены достаточно дешёвыми цифровыми осциллографами. Тем не менее ряд преимуществ аналоговых ЭЛО — работа практически без потерь информации о сигнале, относительная

простота управления и дешевизна — не позволяют исключить их из списка приборов для исследования формы сигналов.

Аналоговые осциллографы позволяют исследовать сигналы в режиме реального времени и, как правило, не имеют режима запоминания (за исключением устаревших ЭЛО с запоминающими ЭЛТ). Поэтому они пригодны только для наблюдения *повторяющихся* процессов (периодических и непериодических). Однократные и неповторяющиеся процессы исследуют такими осциллографами в режиме фотографирования изображения на экране. В *скоростных аналоговых* осциллографах используют специальную ЭЛТ «бегущей волны» с отклоняющей системой в виде широкополосной замедляющей структуры. В других типах СВЧ-осциллографов используют трансформацию временного масштаба для исследования повторяющихся сигналов малой длительности (*стробоскопические* осциллографы) или быстрое аналого-цифровое преобразование мгновенных значений сигнала (*цифровые* запоминающие осциллографы СВЧ). Они будут рассмотрены далее.

Согласно ГОСТ 15094-86 аналоговые осциллографы делят на универсальные (группа С1), скоростные и стробоскопические (С7). Цифровые осциллографы обычно относят к группе специальных (С9) или запоминающих (С8).

8.2. Универсальные и скоростные осциллографы

Напомним вкратце принцип действия универсального осциллографа. Его основными блоками являются электронно-лучевая трубка с устройством ускорения и фокусировки электронов, каналы вертикального (Y) и горизонтального (X) отклонений луча, блок синхронизации и запуска, канал модуляции луча по яркости (Z).

В осциллографах применяют ЭЛТ с электростатическим формированием и отклонением луча. Такая трубка содержит две пары пластин для отклонения электронного луча по вертикали и горизонтали, ускоряющие и фокусирующие электроды, модулятор для управления плотностью луча (а следовательно, и яркостью изображения) и катод с подогревателем. Изображение сигнала (*осциллограмма*) «рисует» электронным лучом на плоском экране с люминесцентным покрытием. Непосредственно на внутреннюю поверхность экрана ЭЛТ наносят шкалу (прямоугольную сетку). Масштаб осциллограммы устанавливают относительно деления этой шкалы.

Канал Y служит для усиления исследуемого сигнала и регулировки масштаба по вертикали. Он включает в себя входное устройство, калиброванный аттенюатор, предварительный усилитель, линию задержки и оконечный усилитель. Входное устройство представляет собой коммутируемый разделительный конденсатор, позволяющий при необходимости реализовать «закрытый вход» канала. Калиброванный аттенюатор и предварительный усилитель обеспечивают регулировку уровня исследуемого сигнала и положения осциллограммы по вертикали.

Линия задержки обеспечивает небольшой временной сдвиг сигнала, подаваемого на отклоняющие пластины Y . Это позволяет на осциллограмме сдвинуть фронт исследуемого импульса относительно начала развертки при запуске

генератора развертки от входного сигнала (внутренняя синхронизация и запуск). Оконечный усилитель канала Y увеличивает амплитуду сигнала и позволяет согласовать выходное сопротивление канала Y с паразитной ёмкостью отклоняющих пластин.

Канал X служит для отклонения луча по горизонтали. Он содержит генератор развертки и оконечный усилитель. Генератор развертки вырабатывает изменяющееся (пилообразное) напряжение (рис. 8.2). Оно имеет участок прямого хода развертки $t_{пр}$, участок обратного хода $t_{обр}$ и интервал блокировки $t_{бл}$.

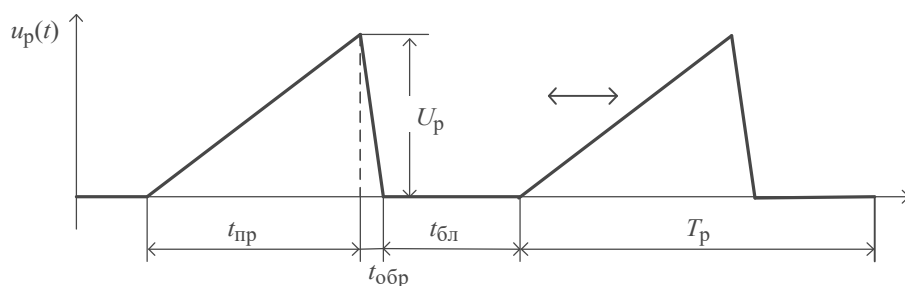


Рис. 8.2. Пилообразное напряжение непрерывной развертки

Длительность прямого хода определяет временной масштаб осциллограммы по оси X и приближённо равна цене деления (коэффициенту развертки), умноженной на 10 делений всей шкалы. Время обратного хода зависит от быстродействия канала X . Его стараются делать минимальным.

Генератор развертки имеет три режима работы: автоколебательный (непрерывный), ждущий и однократный. Автоколебательный режим — основной режим работы канала X ; применяется для исследования периодических сигналов. Напряжение развертки вырабатывается все время вне зависимости от наличия сигнала синхронизации (запуска). Для автоколебательного режима работы период развертки T_p равен сумме длительностей прямого и обратного хода, а также времени блокировки. Ждущий режим применяют для исследования непериодических сигналов и импульсов большой скважности. Однократный режим работы осциллографа применяют редко; обычно он используется при фотографировании осциллограмм одиночных или неповторяющихся процессов (шумов, случайных сигналов). Напряжение развертки и кадр изображения в этом режиме создаются при нажатии кнопки на передней панели осциллографа или при подаче импульса запуска на вход внешнего запуска.

Оконечный усилитель канала X выполняет те же функции, что и усилитель канала Y . Он также используется в режиме X – Y для усиления сигнала, подаваемого на вход X при отключённой развёртке.

Устройство синхронизации и запуска (УСЗ) обеспечивает получение неподвижного изображения на экране. Это устройство вырабатывает импульсы синхронизации (запуска), которые привязаны к одной и той же характерной точке сигнала (например, фронт, срез импульса и др.). УСЗ вырабатывает импульсы только при наличии на входе осциллографа сигнала (внутренняя синхронизация/запуск) или при подаче специальных синхроимпульсов (внешняя синхронизация/запуск). Для периодических сигналов устройство

синхронизации вырабатывает импульсы с периодом, равным периоду входного сигнала. В автоколебательном режиме эти импульсы подстраивают частоту генератора развертки так, чтобы обеспечить точное равенство или кратность периода развертки T_p периоду входного сигнала. T_c :

$$T_p = n T_c, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (8.1)$$

Выражение (8.1) является *условием неподвижности* изображения. Каждый ход развертки создаёт один и тот же кадр изображения исследуемого сигнала. В ждущем режиме генератора развертки УСЗ вырабатывает импульсы при появлении на входе каждой копии сигнала. Эти импульсы запускают генератор развертки как в периодическом, так и в непериодическом режиме его работы. При отсутствии сигнала развёртка не работает («ждёт» сигнала запуска). Канал Z служит для модуляции яркости изображения на экране. Основное назначение канала — подсвет прямого хода развертки. Во время обратного хода и блокировки ЭЛТ запирается отрицательным напряжением на модуляторе.

Универсальные аналоговые осциллографы имеют рабочий диапазон, ограниченный со стороны высоких частот. Это связано, во-первых, с конечной полосой пропускания усилителей канала Y . Вторым фактором, ограничивающим широкополосность универсальных осциллографов, является влияние емкости отклоняющих пластин и индуктивности проводов, подводящих сигнал к пластинам ЭЛТ. Они вызывают нежелательные резонансы, искажают форму коротких импульсов. Поэтому выводы отклоняющих пластин делают максимально короткими. Их впаивают в колбу ЭЛТ в непосредственной близости от пластин. Оконечный каскад усилителя Y располагают вблизи выводов. Выходное сопротивление оконечного усилителя стремятся делать малым, что позволяет снизить влияние ёмкостной нагрузки пластин на форму отклоняющего напряжения.

Третьим — и принципиальным — ограничением рабочей полосы осциллографа является недостаточное быстродействие самой ЭЛТ. Это ограничение связано с влиянием пролётных явлений в зоне отклоняющих пластин Y . На рисунке 8.3 представлена упрощённая система вертикального отклонения традиционной осциллографической ЭЛТ.

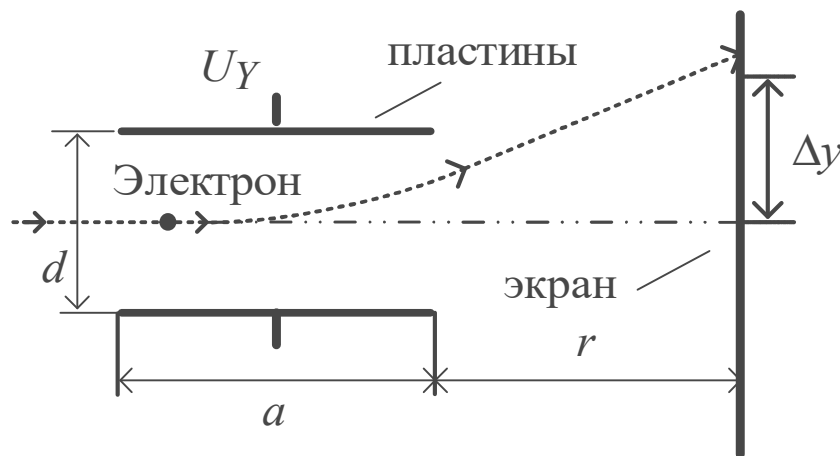


Рис. 8.3. Отклоняющая система осциллографической ЭЛТ

Электрон при пролёте через пластины отклоняется электрическим полем $E = \frac{U_Y}{d}$ на величину Δy , где d — расстояние между пластинами; U_Y — напряжение сигнала, поданное на пластины Y . Это отклонение тем больше, чем значительнее расстояние от отклоняющей системы до экрана r . Скорость электрона определяется ускоряющим напряжением на втором аноде ЭЛТ U_a , зарядом e и массой m электрона:

$$v_{эл} = \sqrt{\frac{2e}{m}U_a} \sim 10^5 \dots 10^6 \text{ м/с.}$$

Время пролёта электрона через пластины $\tau_{пр} = a / v_{эл} = \frac{a}{U_a} \sqrt{\frac{m}{2e}}$. Время пролёта (а следовательно, и время взаимодействия электрона с отклоняющим напряжением) пропорционально длине пластин и обратно пропорционально ускоряющему напряжению. Например, для $U_a = 2$ кВ и при длине пластин 2 см время пролёта равно примерно 0.5 нс. Чувствительность ЭЛТ, определяющая возможность осциллографирования слабых сигналов, — это отношение отклонения луча к напряжению на пластинах

$$h_0 = \frac{\Delta y}{U_Y} = \frac{a \cdot r}{2dU_a}$$

Чувствительность типовых ЭЛТ для постоянного отклоняющего напряжения лежит в пределах нескольких мм/В (статическая чувствительность). Для повышения чувствительности уменьшают расстояние между пластинами. Это ограничивает максимальный угол отклонения луча и, соответственно, размер осциллограммы по вертикали. Для его увеличения отклоняющие пластины часто делают немного изогнутыми с края, обращённого в сторону экрана.

Рассмотрим, как изменяется чувствительность ЭЛТ при быстром изменении отклоняющего напряжения. Для синусоидального напряжения с частотой f электрон во время пролёта испытывает отклоняющее воздействие меняющегося напряжения. Результирующее отклонение (а следовательно, и чувствительность) будет зависеть от соотношения времени пролёта и периода отклоняющего напряжения $T = 1/f$ по закону $\text{sinc}(x)$:

$$h_Y(f) = h_0 \frac{\sin(\pi \tau_{пр}/T)}{\pi \tau_{пр}/T} = h_0 \frac{\sin(\pi \tau_{пр} f)}{\pi \tau_{пр} f}$$

При времени пролёта, равном периоду отклоняющего напряжения, электрон отклоняют две противоположных по знаку полуволны синусоидального сигнала. То есть на *критической* частоте $f_{кр} = 1/\tau_{пр}$, где время пролёта и период сигнала равны, чувствительность ЭЛТ равна нулю. Полосу пропускания ЭЛТ задают верхней граничной частотой f_b , на которой чувствительность составляет 0,707 от ее значения на нулевой частоте h_0 . Для времени пролёта 0.5 нс критическая частота ЭЛТ составляет 2 ГГц. Верхняя граничная частота тогда равна

$$\frac{h_y(f_e)}{h_0} = \frac{\sin(\pi\tau_{пр}f_e)}{\pi\tau_{пр}f_e} = 0.707 \Rightarrow \pi\tau_{пр}f_e = 1.41, \text{ откуда } f_e = \frac{0.45}{\tau_{пр}}.$$

Для времени пролёта 0.5 нс верхняя граничная частота полосы пропускания, обусловленная только пролётными явлениями в ЭЛТ, равна примерно 900 МГц. Для увеличения f_v следует повышать критическую частоту $f_{кр}$, снизив время пролёта электрона. Это можно сделать, увеличивая ускоряющее напряжение U_a или уменьшая длину отклоняющих пластин. И то и другое приводит, к сожалению, к снижению статической чувствительности ЭЛТ h_0 . Поэтому при проектировании широкополосных ЭЛТ, как правило, используют разные компромиссные способы повышения чувствительности: увеличение расстояния до экрана r , снижение анодного напряжения (жертвуя при этом яркостью свечения экрана), уменьшение расстояния между пластинами (с соответствующим ограничением размера экрана по вертикали). Тем не менее реально достижимая полоса пропускания ЭЛТ универсального осциллографа не превышает нескольких сотен МГц.

Значительное расширение полосы пропускания ЭЛТ возможно при использовании специальных отклоняющих систем, построенных по принципу замедляющих систем СВЧ. Такие ЭЛТ называют *трубками бегущей волны* (ТБВ), а осциллографы с такими трубками — *скоростными осциллографами*. Схематически вариант такой отклоняющей системы показан на рисунке 8.4.

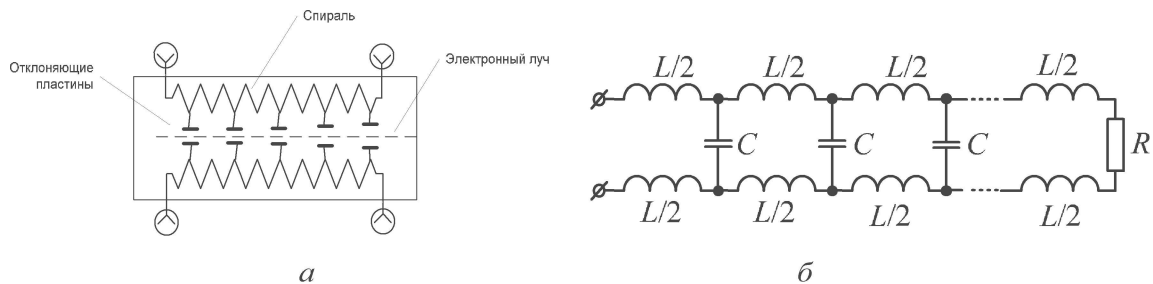


Рис. 8.4. Отклоняющая система бегущей волны *a* — внешний вид; *б* — эквивалентная схема.

В простейшем случае она представляет собой набор секций коротких отклоняющих пластин, соединенных между собой небольшими индуктивностями L (рис. 8.4*a*). Расстояние между пластинами увеличивается вдоль оси (по мере приближения к экрану). Для входного сигнала отклоняющая система является линией задержки с сосредоточенными постоянными (рис. 8.4*б*). На

выходе линии включают согласованную нагрузку $R_H = \sqrt{\frac{L}{C}}$ (C — емкость между

парой пластин). При этом поданный на вход сигнал будет распространяться вдоль линии без отражений. Время задержки сигнала на каждой секции равно $\tau_{зад} = \sqrt{LC}$. Если подобрать скорость электронов равной скорости волны, бегущей вдоль отклоняющей системы, то время задержки будет равно времени пролёта электронов между соседними секциями $\tau_{зад} \approx \tau_{пр}$. Электроны будут последовательно отклоняться всеми секциями пластин одним и тем же мгновенным значением исследуемого напряжения. Пролётные явления в одной

короткой отклоняющей секции малы, а малая чувствительность каждой секции компенсируется увеличением их количества. Таким образом, удаётся получить достаточную чувствительность ТБВ в широком диапазоне частот входного сигнала (до единиц ГГц).

На практике в отклоняющих системах бегущей волны применяют более сложные типы замедляющих систем (спиральная, меандровая, гребенчатая и др.). Общим свойством таких систем является прижатость электромагнитного поля к поверхности. Область взаимодействия с электронами при этом мала по высоте, что не позволяет получить большие углы отклонения луча. Это обстоятельство ограничивает высоту изображения на экране ТБВ.

Свойства трубки бегущей волны определяют особенности структурной схемы скоростного осциллографа (рис. 8.5).

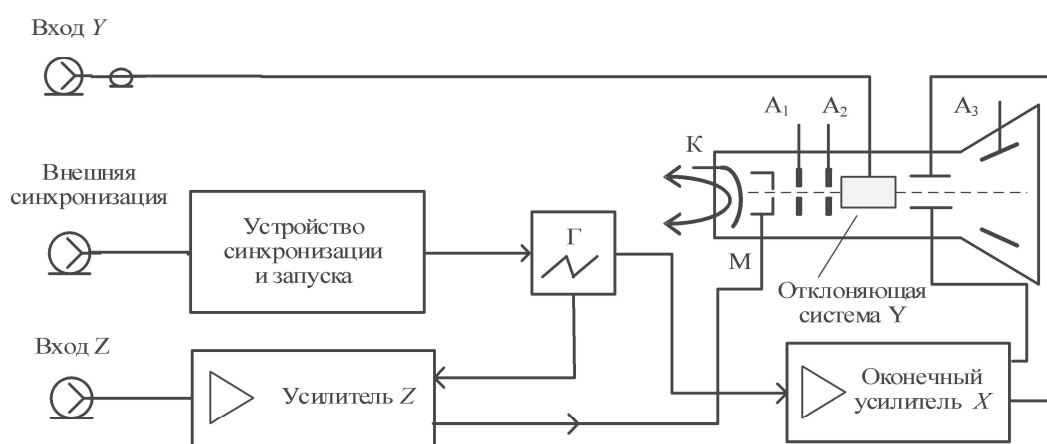


Рис. 8.5. Упрощённая структурная схема скоростного осциллографа

Для получения широкой рабочей полосы часто отказываются от усиления сигнала в канале Y . Входной сигнал подают прямо на отклоняющую систему ТБВ через коаксиальную линию. При этом скоростной осциллограф имеет входное сопротивление, равное волновому сопротивлению отклоняющей системы (50 или 75 Ом). Для повышения чувствительности используют невысокие значения ускоряющего напряжения U_a . Отсюда — низкая яркость изображения и жёсткие требования к фокусировке луча. Из-за ограниченной чувствительности и малого угла отклонения скоростные осциллографы имеют небольшой размер экрана. Эти особенности заставляют использовать различные методы фотофиксации получаемых осциллограмм.

Серьёзные проблемы возникают при разработке блока развертки скоростных осциллографов. Требуется генератор быстрой развертки, обеспечивающий коэффициенты развертки порядка единиц и десятков пикосекунд. При этом необходимо обеспечить на пластинах X пилообразное напряжение с высокой линейностью. Блок развертки скоростного осциллографа обычно работает в расширенном диапазоне длительностей (коэффициенты развертки от долей нс/дел до мкс/дел), что позволяет наблюдать сигналы как малой, так и большой длительности. Синхронизацию и запуск развертки делают только внешним сигналом. Если требуется запуск от входного сигнала, то используют СВЧ-

делитель (тройник), который позволяет подать сигнал как на вход Y , так и на вход внешнего запуска. Для наблюдения фронта входного сигнала его подают на вход через дополнительную широкополосную линию задержки (например, в виде длинного отрезка коаксиального кабеля).

Калибровку канала X скоростного осциллографа проводят обычным способом — подстройкой коэффициента развертки при наблюдении образцового сигнала (меандра). Калибровка по оси Y в обычном смысле невозможна (у ТБВ нет регулировки чувствительности). Поэтому для определения масштаба по вертикали в скоростных осциллографах создают на экране изображение сетки с образцовыми значениями напряжений. Калибратором в этом случае выступает генератор ступенчатого напряжения. Полученный горизонтальный растр фотографируется. Затем на этот же снимок фотографируется осциллограмма самого сигнала.

Скоростные осциллографы позволяют существенно расширить рабочую полосу частот. Так, в отечественном осциллографе С7-19 со скоростной ТБВ 10ЛО105А достигнута полоса пропускания 5 ГГц, время нарастания ПХ — 70 пс. Коэффициент отклонения осциллографа невелик (170 мВ/мм, усилитель канала Y отсутствует), входное сопротивление канала Y — 50 Ом. Диапазон установки коэффициента развертки 0.2...100 нс/дел. Размер экрана 40×60 мм, длина трубки 70 см. Скорость фотозаписи составляет 250 000 км/с, толщина сфокусированного луча — порядка 65 мкм, ускоряющее анодное напряжение — 5.5 кВ. Пределы основной погрешности измерения амплитудных и временных параметров: $\pm 10\%$.

К недостаткам традиционных скоростных осциллографов следует отнести низкую чувствительность и отсутствие памяти. Современные аналоговые скоростные осциллографы высокого класса позволяют в известной степени преодолеть эти недостатки. Так, в осциллографе TS-81000 японской фирмы IWATSU (АКТАКОМ АСК-8104) применена встроенная малогабаритная запоминающая 2-дюймовая ТБВ со ПЗС-видеоконвертором (рис. 8.6).

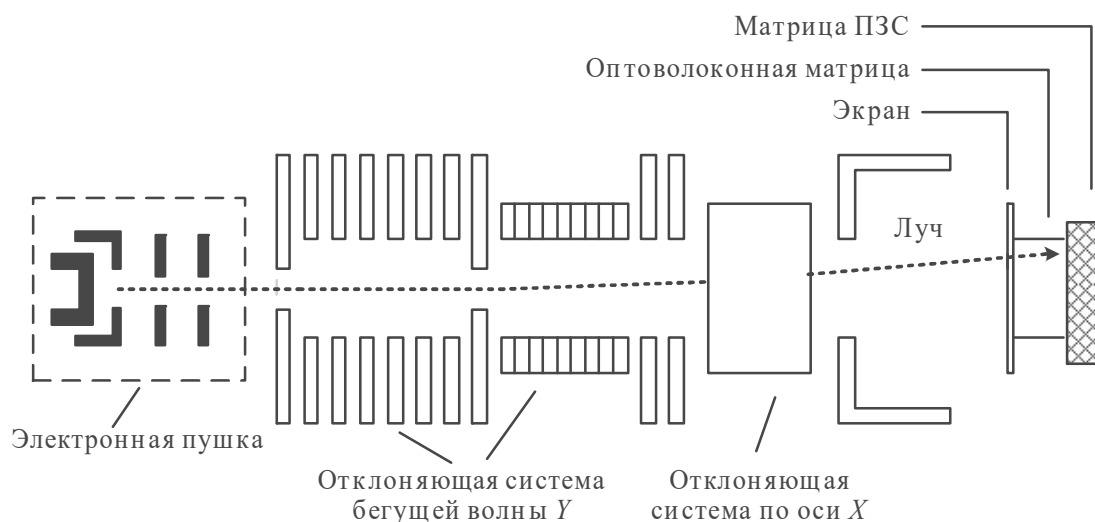


Рис. 8.6. Трубка бегущей волны с ПЗС-конвертором

За счёт малых габаритов трубки ее паразитные реактивности значительно уменьшены, а полоса расширена. Изображение создается и запоминается на внутреннем экране трубки. Затем с помощью оптоволоконной матрицы оно переносится на прибор с зарядовой связью (ПЗС-конвертор) высокого разрешения. Он преобразует осциллограмму аналогового сигнала в цифровой вид. Данные преобразованного сигнала сохраняются в памяти прибора и используются для построения осциллограммы на большом ЖК-дисплее с разрешением 640×480 точек.

Осциллограф обеспечивает коэффициент развертки $200 \text{ пс/дел} \dots 200 \text{ мс/дел}$ при минимальном коэффициенте отклонения 5 мВ/дел в полосе 1 ГГц (время нарастания порядка 0.35 нс). Это один из самых широкополосных аналоговых осциллографов, выпускаемых в настоящее время. Он обеспечивает ряд функций, характерных для цифрового осциллографа (запоминание осциллограмм сигналов, автонастройку параметров отклонения, развертки и синхронизации, курсорные измерения). Для примера на рисунке 8.7 представлена осциллограмма короткого импульса длительностью около 1 нс , зафиксированная на экране осциллографа TS-81000 при коэффициенте развертки 200 пс/дел .

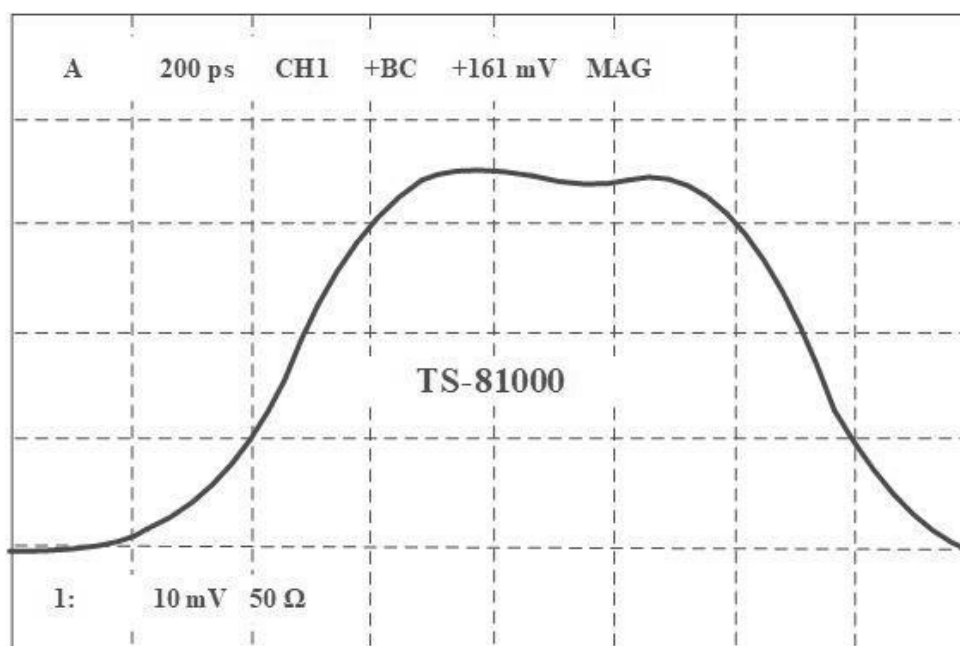


Рис. 8.7. Осциллограмма наносекундного импульса на экране скоростного осциллографа

Область использования скоростных осциллографов — это исследование одиночных и неповторяющихся процессов наносекундной и пикосекундной длительности в режиме реального времени. В отличие от цифровых СВЧ-осциллографов, эти приборы практически не пропускают фрагментов сигнала между кадрами изображения (отсутствие «мёртвого» времени). Однако низкая чувствительность, громоздкость и ограниченная рабочая полоса частот делают эти осциллографы пригодными для решения узкого спектра указанных выше измерительных задач. Для наблюдения периодических или повторяющихся сигналов малой длительности чаще применяют стробоскопические осциллографы.

8.3. Принцип действия стробоскопического осциллографа

Стробоскопическим (англ. sampling oscilloscope) называется осциллограф, использующий масштабное преобразование во времени (расширение) сигнала с сохранением его формы. Стробоскопические осциллографы удачно сочетают в себе широкую полосу и высокую чувствительность.

Принцип стробоскопического преобразования заключается в следующем. Входной сигнал дискретизируют во времени, причем от каждой копии сигнала берется только один отсчет (в отличие от цифрового осциллографа, где берется много отсчетов). Операцию дискретизации выполняет *стробоскопический смеситель*, входящий в состав *стробоскопического преобразователя*. Смеситель от каждой копии сигнала формирует короткий импульс, амплитуда которого пропорциональна мгновенному значению сигнала (отсчету) в точке дискретизации. При этом точки дискретизации равномерно смещены во времени по копиям сигнала. На выходе смесителя формируется последовательность импульсов с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ). Огибающая последовательности повторяет форму сигнала, а длительность ее может быть значительно больше исходной длительности сигнала.

Конструкция простейшего стробоскопического смесителя содержит быстродействующий коммутационный диод VD и накопительный конденсатор C (рис. 8.8).

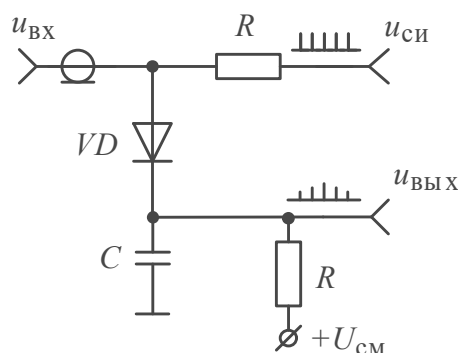


Рис. 8.8. Однодиодный стробоскопический смеситель

Рассмотрим принцип действия стробоскопического смесителя на примере дискретизации короткого импульсного сигнала, подаваемого на его вход (рис. 8.9).

На диод смесителя подают короткие *стробирующие импульсы*, сдвинутые относительно периода сигнала на *шаг считывания* Δt : $T_{си} = T_c + \Delta t$. Здесь T_c — длительность (период) сигнала, $T_{си}$ — период повторения строб-импульсов. Строб-импульсы и входной сигнал суммируются на быстродействующем арсенид-галлиевом диоде VD . Он играет роль аналогового коммутатора, управляемого строб-импульсами. В исходном состоянии диод заперт постоянным напряжением смещения $U_{см}$. Его выбирают таким, чтобы максимальное значение входного сигнала не могло бы открыть диод. Он должен отпираться только при приходе строб-импульса. При этом заряжается конденсатор C . Амплитуда

напряжения на конденсаторе пропорциональна сумме постоянной амплитуды строб-импульсов $U_{\text{СИ}}$ и мгновенного значения входного сигнала $u_{\text{ВХ}}(t)$. Таким образом, на конденсаторе смесителя формируются импульсы, промодулированные по амплитуде входным сигналом. Огибающая этих импульсов повторяет форму входного сигнала (рис. 8.9), но длительность ее существенно больше.

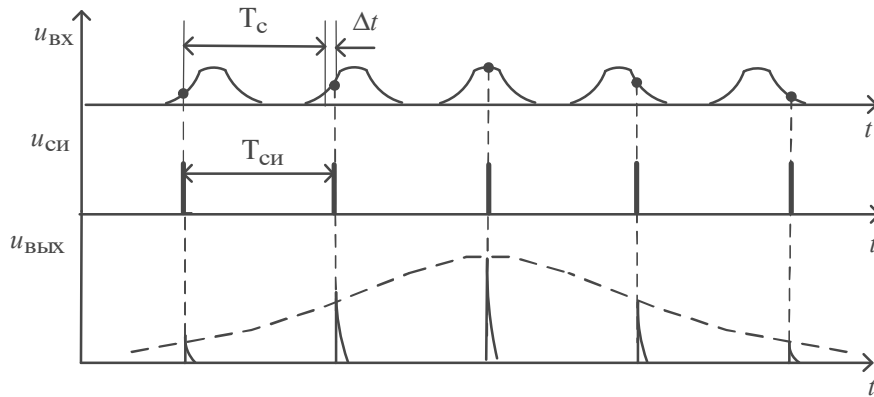


Рис. 8.9. Вид сигналов в стробоскопическом преобразователе

Оценим коэффициент трансформации временного масштаба при стробоскопическом преобразовании. Для получения огибающей всего сигнала длительностью T_c требуется n отсчетов, идущих через шаг считывания $n = T_c / \Delta t$. Тогда общая длительность преобразованного сигнала равна длине последовательности n строб-импульсов $T_{\text{пр}} = n \cdot T_{\text{СИ}}$. Коэффициент стробоскопического преобразования масштаба сигнала во времени $K_{\text{пр}}$ при этом составляет

$$K_{\text{пр}} = \frac{T_{\text{пр}}}{T_c} = \frac{n \cdot T_{\text{СИ}}}{T_c} = \frac{T_{\text{СИ}}}{\Delta t} \approx n.$$

Таким образом, преобразование масштаба определяется количеством копий сигнала, участвующих в дискретизации. Например, преобразование сигнала длительностью 10 нс с шагом считывания 10 пс требует 1000 копий сигнала, что даст длительность выходного сигнала 10 мкс.

Коэффициент стробоскопического преобразования $K_{\text{пр}}$ может быть весьма велик — тысячи и даже миллионы раз. Увеличение $K_{\text{пр}}$ ограничено техническими возможностями преобразователя: быстродействием диода смесителя, минимально достижимой длительностью строб-импульса (которая должна быть меньше требуемого шага считывания), стабильностью шага считывания.

Рассмотрим, чем определяется частотный диапазон стробоскопического смесителя. Найдём амплитудно-частотную характеристику смесителя при входном гармоническом сигнале $u_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} \cos(2\pi ft)$. Для этого определим АЧХ стробоскопического смесителя как отношение максимального значения огибающей преобразованного сигнала к амплитуде входного:

$$\text{АЧХ}(f) = \frac{u_{\text{ВЫХ}}|_{\text{пик}}(f)}{U_{\text{ВХ}}}.$$

Положим, что диод смесителя безынерционен и имеет кусочно-линейную вольт-амперную характеристику, форма строб-импульса — прямоугольная и симметричная относительно начала координат. Тогда амплитуда n -го импульса на конденсаторе определяется постоянной заряда конденсатора смесителя RC и средним входным напряжением в течение длительности строб-импульса ($\tau_{\text{си}}$):

$$U_{\text{вых}}(n\Delta t) = \frac{1}{RC} \int_{-\tau_{\text{си}}/2}^{\tau_{\text{си}}/2} u_{\text{вх}}(t + n\Delta t) dt.$$

Для гармонического входного сигнала амплитуды импульсов на выходе смесителя равны:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(n \cdot \Delta t, f) &= \frac{U_{\text{вх}}}{RC} \int_{-\tau_{\text{си}}/2}^{\tau_{\text{си}}/2} \cos[2\pi f(t + n\Delta t)] dt = \dots \\ &\dots = \frac{U_{\text{вх}} \tau_{\text{си}}}{RC} \cdot \frac{\sin(\pi f \tau_{\text{си}})}{(\pi f \tau_{\text{си}})} \cdot \cos(2\pi f n \Delta t). \end{aligned}$$

Отношение максимального значения огибающей преобразованного сигнала к амплитуде входного равно:

$$\text{АЧХ}(f) = \frac{\tau_{\text{си}}}{RC} \cdot \frac{\sin(\pi f \tau_{\text{си}})}{(\pi f \tau_{\text{си}})}.$$

Отсюда определим границу полосы пропускания $f_{\text{в}}$ стробоскопического смесителя. Это частота, на которой АЧХ спадает до уровня 0.707 относительно значения на нулевой частоте:

$$\frac{\sin(\pi f_{\text{в}} \tau_{\text{си}})}{(\pi f_{\text{в}} \tau_{\text{си}})} = 0.707 \quad \text{или} \quad f_{\text{в}} = \frac{1.41}{\pi \cdot \tau_{\text{си}}} = \frac{0.45}{\tau_{\text{си}}}.$$

Таким образом, рабочая полоса частот смесителя обратно пропорциональна длительности строб-импульса (например, для длительности $\tau_{\text{си}} = 45$ пс $f_{\text{в}} = 10$ ГГц). Если форма вольт-амперной характеристики диода смесителя квадратична, то используют другое соотношение: $f_{\text{в}} = 0.63/\tau_{\text{си}}$. Для реальной формы строб-импульса в виде треугольника с закруглённой вершиной и квадратичной ВАХ диода применяют такую оценку полосы частот: $f_{\text{в}} = 0.58/\tau_{\text{си}}$. Время нарастания переходной характеристики смесителя (в зависимости от типа диода и формы строб-импульса) будет лежать в диапазоне $(0.6 \dots 0.8) \cdot \tau_{\text{си}}$. При длительности строб-импульса, составляющей доли наносекунд, эффективная рабочая полоса смесителя может достигать нескольких ГГц. Реально она будет меньше из-за ограниченного быстродействия диода и паразитных параметров входной части смесителя.

В однодиодной схеме смесителя строб-импульсы присутствуют на входе преобразователя и влияют на его входное сопротивление. Кроме этого, строб-импульсы попадают на выход смесителя даже в отсутствие сигнала, что услож-

няет работу последующих блоков стробоскопического преобразователя. Более совершенной является балансная четырехдиодная схема смесителя (рис. 8.10).

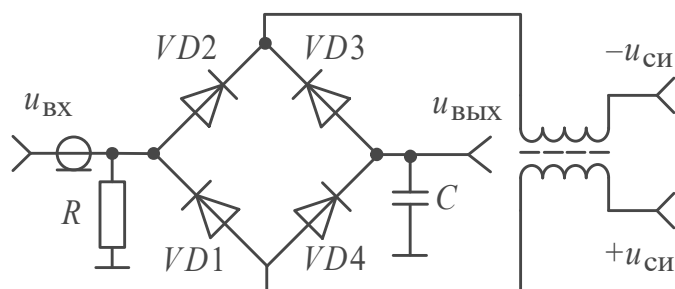


Рис. 8.10. Балансный стробоскопический смеситель

Строб-импульсы подают в диагональ моста через симметрирующий трансформатор. В исходном состоянии диоды заперты напряжением смещения. В отсутствие входного сигнала токи через диоды, созданные строб-импульсами, равны. Из-за симметрии схемы напряжение на конденсаторе равно нулю. При подаче входного сигнала происходит разбаланс диодного моста, и за время действия строб-импульсов накопительный конденсатор заряжается или разряжается на величину, соответствующую мгновенному значению исследуемого сигнала. При этом исключается прямое прохождение строб-импульса на выход смесителя.

8.4. Структурная схема стробоскопического осциллографа

Стробоскопический принцип преобразования сигналов реализуют в специализированных стробоскопических осциллографах (вид С7), а также в стробоскопических сменных блоках универсальных многофункциональных осциллографов. В настоящее время получили распространение цифровые стробоскопические осциллографы, которые будут рассмотрены в следующей главе.

Стробоскопический осциллограф содержит два основных блока — *стробоскопический преобразователь* и *стробоскопической развертки*. На рисунке 8.11 представлена упрощённая схема этих блоков.

Для реализации широкой рабочей полосы исследуемый сигнал подают прямо на вход стробоскопического смесителя, имеющего стандартное входное сопротивление 50 или 75 Ом. С выхода смесителя промодулированные по амплитуде импульсы поступают на усилитель, содержащий схему расширения. Здесь увеличивается амплитуда и длительность импульсов с сохранением формы их огибающей. Далее расширенные импульсы поступают на схему памяти (интегратор), где преобразуются в аналоговое ступенчатое напряжение, повторяющее форму входного сигнала.

Выходное напряжение через аттенюатор поступает обратно на конденсатор смесителя, образуя петлю обратной связи (ОС). Общий коэффициент петлевого усиления (произведение коэффициента передачи смесителя и цепи ОС) обычно делают единичным (*нормальный режим работы преобразователя*). При этом напряжение на конденсаторе смесителя к моменту следующего стробиро-

вания будет равно мгновенному значению входного сигнала в точке предыдущего стробирования. Это упрощает работу смесителя, так как при изменении сигнала конденсатор только дозаряжается или разряжается. Искажения формы сигнала будут меньше, линейность преобразования — выше. Работа с петлевым усилением ОС менее единицы увеличивает время реакции системы на изменения входного сигнала (режим *сглаживания*). Выходной сигнал будет определяться несколькими отсчётами входного сигнала. Такой режим позволяет сгладить флуктуации выходного сигнала при наличии внутренних и внешних шумов. При этом возможны небольшие искажения формы сигнала в областях его быстрого изменения.

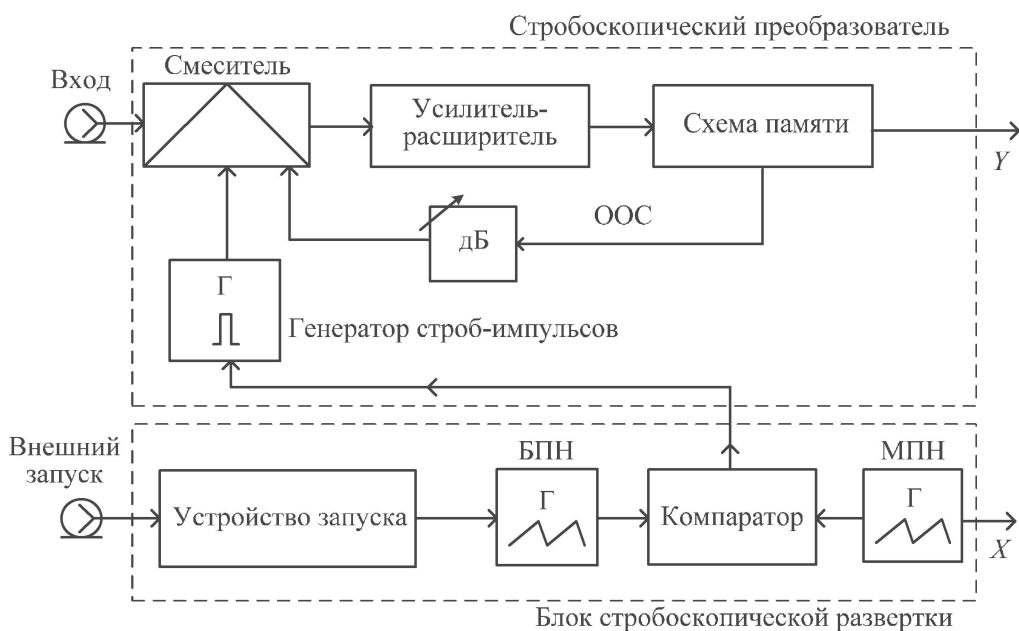


Рис. 8.11. Структурная схема стробоскопических блоков осциллографа

Выходное напряжение преобразователя представляет собой аналоговый сигнал, растянутый во времени и имеющий ступенчатую структуру. Его подают на канал Y относительно узкополосного индикаторного блока осциллографа. Отрисовку осциллограммы сигнала производят путём подсветки изображения в точках, соответствующих моментам дискретизации. При этом изображение на экране стробоскопического осциллографа состоит из светящихся точек. Количество точек тем больше, чем выше установленный коэффициент преобразования временного масштаба.

Блок *стробоскопической развертки* содержит два генератора: «быстрого» пилообразного напряжения (БПН) и «медленного» пилообразного напряжения (МПН). БПН должно быть синхронизировано с сигналом запуска $u_{\text{зап}}$ (рис. 8.12). Для автоколебательного режима надо обеспечить кратность периода БПН и периода входного сигнала, для ждущего — запуск БПН внешними импульсами, совпадающими во времени с каждой копией входного сигнала. Длительность прямого хода БПН определяет коэффициент развертки в масштабе входного сигнала. Генератор МПН вырабатывает линейно нарастающее напряжение, соответствующее временному масштабу преобразованного сигнала. МПН также служит напряже-

нием развертки канала X осциллографа. Для запуска генератора строб-импульсов используют схему *автосдвига*. Она включает в себя компаратор, в котором сравниваются напряжения БПН и МПН. В момент равенства напряжений компаратор вырабатывает импульс, запускающий генератор строб-импульсов (рис. 8.12). Для более стабильной работы компаратора в начале медленной развертки в БПН формируют небольшой пьедестал напряжения.

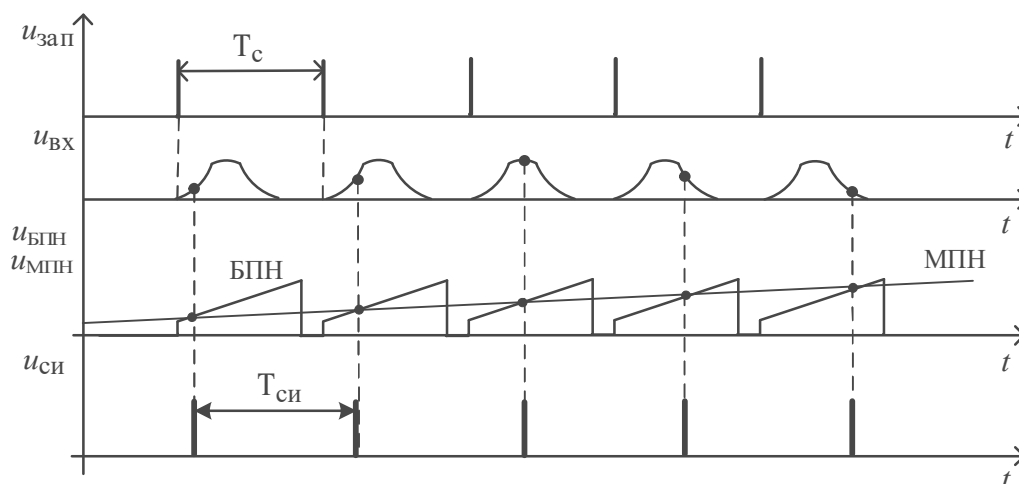


Рис. 8.12. Напряжения сигналов в схеме стробоскопической развертки

Наклон МПН определяет величину шага считывания, а следовательно, и количество импульсов n , приходящихся на длительность сигнала T_c . Наклон задётся регулировкой длительности прямого хода медленной развертки. Регулятор длительности МПН обычно градуируют прямо в количестве точек n . В ряде случаев (при больших коэффициентах преобразования) длительность МПН так велика, что в осциллографическом блоке приходится использовать запоминающую ЭЛТ.

Схема с линейно нарастающим МПН не совсем удобна при исследовании непериодических сигналов в ждущем режиме работы осциллографа. Во время пауз луч осциллографа равномерно перемещается по экрану, поэтому при неодинаковых паузах между сигналами шаг считывания будет непостоянным, а выходные импульсы — непериодическими. Расположение точек на экране также будет непериодическим, что может затруднить исследование осциллограммы. Для этого случая удобнее использовать ступенчато-нарастающую форму сигнала медленной развертки. При этом луч быстро перемещается от точки к точке, длительность пребывания луча в точке остаётся постоянной, точки размещаются на экране равномерно. Каждая новая ступенька медленного ступенчатого напряжения развертки начинается при поступлении импульса запуска (рис. 8.13).

Так как высота ступенек развертки постоянна, то под действием такого напряжения луч занимает на экране равноотстоящие положения по горизонтали. В каждой точке пятно находится в течение длительности ступеньки, что позволяет получить высокую яркость осциллограммы.

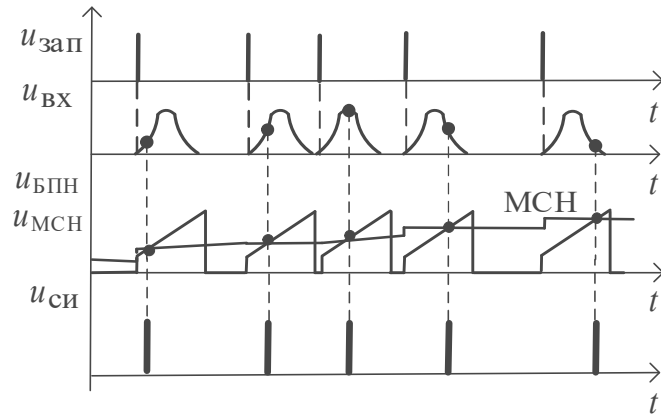


Рис. 8.13. Преобразование неперiodического сигнала со ступенчатым напряжением медленной развертки

8.5. Особенности применения стробоскопических осциллографов

Кроме широкой рабочей полосы, для стробоскопических осциллографов характерен увеличенный по сравнению с традиционными осциллографами динамический диапазон. Соотношение между максимальным и минимальным значениями входного сигнала достигает 60 дБ и выше (зависит от линейности стробоскопического преобразователя). Чувствительность стробоскопического осциллографа может составлять 1...10 мВ/дел; она ограничена внутренними шумами смесителя. Минимальные коэффициенты развертки обычно лежат в пределах 0.1...0.5 нс/дел.

Как правило, стробоскопические преобразователи делают двухканальными, что расширяет функциональные возможности прибора. При исследовании двух сигналов важно иметь одинаковую длину соединительных кабелей в каналах — задержки в них соизмеримы с длительностями исследуемых процессов. Поскольку сигнал подают непосредственно на смеситель (внутренний аттенуатор отсутствует), его амплитуду следует контролировать — большое напряжение может вывести диоды из строя. В этом случае используют внешние фиксированные широкополосные аттенуаторы. Иногда в стробоскопических осциллографах используют выносные пробники с высоким входным сопротивлением. Обычно в этом случае рабочий диапазон частот прибора уже.

Для синхронизации и запуска стробоскопического осциллографа (как и в случае скоростного осциллографа) применяют только внешнюю синхронизацию. Ее осуществляют как специальным синхроимпульсом (например, с измерительного генератора), так и самим исследуемым сигналом. В последнем случае входной сигнал делят с помощью широкополосного разветвителя (или направленного ответвителя) и подают на входы смесителя и синхронизации/запуска.

Указанные выше свойства стробоскопических осциллографов определяют возможные области их использования:

- анализ и наблюдение переходных процессов малой длительности;
- анализ быстродействующих цифровых устройств и линий передачи цифровых сигналов;

- исследование ВЧ- и СВЧ-радиоимпульсов сложной формы;
- исследование свойств радиоустройств импульсным методом;
- исследование распределённых систем рефлектометрическим методом.

В качестве примера рассмотрим использование стробоскопического осциллографа для исследования линий связи методом *импульсной рефлектометрии*. Это вариант метода исследования устройств во временной области (*англ.* TDR, Time Domain Reflectometry). Он позволяет выявить замыкания и обрывы в линиях передачи, наличие утечки между проводниками, локальные увеличения сопротивления потерь протяжённых линий связи. Метод базируется на исследовании характера распространения импульсных сигналов в линиях и кабелях связи и включает в себя:

- зондирование линии передачи короткими импульсами;
- приём импульсов, отражённых от места повреждения и неоднородностей линии (например, от скачка волнового сопротивления);
- выделение отражений от места повреждений на фоне помех (как случайных, так и паразитных отражений от малых неоднородностей линий);
- определение расстояния до повреждения расчётным путём по измеренной задержке отражённого импульса относительно зондирующего.

Упрощённая структурная схема импульсного рефлектометра приведена на рисунке 8.14.

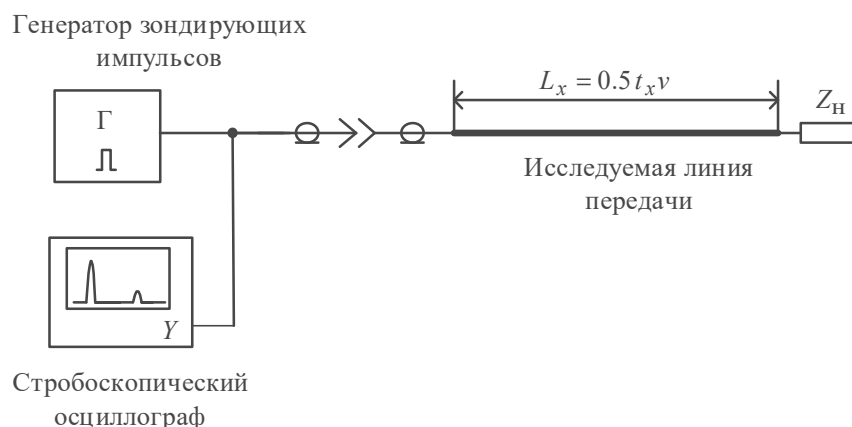


Рис. 8.14. Импульсный рефлектометр на основе стробоскопического осциллографа

С генератора короткие зондирующие импульсы подают на вход исследуемой линии. Через тройник сюда же подключён широкополосный стробоскопический осциллограф. На его экране наблюдают *рефлектограмму* — изображение зондирующего и отражённого от неоднородности линии импульсов (рис. 8.15а).

По рефлектограмме измеряют интервал t_x — время пробега импульса от генератора до места повреждения и обратно. Расстояние до места повреждения рассчитывают по выражению $L_x = 0.5t_x v$, где v — скорость распространения импульса в линии. Очевидно, что для линий малой длины интервал t_x будет невелик. Например, для воздушной линии передачи длиной 15 м он будет порядка 100 нс. Длительность зондирующего импульса для точных измерений расстояния должна быть существенно меньше времени распространения импульса по

линии. Поэтому для получения рефлектограммы используют генераторы наносекундных и пикосекундных импульсов совместно со стробоскопическими СВЧ-осциллографами.

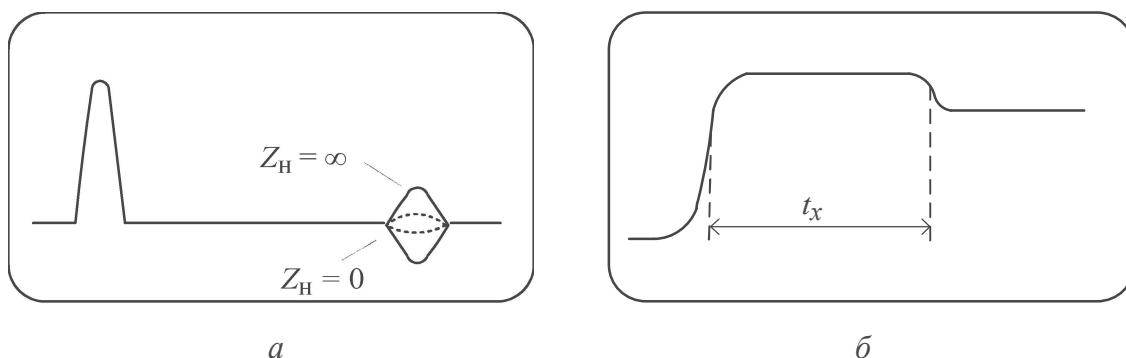


Рис. 8.15. Рефлектограммы на входе линии передачи:
 а — при зондировании импульсом;
 б — при зондировании перепадом напряжения.

Отражение сигнала возникает в тех местах линии, где волновое сопротивление отклоняется от своего среднего значения: у соединительных фланцев и разъёмов, в местах изменения сечения проводников, в точках сжатия, обрыва, короткого замыкания кабеля и т. д. Вид отражённого сигнала зависит от характера повреждения. Например, при обрыве проводника сопротивление нагрузки линии $Z_H = \infty$ и коэффициент отражения равен единице. Отражённый импульс будет иметь ту же полярность, что и зондирующий. При коротком замыкании $Z_H = 0$, коэффициент отражения равен -1 и отражённый импульс меняет полярность. Амплитуда отражённого импульса зависит от параметров неоднородности и коэффициента затухания сигнала в линии. Если фазовая скорость распространения сигнала в линии имеет частотную зависимость (дисперсию), то возможно изменение формы зондирующих импульсов («растекание» импульса). Чем длиннее линия, тем больше «растекание» и меньше амплитуда импульса. Это затрудняет точное определение расстояния до повреждения, поэтому необходимо правильно выбирать параметры зондирующего импульса.

В рефлектометрах, кроме коротких видеоимпульсов, широко применяется зондирование линии перепадом напряжения. Перепад или скачок напряжения — это крутой фронт зондирующего импульса относительно большой длительности. Отражённый от неоднородности сигнал также представляет собой скачок напряжения положительной или отрицательной полярности (в зависимости от вида неоднородности) (рис. 8.15б). При прочих равных условиях решающая способность при работе с перепадом напряжения вдвое лучше, чем при измерении видеоимпульсом. Минимальное расстояние между двумя неоднородностями, которые дадут отдельные отклики на рефлектограмме $\Delta L_x = 0.5t_n v$, определяется длительностью фронта перепада напряжения. Так, для разделения откликов от двух неоднородностей в воздушной линии на расстоянии 1 см необходимо применить перепад напряжения с фронтом не более 70 пс. Осциллограф рефлектометра должен иметь время нарастания переходной характеристики в 3...5 раз меньше.

Зондирующий сигнал в виде перепада напряжения используется в аналоговом стробоскопическом осциллографе-рефлектометре СВЧ-диапазона СК7-18, применяемом для анализа неоднородностей в антенно-фидерных трактах СВЧ, в коаксиальных и волноводных линиях передачи. Данный прибор представляет собой стробоскопический осциллограф с полосой пропускания 10 ГГц. В прибор встроен генератор перепада напряжения с временем нарастания не хуже 70 пс. СК7-18 позволяет измерять коэффициент отражения неоднородностей в пределах 0.005...1 и определять расстояние в линиях передачи до 750 м с разрешением по длине 1 см. Более современный цифровой стробоскопический осциллограф АК ИП-4132/5 имеет полосу пропускания 15 ГГц и встроенный генератор перепада с временем нарастания порядка 60 пс.

Рассмотренные выше аналоговые стробоскопические осциллографы в известной степени морально устарели и вытеснены стробоскопическими цифровыми приборами. Их преобразователи позволяют работать с сигналами пикосекундного диапазона и обеспечивают расширение полосы частот осциллографа вплоть до 110 ГГц. Такие приборы обладают всеми вычислительными возможностями цифровых осциллографов — БПФ-анализ, построение глазковых диаграмм, широкий выбор измерительных приложений, связь со стандартными интерфейсами измерительных систем и пр.

Так, модульный стробоскопический двухканальный USB-осциллограф PicoScope 9300-20 имеет рабочую полосу частот 20 ГГц, время нарастания — 17 пс, диапазон коэффициента отклонения — 1...500 мВ/дел, уровень шума — не более 1.5 мВ, диапазон коэффициентов развертки — 5 пс/дел...3.2 мс/дел. Цифровая часть прибора имеет 16-битный АЦП и обеспечивает практически все функциональные возможности, характерные для цифровых осциллографов.

Стационарный стробоскопический осциллограф Keysight 86100D Infiniium DCA-X имеет полосу рабочих частот до 80 ГГц. Он построен по модульному принципу — базовый блок + набор дополнительных модулей для решения различных измерительных задач. Используя различные сочетания базового блока осциллографа и сменных модулей, разработчики цифровых устройств могут получить четыре полноценных прибора:

- полнофункциональный осциллограф с полосой пропускания до 80 ГГц;
- анализатор сигналов в широкополосных цифровых каналах связи;
- анализатор джиттера и помех, обеспечивающий измерение параметров источников джиттера;
- полнофункциональный импульсный рефлектометр для точного анализа импеданса и S -параметров распределённых СВЧ-устройств.

Контрольные вопросы

1. Как снизить влияние пролётных явлений на быстродействие ЭЛТ универсального осциллографа? Какие параметры ЭЛТ при этом будут ухудшаться?
2. Что такое ЭЛТ бегущей волны? Чем она отличается от обычной ЭЛТ? Поясните принцип увеличения рабочей полосы частот в трубке бегущей волны.

3. Укажите область применения скоростных осциллографов. В каких случаях их использование более целесообразно, чем широкополосных цифровых осциллографов СВЧ-диапазона?

4. Укажите принцип действия и назначение стробоскопического осциллографа? Каково главное отличие стробоскопических осциллографов от скоростных?

5. Что такое стробоскопический смеситель, какие задачи решают с его помощью? Какой вид имеет сигнал на выходе стробоскопического преобразователя?

6. Чем ограничено максимальное значение коэффициента временного преобразования стробоскопического осциллографа? Как эффективная рабочая полоса стробоскопического осциллографа зависит от длительности строб-импульса?

7. Как устроен блок стробоскопической развертки? Для чего в нем используют два генератора — быстрой и медленной развертки?

8. Почему в стробоскопическом осциллографе изображение состоит из отдельных светящихся точек? Чем определяется расстояние между точками?

9. Укажите область применения стробоскопических осциллографов. Как их используют в импульсных рефлектометрах?

9. ЦИФРОВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ СВЧ

9.1. Принцип действия и структурная схема цифрового осциллографа

В электронно-лучевом осциллографе использован аналоговый способ создания изображения исследуемого сигнала на экране ЭЛТ. Принцип осциллографирования, основанный на преобразовании аналогового сигнала в поток цифровых данных, запоминаемый в ОЗУ и отображаемый на экране в виде массива светящихся точек, называется *цифровой осциллографией*, а соответствующие ему приборы — *цифровыми осциллографами* (ЦО).

Цифровые быстродействующие осциллографы СВЧ отличаются от стробоскопических аналоговых, во-первых, высокой скоростью дискретизации, а во-вторых, аналого-цифровым преобразованием отсчётов сигнала. Первое обстоятельство позволяет получить достаточное число отсчётов даже от однократного сигнала. Поэтому их называют цифровыми осциллографами *реального времени* (в отличие от стробоскопических осциллографов, где изображение строится по нескольким копиям повторяющегося сигнала). Аналого-цифровое преобразование определяет высокую точность оценки уровня сигналов, характерную для цифровой измерительной техники. Однако, несмотря на использование современных быстродействующих АЦП, полоса рабочих частот у цифровых осциллографов ниже, чем у стробоскопических приборов, построенных на той же элементной базе.

Преобразование мгновенных значений сигнала в цифровые коды и сохранение их в блоке памяти позволяет решить ряд задач, недоступных аналоговым осциллографам:

- возможность работы ЦО с одиночными и случайными сигналами, которые запоминаются, а затем выводятся на экран. Именно поэтому ЦО часто называют *цифровыми запоминающими осциллографами* (англ. Digital Storage Oscilloscope — DSO);
- высокая и заранее известная точность измерения напряжения и временных интервалов, характерная для цифровых приборов;
- расширенные возможности аппаратной и программной синхронизации и запуска;
- проведение косвенных измерений различных параметров сигнала с индикацией результатов на экране;
- простота подключения ЦО к измерительным системам.

Особенностью построения ЦО является разделение блоков оцифровки входного сигнала (измерение мгновенных значений сигнала) и блоков обработки отсчётов и создания осциллограммы. То есть в ЦО отсутствует сквозной тракт прохождения сигнала от входа до индикатора. При этом упрощается построение широкополосных усилителей канала Y , так как от них не требуется получения больших выходных напряжений, характерных для традиционных ЭЛО.

В СВЧ-диапазоне входное сопротивление канала Y делают низкоомным, равным 50 или 75 Ом. Таким образом, ЦО в измерительный тракт включают как согласованную нагрузку. Для подключения осциллографа к исследуемому устройству также применяют выносные *пассивные пробники согласованного типа*. Он представляет собой линию передачи с волновым сопротивлением 50 Ом, подключённую на 50-омный вход осциллографа. На входе пробника предусматривают резисторный делитель, обеспечивающий ослабление 10:1 или 20:1. Важнейшее преимущество низкоомных пассивных пробников — крайне малая (доли пФ) входная ёмкость, широкая полоса пропускания и невысокая стоимость.

Кроме пассивных пробников-делителей, применяют более сложные *активные пробники*, позволяющие увеличить входное сопротивление и повысить чувствительность ЦО. Несмотря на довольно высокую стоимость, активные пробники наилучшим образом подходят для измерений в диапазоне СВЧ. Как правило, такие пробники сложнее пассивных и имеют более узкий диапазон допустимых входных напряжений. Однако благодаря значительно меньшей входной ёмкости (порядка 1 пФ и менее!) они обеспечивают более точные измерения сигналов наносекундного и пикосекундного диапазонов длительности.

Для работы активного пробника необходим источник питания, напряжение которого подают через «интеллектуальный интерфейс» входного разъёма ЦО. Последний также служит каналом связи между пробником и осциллографом. Через такой интерфейс современные вычислительные ЦО способны определить тип подключённого пробника, установить нужные значения входного импеданса и коэффициента отклонения.

В ряде измерительных задач необходимы специализированные активные пробники. Это прежде всего *дифференциальные пробники*, предназначенные для исследования разностного сигнала между точками схемы, изолированными от общего провода. Дифференциальный пробник преобразует два сигнала в один, который и поступает на вход канала Y . Использование дифференциальных пробников позволяет упростить подключение ЦО к схемам, выполненным по технологии поверхностного монтажа с планарным расположением элементов (SMT — Surface Mount Technology). Кроме того, дифференциальный пробник позволяет подавить синфазную помеху, которая наводится на оба его входа.

Особым видом пробников являются «*оптические*» пробники. Они применяются для гальванической развязки исследуемого устройства от общего провода («земли») осциллографа. Выносной пробник с оптронным изолятором (оптрон — это комбинация светодиода и фотодиода) делает гальванически развязанным только сам пробник, а осциллограф остаётся заземлённым. Исследуемый сигнал подаётся на входные контакты изолированного пробника. Схема развязки пробника передаёт сигнал через изолятор на приёмник, который создаёт сигнал относительно «земли», пропорциональный входному дифференциальному сигналу. Другой вид оптических пробников — это преобразователи оптического излучения (например, сигналов волоконно-оптических линий связи) в электрический сигнал для последующего исследования осциллографом.

Обобщённая структурная схема цифрового осциллографа представлена на рисунке 9.1.

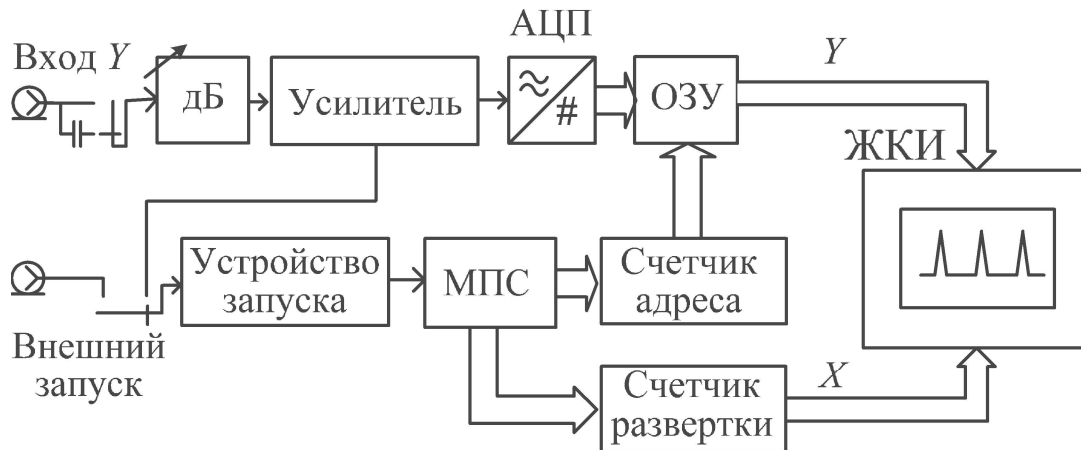


Рис. 9.1. Структурная схема цифрового осциллографа

Входной аналоговый блок выполняет обычные для любого осциллографа функции — регулировку чувствительности, переключение «открытый — закрытый» вход, усиление сигнала. Далее сигнал поступает на быстродействующий аналого-цифровой преобразователь. Величина квантования сигнала по уровню задаётся выбранной разрядностью АЦП. Разность между соседними уровнями называется *интервалом квантования* — он определяет разрешающую способность цифрового осциллографа по вертикали (минимальную погрешность измерения уровня сигнала). Моменты выборки значений сигнала определяются тактовой частотой АЦП (дискретизация по времени). Как правило, используют равномерную дискретизацию — мгновенные отсчёты сигнала берутся через равные отрезки времени. Частота дискретизации АЦП задаёт *интервал дискретизации* сигнала. Чем меньше этот интервал, тем более быстрые процессы можно наблюдать на экране без искажения.

Быстродействие ЦО ограничивается в основном возможностями АЦП. Для его повышения приходится использовать АЦП с небольшой разрядностью, что приводит к появлению на экране заметных шумов квантования. В ЦО используют быстродействующие параллельные АЦП мгновенных значений невысокой разрядности (8, 10, реже 12 бит). В случае 8-битного АЦП (256 уровней квантования, динамический диапазон -48 дБ) сигнал с амплитудой 1 В будет оцифрован с точностью 4 мВ. Если у АЦП 10 разрядов (1024 уровня, динамический диапазон -60 дБ) — с точностью 1 мВ. На рисунке 9.2 показан результат преобразования высокочастотного сигнала 8-битным АЦП с характерными ошибками по амплитуде.

На величину разрешения по уровню сильно влияют шумы канала Y , которые особенно сказываются в широкополосных СВЧ-осциллографах. Они возрастают по мере увеличения полосы пропускания осциллографа и частоты анализируемого сигнала. Если амплитуда шума превышает интервал квантования АЦП, то реальное вертикальное разрешение ЦО становится хуже. Мелкие детали сигнала на осциллограмме маскируются шумовой дорожкой. Для оценки этого явления часто используют такой параметр, как «эффективная разрядность АЦП» (англ. ENOB — Effective Number Of Bits). На частотах выше нескольких гигагерц разни-

ца между 8-битным и 10...12-битным осциллографами заметно снижается. К примеру, 10-битный осциллограф LeCroy HDO9404 с полосой пропускания 4 ГГц на частоте 2 ГГц обеспечивает $ENOB = 6.8$ бит, т. е. разрешение падает более чем на 3 бита по сравнению с исходными 10 битами АЦП. Таким образом, повышение вертикального разрешения и точности измерения уровня сигнала для 10- или 12-битных осциллографов по сравнению с 8-битовыми справедливо только для относительно низкочастотных сигналов.

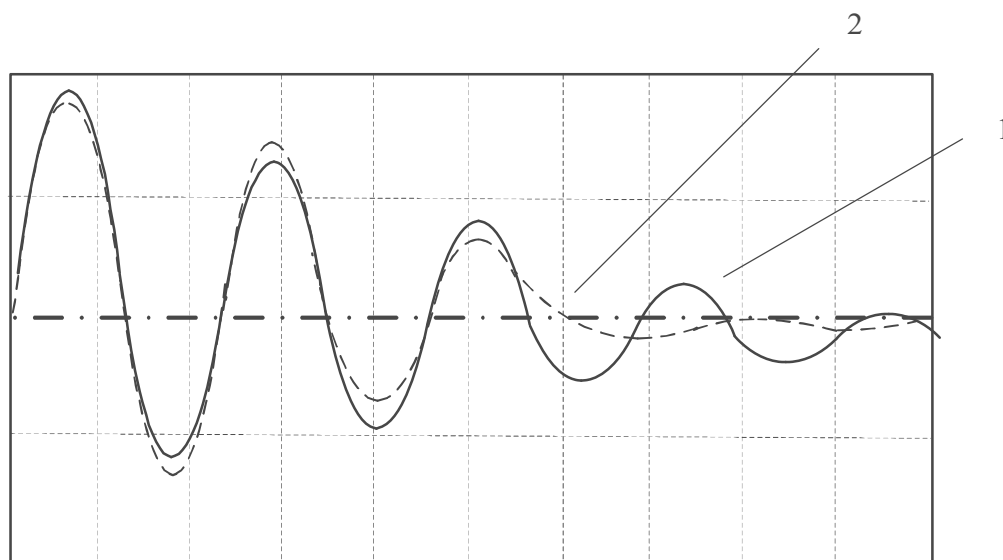


Рис. 9.2. Сигнал на входе осциллографа (1) и его осциллограмма на экране с погрешностями квантования (2)

Эффективная разрядность снижается при увеличении полосы пропускания осциллографа. Поэтому в ЦО предусматривают возможность уменьшения полосы пропускания дополнительным фильтром, отсекающим мешающие ВЧ-шумы. Улучшают разрешение также разные методы усреднения данных, которые помогают подавить шумы и случайные импульсные помехи.

Быстродействие параллельных АЦП ограничено в основном скоростью сравнения напряжений в компараторах. Максимально достижимая частота дискретизации в широкополосных ЦО — от единиц до десятков миллиардов выборок в секунду (Гвыб/с, *англ.* GSa/s). Комбинация большого количества АЦП, работающих со сдвигом по времени («конвейерные АЦП» или «АЦП с чередованием»), позволяет значительно увеличить эквивалентную частоту дискретизации сигнала и расширить рабочую полосу частот ЦО. Необходимо отметить, что часто таким способом объединяют АЦП разных каналов ЦО при работе в одноканальном режиме. Это означает, что заявленная производителем максимальная частота дискретизации, как правило, будет относиться только к одноканальному режиму.

Какая частота дискретизации требуется для полноценного отображения сигнала? По теореме отсчётов (теорема Котельникова — Найквиста) для передачи всей информации о форме сигнала, спектр которого ограничен частотой $f_{гр}$, требуется дискретизация с удвоенной частотой: $f_d = 2 \cdot f_{гр}$ (частота Найкви-

ста). То есть для синусоидального сигнала с частотой $f_{гр}$ требуются всего два отсчёта на период. Однако восстановление формы сигнала по отсчётам согласно теореме Котельникова требует использования физически нереализуемого фильтра с прямоугольной характеристикой. Поэтому для поточечного представления гармонического сигнала на экране с удовлетворительным качеством требуется по крайней мере 6...8 отсчётов на период ($f_{д} \geq (6...8) \cdot f_{гр}$). Таким образом, $f_{гр}$ в этом соотношении является оценкой ширины полосы пропускания цифрового осциллографа с частотой дискретизации $f_{д}$.

Рассмотрим требования к частоте дискретизации, которая необходима для исследования последовательности идеальных импульсов (меандр). Частотный спектр его состоит из составляющей сигнала на основной частоте и нечётных гармоник. Огибающая спектра имеет вид функции $\sin(x)/x$, поэтому уровень третьей гармоники находится на 13,5 дБ ниже уровня основной составляющей, а уровень пятой гармоники — на 27 дБ ниже. Седьмая гармоника, уровень которой меньше на 54 дБ, находится ниже уровня собственных шумов большинства осциллографов. Общим правилом при выборе полосы рабочих частот осциллографа является так называемое правило «пятой гармоники». Согласно ему полоса пропускания осциллографа должна быть в 5 раз выше частоты повторения импульсов, а частота дискретизации — в 10 раз. На практике все цифровые сигналы обладают конечным временем нарастания с уменьшенными амплитудами гармоник высокого порядка. Это позволяет сузить требуемую полосу частот до третьей гармоники импульсного сигнала.

Искажения импульсных сигналов на осциллограмме характеризуют формой переходной характеристики. *Переходной характеристикой* (ПХ) осциллографа называют осциллограмму скачка напряжения с пренебрежимо малым фронтом. В зависимости от вида частотной характеристики канала Y эта осциллограмма имеет вид ПХ аperiodического (рис. 9.3а) или колебательного (рис. 9.3б) звена.

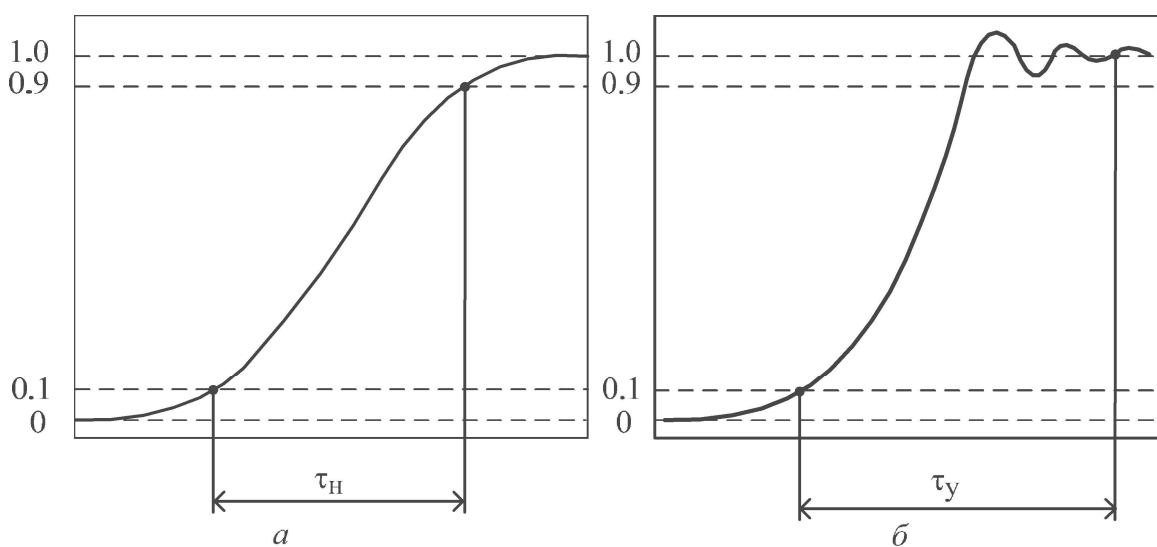


Рис. 9.3. Переходная характеристика осциллографа: a — аperiodического типа; b — колебательного типа (с выбросом).

В первом случае, характерном для широкополосных осциллографов, главный параметр ПХ — *время нарастания* τ_n . Во втором случае, когда на ПХ наблюдается выброс, вводят дополнительные параметры — *время установления* τ_y и *величину выброса* δ . Время нарастания измеряют по осциллограмме между точками уровней 0.1 и 0.9 от установившегося значения осциллограммы сигнала. Если входной сигнал имеет конечное время фронта $\tau_{фр}$, то время нарастания τ_n рассчитывают по формуле

$$\tau_n = \sqrt{\tau_{изм}^2 - \tau_{фр}^2},$$

где $\tau_{изм}$ — величина, измеренная по шкале осциллографа. Время установления отсчитывают между уровнем 0.1 и моментом, когда осцилляции на вершине ПХ станут пренебрежимо малы (обычно несколько процентов от начальной амплитуды колебательного процесса). Выброс оценивают в процентах от амплитуды ПХ. Для измерения ПХ широкополосных осциллографов используют генераторы импульсов с очень малой (доли наносекунд) длительностью фронтов.

Переходная характеристика показывает степень искажения сигналов с резкими перепадами (например, импульсных и цифровых сигналов). Для узкополосных сигналов важнее частотные свойства осциллографа, которые описываются формой его АЧХ. *АЧХ осциллографа* — это зависимость вертикального размера изображения гармонического сигнала (размаха) от его частоты.

Важнейшим параметром АЧХ является верхняя граничная частота осциллографа f_v . Ее определяют по спаду АЧХ до уровня 0.707 от значения на относительно низкой (опорной) частоте. Верхняя граничная частота определяет полосу пропускания осциллографа, в пределах которой искажения спектра сложного сигнала считаются допустимыми. Верхнюю граничную частоту и время нарастания ПХ принято связывать между собой соотношением

$$\tau_n = \frac{0.35 \dots 0.5}{f_v}, \quad (9.1)$$

где частота выражена в гигагерцах, а время — в наносекундах. Числитель формулы варьируется от 0.35 до 0.5 в зависимости от формы амплитудно-частотной характеристики осциллографа. Для осциллографов с полосой пропускания < 1 ГГц и АЧХ, близкой по форме к гауссовской, обычно берут 0.35, а для осциллографов с полосой > 1 ГГц и плоской АЧХ — 0.4...0.5. Формула (9.1) позволяет связать полосу пропускания и время нарастания сигнала. Это соотношение хорошо аппроксимирует связь временных и частотных параметров каналов Y осциллографа.

Очевидно, что измерение амплитуды гармонического сигнала на границе полосы пропускания приводит к значительным погрешностям (до 30% на f_v). Поэтому осциллограф характеризуют также *нормальным диапазоном* АЧХ. Это полоса частот, в пределах которой неравномерность АЧХ не превышает погрешности установки коэффициента отклонения, заявленной для данного осциллографа. Используют и *расширенный диапазон* АЧХ — это интервал частот, в котором неравномерность АЧХ (а следовательно, и точность измерения амплитуды) не превышает 10%.

От формы АЧХ зависит вид ПХ. Оптимальной формой, которая обеспечивает наименьшее время нарастания, обладает характеристика, близкая к АЧХ фильтра Гаусса:

$$A(f) = \exp\left(-0.35 \frac{f}{f_B}\right). \quad (9.2)$$

На рисунке 9.4 приведены гауссова и максимально плоская АЧХ осциллографа с верхней граничной частотой порядка 6 ГГц.

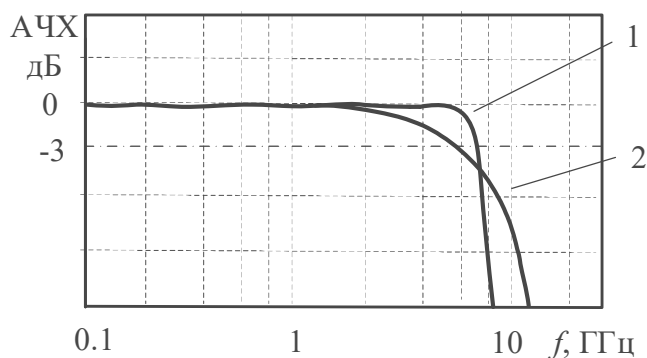


Рис. 9.4. АЧХ осциллографа: 1 — максимально плоская; 2 — близкая к гауссовой

На рисунке 9.5 приведены переходные характеристики, соответствующие двум типам амплитудно-частотных характеристик осциллографа:

- 1) максимально плоской (характеристика Баттерворта высокого порядка) — время нарастания $\tau_n = 82$ пс;
- 2) близкой к гауссовой — $\tau_n = 58$ пс.

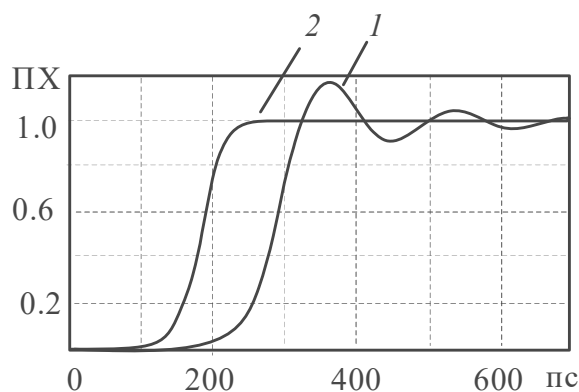


Рис. 9.5. Переходная характеристика осциллографа:
1 — при максимально плоской АЧХ; 2 — при АЧХ, близкой к гауссовой

Видно, что форма ПХ при плоской АЧХ может вызвать искажения осциллограмм импульсных сигналов. Однако АЧХ, близкая к гауссовой, трудно реализуется на практике. Максимально плоская АЧХ позволяет приблизить нормальный диапазон АЧХ к верхней граничной частоте и несколько увеличить точность измерения амплитуд высокочастотных сигналов.

В цифровых СВЧ-осциллографах высшего класса (*англ.* HiEnd) иногда для улучшения формы АЧХ осциллографа применяют цифровую обработку сигнала с помощью встроенного цифрового сигнального процессора (*англ.*

DSP — Digital Signal Processor). На рисунке 9.6 представлены графики исходной АЧХ канала Y , АЧХ фильтра DSP и результат корректировки АЧХ.

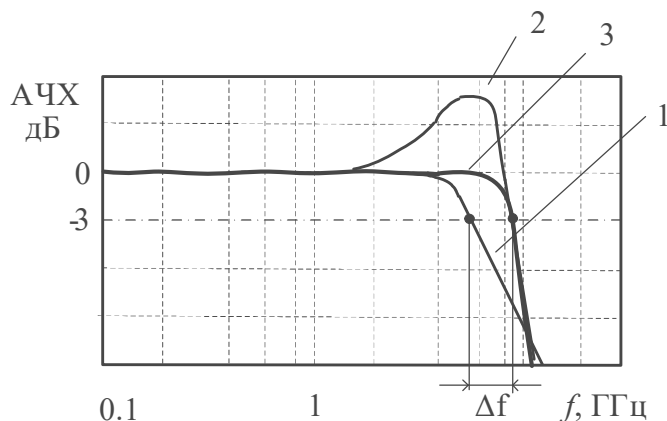


Рис. 9.6. Цифровая корректировка АЧХ DSP-процессором:
 1 — исходная АЧХ; 2 — АЧХ цифрового фильтра DSP;
 3 — результирующая АЧХ осциллографа.

При корректировке АЧХ в области его спада удаётся приблизить ее вид к прямоугольной и получить небольшой выигрыш по полосе пропускания. Пример реализации DSP-корректировки АЧХ осциллографа Tektronix TDS6154C представлен на рисунке 9.7. Видно, что применение алгоритма цифровой фильтрации позволило увеличить ширину рабочей полосы с 13 до 15 ГГц и сгладить ее форму. Однако использование корректировки АЧХ возможно при жёстком соблюдении фазовых соотношений в спектре сигнала.

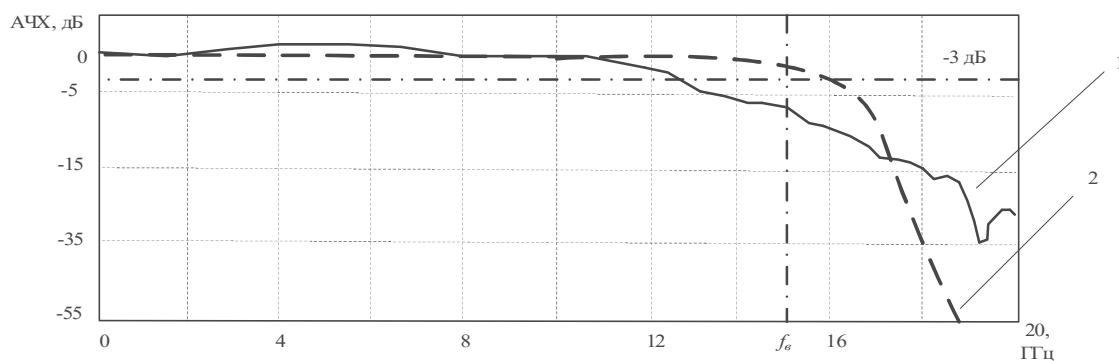


Рис. 9.7. Исходная АЧХ (1) и скорректированная (2) осциллографа Tektronix TDS6154C

Другой способ увеличения рабочего диапазона частот — это режим *эквивалентного времени*. В этом режиме осциллограмма сигнала строится по отсчётам, взятым от нескольких копий сигнала (как в стробоскопическом осциллографе). При этом количество точек дискретизации, несущих информацию о форме сигнала, увеличивается. Эквивалентная частота дискретизации при этом может достигать десятков ГГц. Этот режим применяют (как и в случае стробоскопического осциллографа) только для повторяющихся сигналов.

Массив цифровых данных с АЦП поступает в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ). Блок памяти ЦО состоит из двух частей: быстрое буферное ОЗУ (БОЗУ) и медленное ОЗУ (МОЗУ). Последнее представляет собой

оперативное запоминающее устройство микропроцессорной системы. Оно используется микропроцессором для хранения результатов вычислений и обработки входных отсчётов, данных изображения (видеопамять) и пр. БОЗУ осуществляет приём данных от АЦП в режиме реального времени с частотой дискретизации входного сигнала. БОЗУ в обычном режиме работы непрерывно пополняется от АЦП. Оно построено по принципу FIFO («первым вошёл — первым вышел»). При записи нового отсчёта исчезает самый старый.

Объем БОЗУ — важнейший параметр осциллографа. Размер БОЗУ («глубина памяти» ЦО) определяет максимальное количество точек, которыми представлен исследуемый сигнал. Требуемая глубина памяти связана с выбранным коэффициентом развертки K_p (временным масштабом изображения) и частотой дискретизации f_d соотношением $K_p \cdot 10 \cdot f_d$ (полагаем, что длина шкалы осциллографа по горизонтали 10 делений). Для больших коэффициентов развертки (например, при наблюдении медленных сигналов) объем памяти может оказаться недостаточным. В этом случае приходится уменьшать частоту дискретизации сигнала. Другой способ работы с медленными сигналами — *сегментирование памяти*. Этот режим используют для импульсных сигналов большой скважности. В память записывают только требуемые фрагменты сигнала (например, только ненулевые его значения). Это позволяет снизить требования к глубине памяти ЦО. Отметим, что цифровые осциллографы обычно делают многоканальными (как минимум двухканальными). Преобразованные сигналы распределяются по имеющейся памяти, поэтому обычно глубина памяти двухканального ЦО на один канал в два раза меньше, чем в одноканальном режиме.

При формировании изображения на матричном дисплее ЦО отсчёты сигнала последовательно извлекаются из ОЗУ. Для управления выборкой из ОЗУ используют счётчик адресов. Размер выборки задаётся установленным коэффициентом развертки ЦО. Момент начала формирования изображения (начальный адрес выборки) определяется (по аналогии с ЭЛО) устройством синхронизации и запуска (аппаратный запуск). С этого устройства на микропроцессор поступает импульс, соответствующий началу входного сигнала (или сигналу внешнего запуска). Этот импульс запускает процесс формирования осциллограммы. Кроме аппаратного способа запуска, в ЦО предусматривают большое количество программных способов синхронизации и запуска на основе анализа данных БОЗУ всего преобразованного сигнала.

Цифровой осциллограф в ходе сбора информации о сигнале («захвата» сигнала) и построения осциллограммы непрерывно сохраняет, обрабатывает и отображает данные. В течение времени обработки цифровых данных и построения изображения осциллограф не может отслеживать текущие изменения сигнала. Время, требуемое на формирование осциллограммы, называют «мёртвым временем» (*англ. dead time*), или *временем простоя* ЦО. Отсчёты сигнала, поступающие в это время в БОЗУ, не отображаются на экране. В аналоговом ЭЛО мёртвое время — это чрезвычайно малое время обратного хода луча. А цифровые осциллографы тратят большую часть цикла сбора данных на обработку отсчётов сигнала и построение изображения. Цифровые осциллографы способны делать только отдельные «снимки» измеряемого сигнала.

Время простоя ЦО зависит от размера используемой для построения осциллограммы выборки отсчетов сигнала и количества используемых функций их постобработки (например, программы интерполяции, математические функции обработки, программы измерения параметров сигнала и пр.). Как показывает практика, наибольший вклад в формирование времени простоя вносит обработка данных и подготовка их отображения. При работе на высоких частотах дискретизации длительность мёртвого времени СВЧ ЦО может достигать 99% от общего времени сбора данных. Поэтому важным параметром ЦО является *скорость обновления* (англ. Update rate) осциллограмм на экране. Ее также называют скоростью *захвата сигнала*; она измеряется в количестве осциллограмм, выводимых на экран за секунду (осц/с). Скорость обновления зависит от быстродействия процессора, скорости обмена информацией с БОЗУ, выбранного метода интерполяции и пр. Повышение скорости вывода изображения на экран достигается использованием быстродействующих процессоров и алгоритмов параллельной обработки данных. У лучших моделей быстродействующих ЦО скорость вывода информации на экран достигает сотен тысяч осциллограмм в секунду.

Всей работой ЦО управляет встроенный микропроцессор. Различают два класса ЦО: с *открытой и закрытой архитектурой*. Последние содержат специализированные микропроцессорные системы, относительно простые и дешёвые, с необходимым программным обеспечением прибора. ЦО с открытой архитектурой построены на основе персонального компьютера со стандартной операционной системой. Последнее обстоятельство упрощает обработку данных универсальными программами для персональных компьютеров, позволяет использовать большой объем стандартного программного обеспечения и пр.

Представленные на рынке быстродействующие цифровые СВЧ-осциллографы можно условно разбить на несколько видов:

- многофункциональные вычислительные ЦО с мощными встроенными микропроцессорами и компьютерами. Имеют повышенную частоту дискретизации (так, частота 200 ГГц в режиме реального времени уже достигнута в современных моделях осциллографов класса high-end компаний Textronix, LeCroy и Keysight);
- виртуальные ЦО, выполняемые в виде приставок к персональному компьютеру. Приставка содержит аналоговую часть ЦО и АЦП. Для связи с компьютером часто используют интерфейс USB, поэтому такие приборы носят название «USB-осциллографы». Программное обеспечение осциллографа позволяет получить на экране ПК переднюю панель «виртуального» прибора и наблюдать результат его работы;
- модульные осциллографы и оцифровщики (дигитайзеры) в составе измерительных комплексов стандарта PXI или VXI.

9.2. Режимы работы цифрового осциллографа

Процесс построения осциллограммы на экране ЦО похож на работу блока развертки ЭЛО. Аналог генератора развертки — счётчик развертки. Он преоб-

разует линейно нарастающие коды, вырабатываемые микропроцессором, в номер столбца, соответствующего отображаемой точке на экране матричного дисплея. Номер строки дисплея определяется кодом мгновенного значения сигнала, извлекаемого из соответствующей номеру столбца ячейки БОЗУ.

Рассмотрим основные режимы работы блока развертки ЦО. Наиболее простой режим работы блока развертки имитирует работу самописца (режим самописца — *англ.* ROLL mode). Отсчёт входного сигнала записывается в БОЗУ. Одновременно он выводится в правом краю экрана. При поступлении следующего отсчёта осциллограмма сдвигается на один столбец влево. Процесс повторяется с каждым новым отсчётом. Таким образом, осциллограмма на экране плавно смещается справа налево, имитируя движение ленты самописца. При достижении левой части экрана самый старый отсчёт теряется. В любой момент «самописец» можно остановить и зафиксировать изображение сигнала. Очевидно, что такое изображение можно наблюдать только при медленных развёртках. В противном случае изображение будет смещаться по экрану с большой скоростью, и работать с ним будет невозможно.

Для быстрых одиночных или неповторяющихся сигналов используют *одиночный режим* развертки (*англ.* single shot mode). В нем отсутствует непрерывный вывод отсчётов на экран. Кадр изображения строится один раз последовательно по отсчётам входного сигнала после возникновения события запуска (например, ручного нажатия кнопки ПУСК, подачи внешнего сигнала запуска) (рис. 9.8).

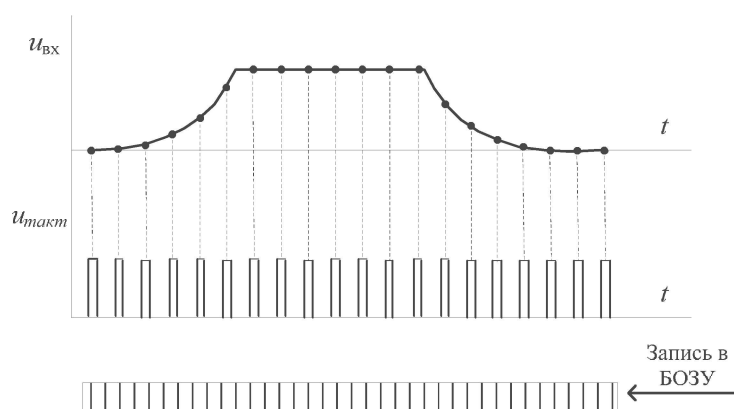


Рис. 9.8. Построение осциллограммы сигнала в режиме реального времени

Количество отсчётов, выводимых на экран, задаётся установленным коэффициентом развертки: $N = K_p \cdot 10 \cdot f_d$. Отметим, что временной интервал между точками осциллограммы не обязательно совпадает интервалом дискретизации сигнала. Например, можно выводить отсчёты не подряд, а с пропуском нескольких точек. Это позволяет реализовать режим *растяжки изображения* (по аналогии с ЭЛО) с сохранением его параметров (точности, яркости и пр.) даже для одиночного режима развертки.

Для наблюдения повторяющихся сигналов используют *непрерывный режим* развертки (*англ.* refresh mode). Этот режим напоминает автоколебательный или ждущий режим аналогового осциллографа. В *автоколебательном* режиме

запуска кадры изображения непрерывно строятся даже в отсутствие события запуска. В *ждущем* режиме кадр строится только при появлении события запуска (например, появление входного сигнала, приход внешнего импульса запуска). Однако в ЦО между событиями запуска на экране сохраняется предыдущий кадр изображения (в аналоговом осциллографе изображение в этом случае отсутствует).

Упомянутый ранее режим *эквивалентного времени* (англ. equivalent time mode) применяют для наблюдения коротких сигналов при малых коэффициентах развертки, когда количество отсчётов от одной копии сигнала становится слишком малым (недостаточная частота дискретизации). В этом режиме кадр строится на основе данных оцифровки нескольких копий сигнала. На рисунке 9.9 показано изображение, полученное при наложении отсчётов нескольких циклов регистрации сигнала.

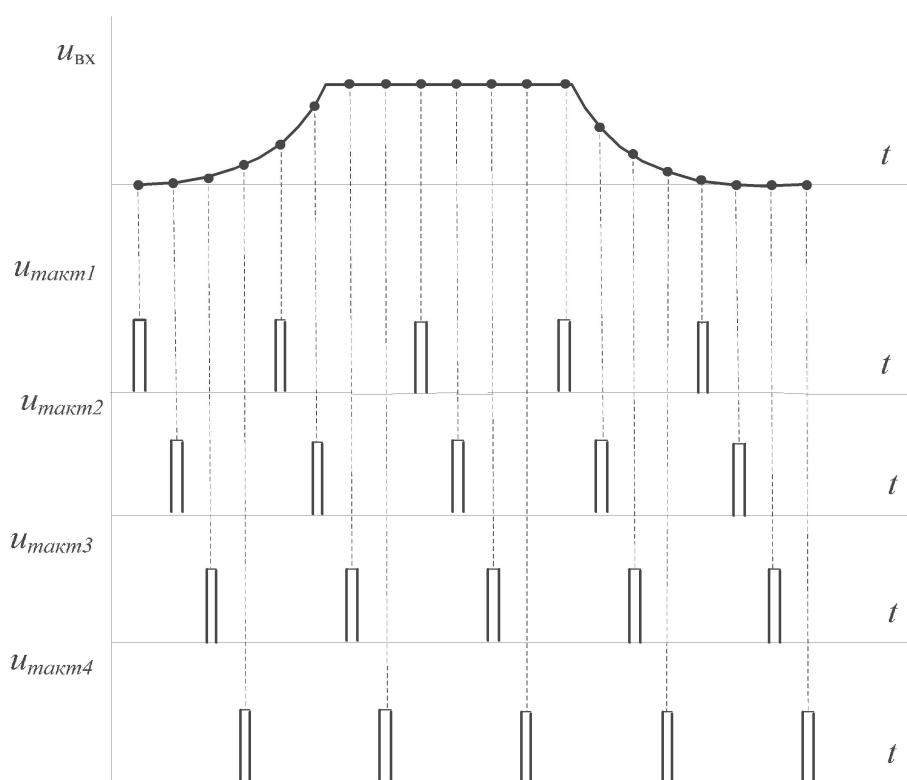


Рис. 9.9. Построение осциллограммы сигнала в режиме эквивалентного времени

Этот режим напоминает принцип преобразования временного масштаба, используемый в аналоговых стробоскопических осциллографах, но там от каждой копии сигнала берётся только один отсчёт. В режиме эквивалентного времени от каждой копии сигнала берётся несколько отсчётов сигнала с частотой дискретизации f_d , установленной в АЦП. Отсчёты в каждой копии сигнала должны быть смещены во времени, поэтому для построения осциллограммы используют значительно большее число отсчётов: $M \cdot N = M \cdot K_p \cdot 10 \cdot f_d$, где M — количество копий сигнала, участвующих в оцифровке сигнала. Полученная осциллограмма сигнала соответствует значительно большей *эквивалентной частоте* дискретизации $M \cdot f_d$ (до десятков ГГц и более). Однако режим эквива-

лентного времени можно применять только при исследовании повторяющихся сигналов.

При построении изображения сигнала в большинстве случаев используется только часть БОЗУ, поэтому в ЦО используют режимы «предзапуска» и «послезапуска». Эти режимы специфичны для ЦО и заключаются в следующем. Напомним, что аналоговый ЭЛО воспроизводит на экране входной сигнал только после импульса запуска. Информация о других частях сигнала (до запуска и через некоторое время после него) отсутствует. В ЦО АЦП непрерывно пополняет информацию в БОЗУ. Событие запуска делит содержимое БОЗУ на две части — буфер предпусковых данных (*предзапись*) и буфер послепусковых данных (*послезапись*). Если при построении изображения осуществить сдвиг адресов БОЗУ (например, считывать данные, предшествующие событию запуска), то на экране воспроизводится форма сигнала, предшествующая запуску. Сдвиг адресов в другую сторону позволяет получить задержанный относительно события запуска сигнал. Таким образом, режим *предзапуска* позволяет «заглянуть в прошлое» на ту часть сигнала, которая предшествовала запускающему импульсу. Режим *послезапуска* обеспечивает задержку изображения относительно момента запуска. Регулировку режима осуществляют ручкой смещения изображения по горизонтали. Стандартный режим запуска ЦО обычно делит экран пополам: 50% предзапись — 50% послезапись. При этом точке запуска соответствует центр экрана осциллографа (рис. 9.10).

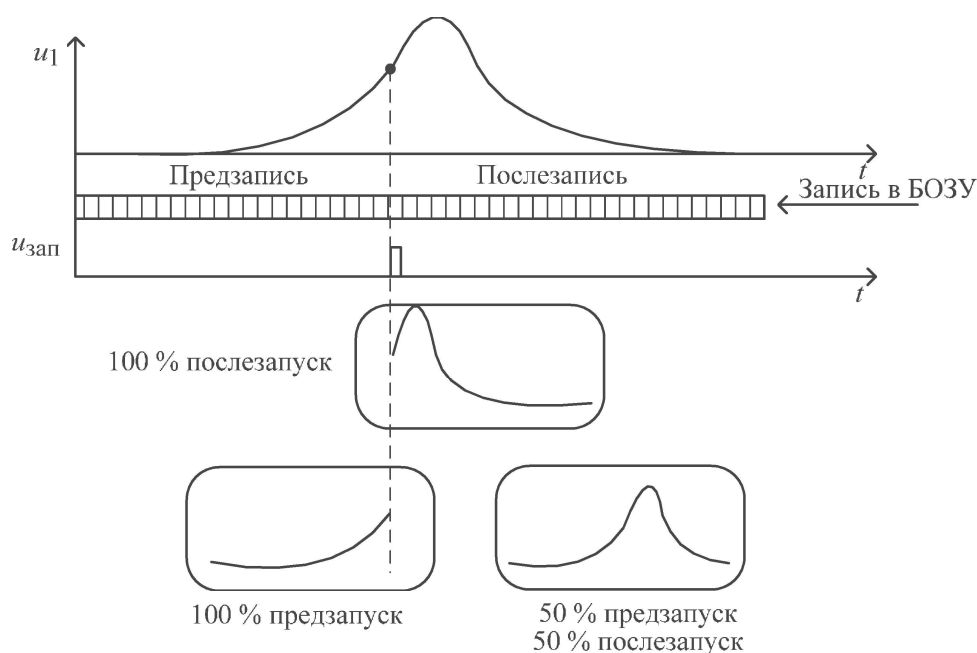


Рис. 9.10. Режимы предзапуска и послезапуска ЦО

В этом состоит отличие запуска ЦО от запуска ЭЛО — у последнего точка запуска располагается всегда в начале экрана. Наличие режимов предзапуска и послезапуска — важное преимущество ЦО, отсутствующее в аналоговых ЭЛО.

Рассмотрим условия неискажённого воспроизведения формы сигнала на экране цифрового осциллографа. Согласно теореме Найквиста — Котельникова

частота дискретизации f_d определяет верхнюю граничную частоту спектра сигнала f_b , форму которого можно восстановить без искажения, следующим образом: $f_b \leq f_d/2$. При выводе на экран отсчётов сигнала в виде точек реконструкция его формы происходит визуально, путём мысленного соединения ближайших точек. При малом количестве отсчётов возможен эффект «наложения», когда глаз оператора конструирует «ложное» изображение (англ. alias) большей длительности (рис. 9.11).

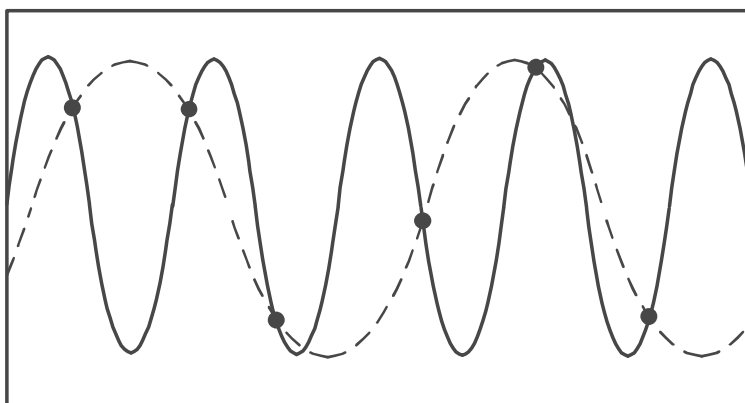


Рис. 9.11. Эффект наложения при недостаточной частоте дискретизации сигнала

Чтобы избежать эффекта наложения, в канале Y предусматривают фильтр, позволяющий подавить спектральные составляющие сигнала выше $f_d/2$. Для *поточечного* (англ. dots) изображения следует придерживаться правила: частота дискретизации должна быть по крайней мере в 8...10 раз выше максимальной частоты спектра сигнала.

В случае *недостаточного количества точек* используют режимы *интерполяции* (англ. upsampling). Этот режим ещё называют *передискретизацией* (англ. oversampling) сигнала, поскольку при построении изображения к массиву отсчётов сигнала добавляют точки интерполяции, в сигнале не присутствующие. Чаще всего в ЦО применяется два типа интерполяции — линейная и синусоидальная. При *линейной* интерполяции в осциллограмму добавляют точки, расположенные на прямой линии между отсчётами сигнала. При этом для получения качественного изображения достаточно выполнять условие $f_d \geq (5..7) \cdot f_b$. Линейная интерполяция больше подходит к импульсным сигналам. Для гладких сигналов лучше использовать синусоидальную интерполяцию типа $\sin(x)/x$, которая позволяет получить приемлемое качество изображения уже при $f_d \geq (3..4) \cdot f_b$. Использование той или иной функции интерполяции необходимо, когда величина частоты недостаточна ($f_d \leq 10 \cdot f_b$). Считается, что линейная интерполяция даёт более точные амплитудные измерения параметров реального сигнала, а интерполятор $\sin(x)/x$ обеспечивает более точные измерения временных параметров сигнала. На рисунке 9.12 в качестве примера представлены осциллограммы гармонического сигнала при синусоидальной и линейной интерполяции.

Отметим, что при интерполяции необходимо проводить расчёты с большим массивом данных, что снижает скорость вывода осциллограмм на экран и увеличивает «мёртвое время» осциллографа.

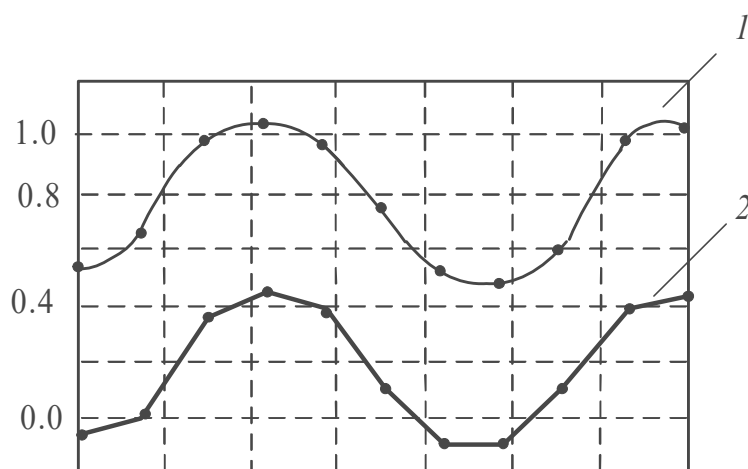


Рис. 9.12. Синусоидальная (1) и линейная (2) интерполяции гармонического сигнала

Рассмотрим режимы построения осциллограммы при *большом* количестве отсчётов сигнала, приходящихся на один кадр изображения. Разрешающая способность матричных индикаторов ЦО составляет 500...1000 по горизонтали. В то же время для больших коэффициентов развертки количество отсчётов, попадающее на выбранный для наблюдения временной интервал, может существенно превышать количество точек изображения. То есть на каждую точку изображения приходится большая выборка отсчётов, размер которой зависит от временного масштаба и частоты дискретизации. Возникает задача «прореживания» этой выборки (*децимация*, *англ.* *downsampling*), которая в известном смысле обратна задаче интерполяции. Прореживание данных при построении изображения — важная задача, которая решается различными способами. Так, в *стандартном* (*англ.* *Sample*) режиме выводят на экран только одну точку из выборки (например, первую, центральную или последнюю). В режиме *усреднения в точке* (*англ.* *Average*) на экран выводится точка, ордината которой есть среднее арифметическое отсчётов выборки. Этот режим позволяет снижать шумы квантования АЦП, однако на экране будут представлены не мгновенные значения оцифрованного сигнала, а результаты их усреднения. Такой сглаженный сигнал не позволяет зафиксировать наличие импульсных помех («глитчей»). В ряде измерительных задач это нежелательно. В режиме *ПИК-детектора* (*англ.* *Peak Detect*) каждая нечётная точка строится по отсчёту с максимальным значением в выборке, следующая (чётная) — по отсчёту с минимальным значением в выборке. В режиме ПИК-детектора присутствие в сигнале коротких импульсных помех фиксируется на осциллограмме без их пропуска. Однако шумовая составляющая сигнала и случайные помехи будут видны более отчётливо, без сглаживания.

Цифровые осциллографы имеют широкий выбор режимов синхронизации и запуска. *Событие запуска* в ЦО имеет смысл момента начала построения осциллограммы. Предусматривают как традиционные аппаратные способы запуска (по фронту, срезу, по заданному численно уровню сигнала), так и программные

способы, основанные на анализе содержимого БОЗУ. Например, синхронизация «по длительности» — это запуск развертки по длительности входного импульса, меньшей или большей выбранного значения, равной или неравной выбранному. ЦО, как правило, имеют режим синхронизации и запуска телевизионным видеосигналом по выбранным строкам, по нечётным и чётным полям, по всем полям видеосигнала телевещательных стандартов (NTSC, PAL, SECAM). Для исследования цифровых сигналов применяют программный запуск по кодовому слову, по заданному количеству импульсов, по сигналам шин стандартных интерфейсов (например, USB, CAN, I2C и др.). Это могут быть стартовые биты кадра данных, состояния начала и конца пакета данных и др.

В цифровых осциллографах режим *записи/воспроизведения* сигнала реализуют однократным запуском АЦП. БОЗУ полностью заполняют отсчётами сигнала («захват» сигнала). Затем сбор данных прекращается (отключается АЦП). Весь буфер БОЗУ после этого доступен для просмотра и построения осциллограмм в произвольном масштабе (с растяжкой и сжатием, со смещением по времени и пр.). Не надо путать режим запоминания сигнала с режимом однократной развертки. В последнем запоминается только последний кадр изображения сигнала.

Как уже было указано выше, у ЦО можно выделить следующие достоинства:

- возможность захвата и сохранения единичных событий;
- отсутствие мерцания при больших коэффициентах развертки (для низкочастотных сигналов);
- равномерная яркость изображения;
- использование вместо дорогостоящих вакуумных ЭЛТ дешёвых и компактных жидкокристаллических дисплеев;
- простота аналоговой части канала Y , отсутствие высокоскоростного генератора развертки;
- упрощение и удешевление аппаратной части ЦО за счёт использования компьютерных компонентов общего применения (микропроцессоры, память ОЗУ и пр.);
- возможность подключения ЦО в измерительные системы;
- программная реализация функций математической обработки сигнала.

Отметим и недостатки цифровых осциллографов, которые отсутствуют в аналоговых ЭЛО:

- работа в режиме реального времени возможна на относительно низких частотах, где время развертки много больше времени вывода его изображения на дисплей. На высоких частотах время вывода осциллограммы может быть существенно больше длительности сигнала, что обуславливает пропуск фрагментов сигнала («мёртвое время»);
- использование интерполяции при работе ЦО в ряде случаев вызывает искажение осциллограммы, отличие ее от реальной формы сигнала. Кроме этого, при недостаточном количестве точек на изображении возможно появление мнимых низкочастотных изображений;
- в бюджетных моделях ЦО разрешение по вертикали обычно не превосходит 8 бит (256 точек), что вызывает заметную дискретность изображения;

- из-за ограниченной глубины памяти ЦО при исследовании длинных сигналов приходится снижать частоту дискретизации, что не позволяет наблюдать быстрые фрагменты сигналов без искажения.

Приведём параметры некоторых современных цифровых СВЧ-осциллографов. Прибор Tektronix DPO77002SX выполняет захват и анализ сверхширокополосных сигналов (в одно- и двухканальном варианте) в режиме реального времени. Разрядность АЦП составляет 8 бит, ширина рабочей полосы — 70 ГГц, время нарастания ПХ — 5.6 пс, чувствительность по широкополосному входу — 50 Ом не ниже 100 мВ. Осциллограф имеет стандартный коаксиальный разъем 1.85 мм (50 Ом), совместимый с разъёмами 2.4 мм. Предусмотрена возможность использования широкополосных (33 ГГц) пробников с фирменным адаптером TCA-292D TekConnect. Пробники позволяют переключаться между дифференциальным, несимметричным и синфазным режимами. Частота дискретизации (на один канал) 200 Гвыб/с, разрешение по времени 5 пс. Глубина памяти 62.5 Мбайт на один канал с возможностью расширения до 1 Гбайт. Скорость обновления экрана до 300 000 осц./с, использована технология цифрового фосфора, которая позволяет на экране накладывать серию кадров сигнала для выявления его нерегулярных особенностей (глюков).

Осциллографы Keysight Technologies Infiniium серии V имеют полосу пропускания от 8 до 33 ГГц (в зависимости от модели). Наиболее широкополосный двухканальный осциллограф серии (33 ГГц) имеет частоту дискретизации 80 Гвыб/с, глубину памяти — до 2 Гб. Он характеризуется низким уровнем собственных шумов (2.10 мВ при 50 мВ/дел, 33 ГГц, спектральная плотность шума –159 дБм/Гц). 8-битный АЦП обеспечивает эффективную разрядность 5.5 во всей полосе пропускания. Диапазон коэффициентов отклонения от 1 мВ/дел до 1 В/дел, диапазон коэффициентов развертки от 2 пс/дел до 20 с/дел. Сигналы подаются на осциллограф через коаксиальные разъемы 3.5 мм, входное сопротивление 50 Ом (КСВН входа 1.2). Предусмотрено подключение выносных пробников различного назначения с рабочей полосой частот до 30 ГГц.

Все быстродействующие осциллографы класса Hi End обеспечивают различные виды синхронизации и запуска: внешняя/внутренняя; события запуска: перепад, глитч, рант, заданная длительность импульса, период/частота, кодовая последовательность, сигнал низкоскоростной последовательной шины, логическое состояние и др. Предусмотрены автоматические, курсорные измерения.

9.3. Особенности применения цифровых осциллографов

Рассмотрим дополнительные возможности ЦО, которые улучшают вид осциллограмм и расширяют область применения приборов.

Режим *сглаживания* осциллограмм (*англ.* smoothing) применяют как в однократном, так и в непрерывном режиме работы осциллографа. Это специфический режим фильтрации данных, позволяющий уменьшить влияние шумов на изображение. Рассмотрим один из режимов сглаживания осциллограммы по данным выборки, состоящей из N точек. Текущая координата n точки \overline{y}_n вы-

числяется как среднее арифметическое $\frac{N-1}{2}$ координат y_i точек слева и $\frac{N-1}{2}$ координат y_i точек справа от неё:

$$\bar{y}_n = \frac{1}{N} \left(\sum_{i=0}^{(N-1)/2} (y_{n-i-1}) + \sum_{i=0}^{(N-1)/2} (y_{n+i+1}) \right),$$

где y_i — отсчёты оцифрованного сигнала; \bar{y}_n — усреднённые координаты точки на экране. В формулу входят как необработанные данные с АЦП, так и результаты сглаживания предыдущих точек изображения. Например, для выборки $N = 5$ берутся справа две новые точки изображения и две слева, полученные ранее.

Сглаживание несколько изменяет форму сигнала на осциллограмме, что эквивалентно уменьшению полосы пропускания осциллографа. Режим *усреднения* осциллограмм (*англ.* averaging) этого недостатка лишён. Он заключается в накоплении в памяти нескольких (от 2 до нескольких сотен) осциллограмм сигнала. Вывод изображения осуществляется после усреднения накопленных осциллограмм. Можно использовать и непрерывный вывод результирующей осциллограммы на каждом шаге усреднения. Этот режим позволяет сглаживать случайные шумы, присутствующие в сигнале, и тем самым увеличивает чувствительность осциллографа. Для повторяющихся сигналов форма при усреднении не искажается, поэтому эквивалентная рабочая полоса частот осциллографа остаётся без изменения.

Рассмотренные выше режимы реализуются при построении и выводе изображения на экран (предобработка, *англ.* preprocessing). Постобработка (*англ.* postprocessing) позволяет дополнить функциональные возможности цифрового осциллографа различными математическими операциями над полученными данными. Так, в современных приборах предусматривают режимы математических преобразований сигналов — инвертирование, интегрирование, дифференцирование, логарифмирование, взятие модуля и пр. Широко используют режим спектрального анализа на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). В этом случае ЦО работает как цифровой спектроанализатор. Цифровые осциллографы обычно имеют как минимум два канала входного сигнала. В двухканальном режиме можно применять операции сложения и вычитания, умножения и деления двух сигналов. Например, если на один канал подать напряжение, а на второй — сигнал, пропорциональный току через нагрузку, то перемножение двух сигналов позволяет получить на экране осциллограмму мгновенной мощности в цепи. Использование вычитания каналов позволяет в ряде случаев убрать из изображения помеху известной формы (например, наводку питающей сети).

Программное обеспечение ЦО, как правило, предусматривает различные режимы автоматических и курсорных измерений. *Автоматические измерения* параметров сигналов позволяют определить период и частоту сигнала, длительность импульса и время его нарастания, максимальное и минимальное значения сигнала, его размах, среднее и среднеквадратическое значения и пр. Важно помнить, что в этом режиме на дисплей выводится результат обработки

информации о сигнале, наблюдаемом на осциллограмме. Никакие дополнительные измерительные операции при этом не требуются. *Курсорные измерения* позволяют вывести на экран численные значения напряжения и длительности в указанных оператором участках осциллограммы. Курсоры имеют вид вертикальных и горизонтальных линий, которые вручную перемещают по экрану. Часто используют и светящиеся точки-маркеры. Результат курсорных (маркерных) измерений выражают как в абсолютных единицах для каждого курсора/маркера, так и в виде разности между двумя курсорами (дельта-маркеры).

9.4. Измерение джиттера в цифровых системах с помощью ЦО

В настоящее время при конструировании цифровых систем применяются современные протоколы быстрой передачи данных. Для их правильного функционирования требуется контролировать появление искажений сигналов, влияющих на ошибки передачи цифровой информации.

Серьёзным искажением цифрового сигнала является его *джиттер* (дрожание). Его можно определить как смещение точки перехода от нуля к единице от их требуемого положения во времени. Последнее определяется относительно сигнала тактовой частоты. Флуктуации положения точек перехода во времени (флуктуации фазы) с частотой выше 10 Гц называют собственно *джиттером* (англ. Jitter) или фазовым дрожанием. Медленные флуктуации с частотой до 10 Гц включительно называют *вандером* (англ. Wander) или дрейфом фазы. Джиттер вызывается амплитудным и фазовым шумами как внутреннего, так и внешнего происхождения. Он характеризуется амплитудой и частотой.

Самым наглядным способом оценки величины джиттера является его исследование с помощью цифрового осциллографа. Для этого используют режим *послесвечения* (англ. persistence). Он является вариантом наложения осциллограмм, при котором при выводе текущей осциллограммы на экране сохраняются предыдущие изображения. Если синхронизация осциллографа делается сигналом тактовой частоты, то при подаче на вход потока случайных цифровых данных на экране осциллографа появится так называемая *глазковая диаграмма* (англ. eye pattern) (рис. 9.13).

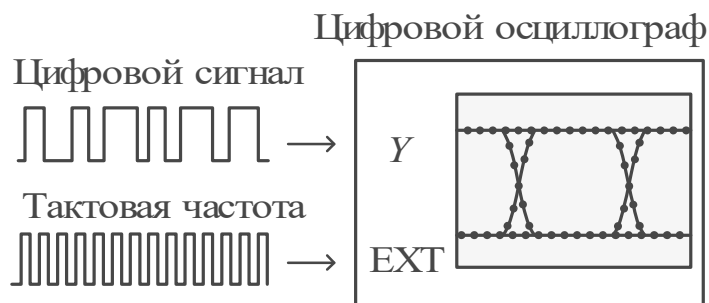


Рис. 9.13. Построение глазковой диаграммы цифрового сигнала

Она представляет собой результат наложения осциллограмм всех импульсных последовательностей в течение промежутка времени, равного нескольким тактовым интервалам цифрового сигнала. Глазковая диаграмма явля-

ется удобным графическим методом оценки качества цифрового сигнала. На рисунке 9.14 показана типичная глазковая диаграмма цифрового сигнала с большим джиттером.

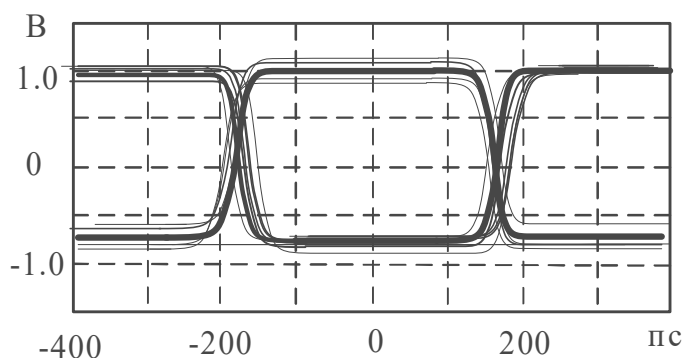


Рис. 9.14. Глазковая диаграмма реального цифрового сигнала

При наложении осциллограмм в ЦО с простыми монохромными дисплеями изображение получается малоинформативным. Более качественная осциллограмма получается в полутонных дисплеях, где яркость изображения зависит от количества отсчётов, попадающих на одну и ту же точку экрана. Наилучший результат получается на цветном дисплее, где количество совпаденных точек кодируется яркостью и цветом.

Вид глазковой диаграммы даёт много информации о джиттере сигнала, так же как и о многих других его параметрах. Глазковая диаграмма цифрового сигнала с малым джиттером имеет близкую к симметричной форму с плавными переходами и характеризуется практически полностью «открытым глазом» (*англ.* open eye). В то же время присутствие на глазковой диаграмме наложения множества отдельных фронтов и спадов импульсов, ее размытость и «закрытость» (*англ.* eye closure) являются признаками значительного джиттера. Размытость изображения по вертикали говорит о наличии в сигнале заметной шумовой составляющей.

9.5. Обнаружение редких аномалий цифровых сигналов с помощью ЦО

Достоинство аналогового осциллографа заключается в том, что пользователь имеет возможность видеть практически весь сигнал, за исключением той его части, которая приходится на время обратного хода луча. С другой стороны, уловить редкую аномалию (например, глитч — импульсная помеха, *англ.* Glitch) на аналоговом приборе очень трудно. Кратковременный однократный сигнал появляется на экране ЭЛТ, «затираясь» последующими осциллограммами. Яркость глитча при этом на фоне основного сигнала будет очень мала.

Основное преимущество цифрового осциллографа — способность «заморозить» нужную осциллограмму на сколь угодно большой промежуток времени. Однако, как было сказано выше, у цифрового осциллографа существует значительный временной интервал, в течение которого осциллограф осуществ-

ляет вывод на экран полученной информации и не принимает текущие отсчёты сигнала. Это *время простоя* («мёртвое время»):

$$t_{dt} = (1 - f_{\text{осц}} \cdot T) \cdot 100\%,$$

где $T = 10 \cdot K_p$ — время развертки сигнала на экране для выбранного коэффициента развертки K_p ; $f_{\text{осц}}$ — частота обновления экрана, осц/с.

Скорость обновления конкретного осциллографа зависит от частоты дискретизации. Например, СВЧ-осциллографы Rohde & Schwarz (R&S) серии RTO регистрируют, обрабатывают и отображают 1 млн осц/с. При частоте дискретизации 10 ГГц и коэффициенте развертки 10 нс время простоя составляет 90%, однако при снижении частоты дискретизации до 1 ГГц время простоя уменьшается до 23%. В течение времени простоя все изменения входного сигнала, хотя и фиксируются в БОЗУ, но фактически недоступны для наблюдения. Естественно, что появившаяся в это время аномалия останется незамеченной (рис. 9.15).

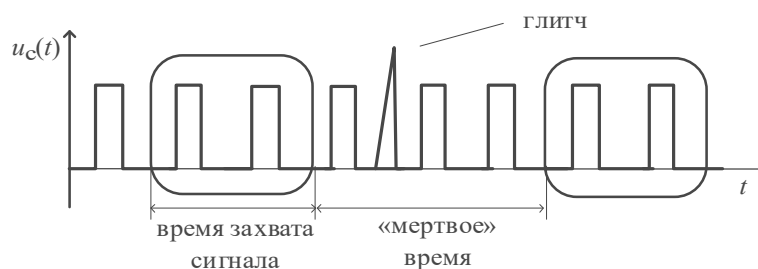


Рис. 9.15. Формирование двух кадров изображения с пропуском аномалии сигнала

Таким образом, цифровые запоминающие осциллографы не всегда могут исследовать длинные сложные сигналы, поскольку они пропускают часть информации или отображают ее с запаздыванием.

На практике часто встречаются ситуации, когда редко повторяющийся сигнал сложно выделить схемой запуска и соответственно нельзя эффективно использовать ждущий режим развертки. Аномалию сигнала надо уметь найти в последовательности кадров сигнала. Это можно сделать постобработкой содержимого БОЗУ в режиме запоминания. Однако такой способ требует сбора информации в течение большого интервала времени, что исключает мгновенную реакцию на аномалии сигнала. А именно эта информация чаще всего и представляет основной интерес для исследования.

Проведём оценку времени, требуемого для регистрации редких событий в сигнале. Вероятность P регистрации аномального события (например, глитча) в сигнале возрастает с увеличением времени одного кадра изображения (одной развертки) $T = 10 \cdot K_p$ согласно следующему уравнению:

$$P = (1 - f_g \cdot T)^N = (1 - f_g \cdot T)^{f_{\text{осц}} \cdot t_{\text{изм}}}.$$

Здесь f_g — частота появления глитча, 1/с; N — количество «захватов» сигнала (количество выводимых осциллограмм) за общее время поиска глитча $t_{\text{изм}}$, $N = f_{\text{осц}} \cdot t_{\text{изм}}$. Отсюда можно оценить требуемое время наблюдения сигнала для захвата глитча с заданной вероятностью:

$$t_{\text{изм}} = \frac{\lg(1-P)}{f_{\text{осц}} \cdot \lg(1-f_g \cdot T)}$$

Положим, что необходимо захватить глитч, следующий с частотой 10 раз/с, с вероятностью $P = 0.999$ (практически равной единице). На осциллографе установлен коэффициент развертки $K_p = 10$ нс (время развертки 100 нс). Тогда для скорости обновления осциллограмм 10 000 осц/с время измерения должно быть не менее 11.5 мин, для 1 млн осц/с — 7 с.

Для поиска редких аномалий сигнала в осциллографах класса HiEnd используют качественно новую архитектуру построения ЦО, позволяющую приблизить характер отображения сигнала на экране цифрового осциллографа к привычному для пользователя аналоговому виду. Такие приборы получили название «осциллографы с цифровым фосфором» (англ. DPO, Digital Phosphor Oscilloscope). Изображение на дисплее DPO-осциллографов напоминает осциллограмму традиционной ЭЛТ, снабжённой люминесцентным покрытием с эффектом послесвечения. Поэтому такие осциллографы называют ещё *ЦО с послесвечением*. «Сердцем» этой технологии является специализированный процессор DPX, преобразующий массив отсчётов входного сигнала в динамическую трёхмерную базу данных, которую и называют «цифровой фосфор». Изображение, сохранённое в этой базе, периодически переносится системой отображения на дисплей. Каждый элемент базы соответствует точке экрана DPO-осциллографа. Если сигнал появляется в данной точке экрана неоднократно, яркость этой точки на экране делают выше, чем у соседних. При отображении осциллограммы появляется новая (третья) переменная — ось Z (яркость), которая характеризует частоту появления сигнала в данной точке экрана. В ЦО с цветным экраном используют как яркостное, так и цветное выделение точек изображения.

Отметим, что этот режим отличается от режима наложения, используемого, например, при построении глазковых диаграмм. Здесь складываются не осциллограммы, а данные сигнала в трёхмерной базе «цифрового фосфора», что позволяет использовать большой размер памяти и высокую скорость оцифровки. Благодаря появлению технологии DPO стало возможным существенно уменьшить промежутки между временными интервалами сбора данных. Сохраняется дополнительная информация о поведении сигнала за время между двумя кадрами отображения осциллограммы. С помощью технологии «цифрового фосфора» эта информация визуализируется в виде цвето-яркостной карты сигнала, которая поступает на экран в режиме реального времени и характеризует динамическое поведение сигнала. В результате в осциллографах с «цифровым фосфором» на экран попадает почти вся информация о сигнале, что значительно уменьшает время поиска аномалий.

Контрольные вопросы

1. Опишите принцип действия цифрового осциллографа. В чем отличие его от принципа работы аналогового ЭЛО?
2. Какие измерительные задачи, недоступные аналоговому ЭЛО, можно решать с помощью цифрового осциллографа?
3. В чем отличие структурной схемы цифрового осциллографа от аналогового ЭЛО? Какие общие блоки используются в ЦО и ЭЛО?
4. Какие особенности имеют АЦП цифровых осциллографов? Какие требования по разрядности и частоте дискретизации предъявляются к АЦП ЦО?
5. Как выполняют блок памяти в ЦО? Что такое «глубина памяти» ЦО? Как требуемая глубина памяти связана с частотой дискретизации АЦП и максимальным коэффициентом развертки осциллографа?
6. Перечислите режимы работы развертки ЦО. Что такое режим самописца? В каких случаях его используют?
7. Что такое одиночный и непрерывный режим развертки ЦО? Для каких случаев используют режим эквивалентного времени?
8. Как реализуют в ЦО режимы предзапуска и послезапуска, какие дополнительные возможности они дают?
9. Каковы условия неискажённого воспроизведения формы сигнала ЦО? Как выбрать частоту дискретизации и разрядность АЦП для минимизации искажений?
10. Для чего в ЦО применяют режимы интерполяции? Какие типы интерполяции используют для исследования гладких и импульсных сигналов?
11. Как строится изображение сигнала на экране ЦО при большом количестве отсчётов? Как проводят прореживание отсчётов? Что такое режимы усреднения и ПИК-детектора?
12. Что такое режим сглаживания осциллограмм и когда его необходимо использовать?
13. Какие виды синхронизации и запуска предусматривают в ЦО? Как реализуют режим запоминания в ЦО?
14. Что такое «мёртвое время» (время простоя) ЦО? В каких случаях большое время простоя не позволяет получить полную информацию о сигнале? Какой параметр ЦО позволяет оценить величину времени простоя?
15. Что такое глазковая диаграмма, как ее получить на экране ЦО? Для каких видов измерений ее применяют?

10. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА СВЧ-ДИАПАЗОНА

10.1. Общие вопросы измерения спектра радиосигналов

Наблюдение формы сигнала не всегда позволяет получить полную информацию о нем. Так, осциллограмма ЧМ-радиосигнала с небольшой девиацией частоты на вид мало отличается от осциллограммы гармонического сигнала (рис. 10.1а). Небольшие отличия формы сигнала от синусоидального колебания ярче проявляются присутствием в составе сигнала дополнительных гармонических составляющих (рис. 10.1б). Они маскируются большой гармоникой несущей частоты и могут быть выделены только с использованием *спектрального анализа*.

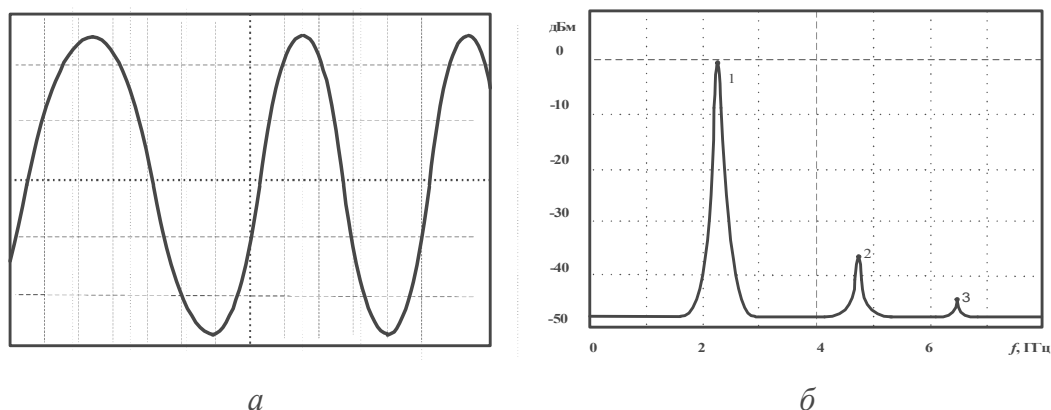


Рис. 10.1. Отображение ЧМ-сигнала на экране: а — осциллографа; б — спектроанализатора.

По этой причине анализ спектральных характеристик радиосигналов часто более информативен и позволяет достаточно точно измерить такие параметры радиосигнала, как мощность, частота, коэффициент модуляции и пр.

Напомним наиболее важные спектральные характеристики радиосигнала. Для одиночного сигнала $u(t)$ в частотной области используют комплексную спектральную функцию (или спектральную плотность сигнала), определяемую прямым преобразованием Фурье:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-i2\pi ft} dt, \text{ В/Гц.}$$

Эта функция представляет собой распределение амплитуд и фаз гармонических составляющих по частотной оси.

Спектральная функция — это функционал уже закончившегося процесса (интеграл берётся до «бесконечного» времени). В реальных условиях измерить можно только *текущий частотный спектр*, характеризующий незаконченный процесс в момент времени t :

$$S(f, t) = \int_{-\infty}^t u(t) e^{-i2\pi ft} dt.$$

Спектральный анализ должен выполняться за время анализа T_a (время интегрирования), много большее длительности сигнала (а для периодического сигнала — не менее его периода). В противном случае вместо полного спектра получим текущий спектр, зависящий от T_a .

Наиболее часто измеряют модуль спектральной функции — его называют амплитудной спектральной функцией, или *амплитудным спектром* сигнала. Приборы, которые позволяют измерить амплитудный спектр, называют *анализаторами спектра* (АС). Фазу спектральной функции (*фазовый спектр* сигнала) измерить сложнее, поэтому в стандартных измерительных задачах этого не предусматривают.

Особый класс сигналов — шумовые и случайные (неповторяющиеся) сигналы. К ним относятся и реальные информационные сигналы. Важной характеристикой таких сигналов является их *спектральная плотность мощности*:

$$W(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|S(f, T)|^2}{T}, \left[\frac{\text{Вт}}{\text{Гц}} \right].$$

Здесь $S(f, T)$ — спектральная плотность реализации случайного процесса на интервале $[-T/2, T/2]$. Размерность спектральной плотности мощности такая же, как у энергии сигнала, поэтому иногда ее называют *энергетическим спектром* случайного сигнала. Фактически $W(f)$ — это характеристика распределения мощности случайного сигнала по частоте.

На рисунке 10.2 представлен результат спектрального анализа аналогового шумового сигнала, ограниченного по полосе частот.

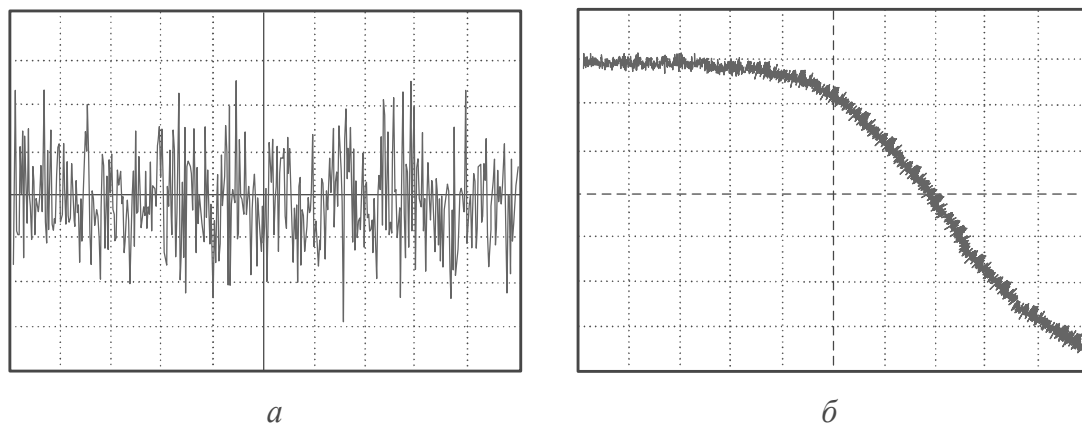


Рис. 10.2. Шумовой сигнал a — его осциллограмма; b — спектрограмма.

На рисунке 10.3 можно видеть осциллограмму и изображение спектра бинарной последовательности импульсов со случайным кодом.

Для периодических сигналов спектральная функция представляет собой последовательность дельта-функций, смещённых относительно друг друга на частоту повторения сигнала (линейчатый спектр). Обычно в этом случае используют спектральное представление сигнала 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. Сигнал представляют суммой гармонических колебаний с кратными частотами (*гармониками* сигнала). Компонента с нулевой частотой U_0 является *постоянной составляющей* сигнала (средним значением сигнала).

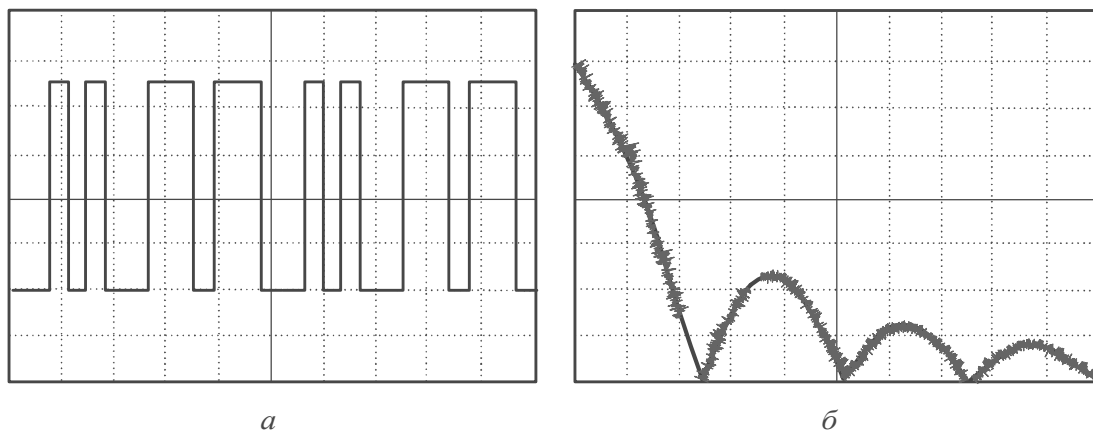


Рис. 10.3. Случайная последовательность прямоугольных импульсов (бинарный цифровой сигнал): *а* — осциллограмма; *б* — спектрограмма

Последовательность $\{Un\}$ называют амплитудным спектром периодического сигнала (его размерность — В); последовательность $\{\varphi n\}$ — фазовым спектром (размерность — градусы ($^\circ$) или радианы). Во многих случаях, учитывая сложности фазовых измерений, при анализе спектров радиосигналов ограничиваются амплитудными измерениями. Приборы для измерения амплитудного спектра называют *скалярными спектроанализаторами* (или просто *спектроанализаторами*).

Однако фазовый спектр необходим при анализе сигналов со сложными видами модуляции. Приборы, измеряющие как модуль, так и фазу спектральной функции, называют *векторными анализаторами* спектра, или *анализаторами сигналов*. В них используют цифровые технологии обработки сигнала. Векторные вычислительные анализаторы сигналов существенно расширяют возможности исследования сложных радиосигналов путём совместного измерения как амплитудного, так и фазового спектра.

Часто приходится исследовать суперпозицию спектров нескольких входных сигналов, подаваемых на вход АС. При этом составляющие спектров входных сигналов, как правило, не кратны по частоте. Их называют «гармоническими составляющими» входных сигналов (в отличие от «гармоник» периодического сигнала).

Для представления линейчатых спектров периодических сигналов обычно используют графическую форму — «спектрограмму» в виде вертикальных линий, высота которых по оси Y равна амплитуде гармоник, а координата по оси X — ее частоте. Спектрограмма позволяет наглядно наблюдать вид спектра и оценить его количественные характеристики. На рисунке 10.4 для примера представлены осциллограммы и спектрограммы АМ-радиосигнала и последовательности прямоугольных импульсов.

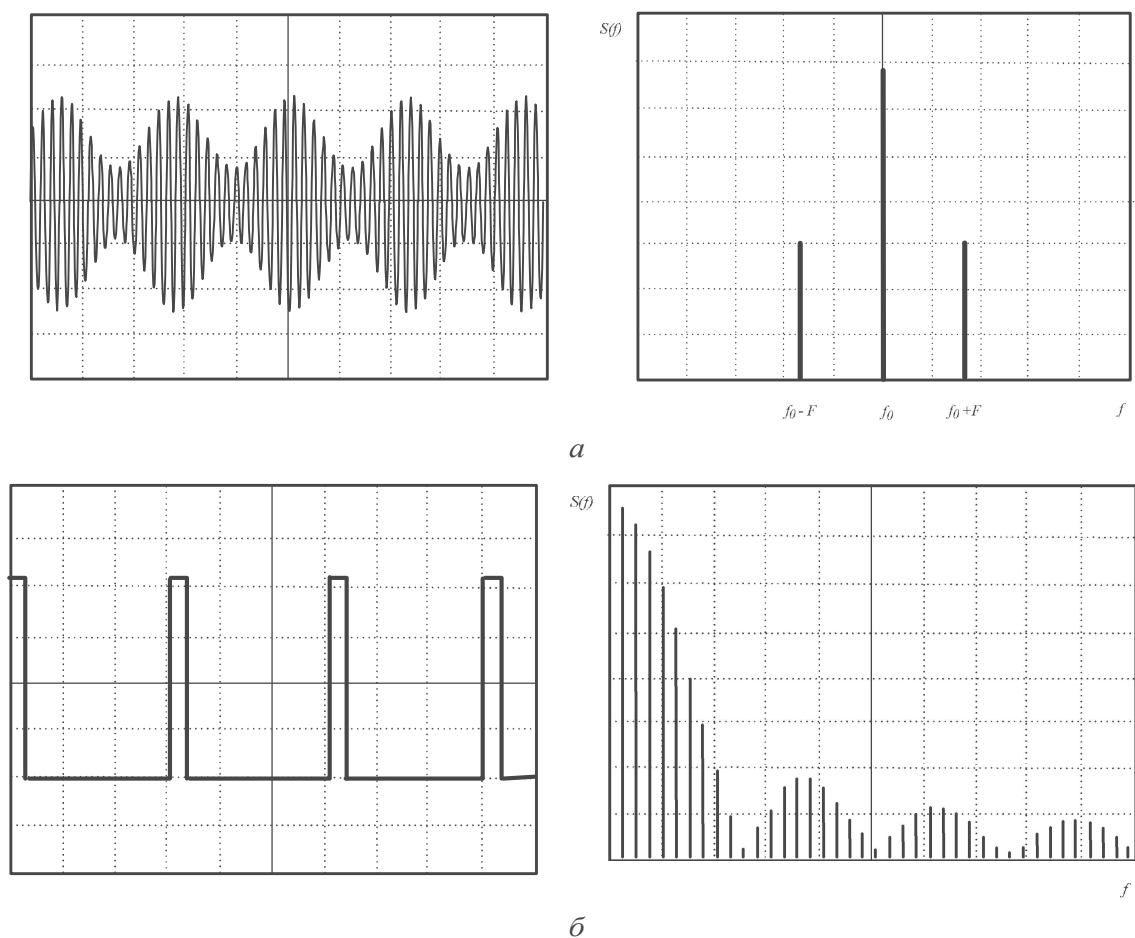


Рис. 10.4. Осциллограммы и спектрограммы *а* — радиосигнала с тональной АМ; *б* — последовательности прямоугольных импульсов.

Сформулируем наиболее часто встречающиеся задачи спектрального анализа сигналов:

- определение амплитуд и частот гармонических составляющих периодических сигналов;
- измерение амплитудной спектральной функции одиночных сигналов;
- измерение спектральной плотности мощности случайных сигналов.

Спектроанализаторы СВЧ-диапазона применяют при измерениях в широкополосных линиях связи, радиорелейных и спутниковых каналах передачи цифровой информации и пр. Специалисты, работающие в области беспроводной связи, используют АС для обнаружения внеполосных и паразитных излучений различного происхождения. Например, системы сотовой связи нужно проверять на наличие гармоник сигнала несущей частоты, которые могут быть помехами для других систем связи. В системах аналоговой и цифровой связи особое внимание уделяется оценке искажений модулированных сигналов. Важная область применения спектрального анализа — мониторинг частотного спектра и оценка электромагнитной совместимости различных систем связи в СВЧ-диапазоне.

Все методы и средства спектрального анализа можно разделить на две группы — аналоговые и цифровые (вычислительные) (рис. 10.5).



Рис. 10.5. Классификация методов и средств спектрального анализа

Аналоговые методы в СВЧ-диапазоне, как правило, используют узкополосную фильтрацию для выделения гармонических составляющих сигнала. Вычислительные методы включают оцифровку сигнала и расчёт спектра с использованием алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Последовательные АС используют сканирование рабочего диапазона частот перестраиваемым селективным приёмником с узкополосным фильтром. Перестройка может быть как ручной (такие приборы называют анализаторами гармоник, селективными вольтметрами, измерительными приёмниками), так и автоматической (с электронным управлением). В последнем случае используют *панорамный метод* вывода результатов анализа на экран дисплея (аналогового или цифрового) (см. рис. 10.2...10.4).

Современные цифровые спектроанализаторы используют вычислительные методы спектрального анализа сигналов с помощью цифровой фильтрации или БПФ. Это позволяет получить как амплитудный, так и фазовый спектр сигнала, исследовать периодические и одиночные, неповторяющиеся и случайные сигналы.

10.2. Принцип действия аналоговых анализаторов спектра последовательного типа

АС последовательного типа (их также называют гетеродинными АС) реализуют узкополосный метод анализа, при котором рабочий диапазон частот последовательно сканируется селективным приёмником, выделяющим отдельные гармоники сигнала.

Наиболее распространённой конструкцией АС последовательного типа является супергетеродинная схема, упрощённый вариант которой представлен на рисунке 10.6. Входной сигнал проходит через attenuator и фильтр преселектора. Attenuator служит для ступенчатой регулировки уровня сигнала. Преселектор выделяет сигналы, попадающие в рабочий диапазон частот АС, и подавляет сигналы вне его. Далее сигнал поступает на преобразователь частоты, состоящий из смесителя и электрически перестраиваемого гетеродина. В последовательных АС используют электронную перестройку частоты линейно изменяющимся (пилообразным) напряжением, которое используется также для развертки изображения на осциллографическом индикаторе.

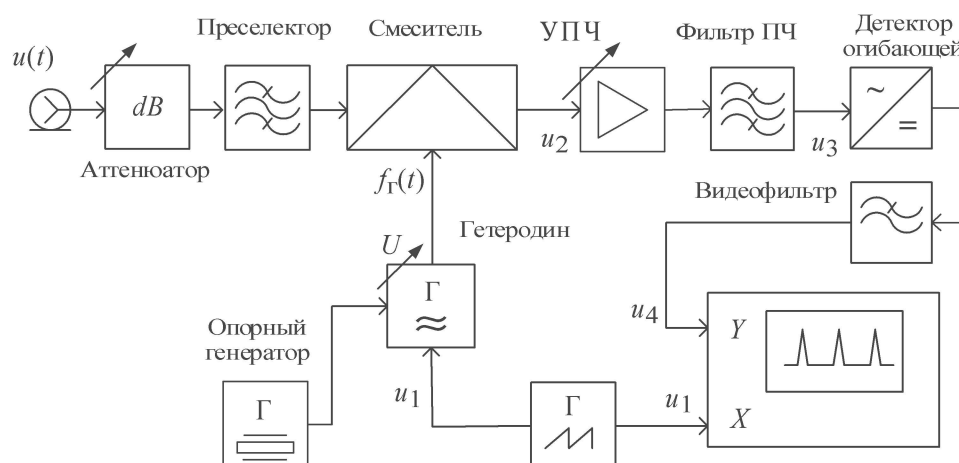


Рис. 10.6. Последовательный анализатор спектра с перестраиваемым гетеродином

На выходе смесителя образуются сигналы, частоты которых равны сумме или разности частот входного сигнала и сигнала гетеродина. Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) содержит узкополосный фильтр (его называют *радиофильтр*), настроенный на фиксированную промежуточную частоту $f_{ПЧ}$. На выходе фильтра ставят детектор огибающей (детектор среднеквадратических значений), в котором предусмотрен сглаживающий фильтр (*видеофильтр*). Результат детектирования подают на канал Y осциллографического индикатора. Управление частотой гетеродина осуществляют напряжением генератора линейной развертки индикатора (канал X).

Рассмотрим работу последовательного АС на примере анализа спектра синусоидального сигнала (одной гармоники с частотой f_c). Гетеродин вырабатывает гармонический сигнал с постоянной амплитудой U_p и меняющейся по линейному закону частотой $f_{Г}(t)$ (рис. 10.7). Обычно частоту гетеродина де-

лают выше верхней рабочей частоты АС. Частота гетеродина связана с управляющим напряжением развертки $u_p(t)$ линейным законом (модуляционная характеристика):

$$f_{\Gamma}(t) = f_{\Gamma \min} + (f_{\Gamma \max} - f_{\Gamma \min}) \frac{u_p(t)}{U_p}. \quad (10.1)$$

На выходе смесителя возникают сигналы с комбинационными частотами, в том числе и с разностной частотой $f_{\Gamma}(t) - f_c$, которая также линейно зависит от времени. Этот сигнал u_2 проходит через усилитель промежуточной частоты только в момент времени t_0 , когда разностная частота совпадает с частотой настройки радиопередатчика УПЧ:

$$f_{\Gamma}(t_0) - f_c = f_{\text{ПЧ}}. \quad (10.2)$$

Форма сигнала u_3 определяется АЧХ радиопередатчика, что поясняется на рисунке 10.7.

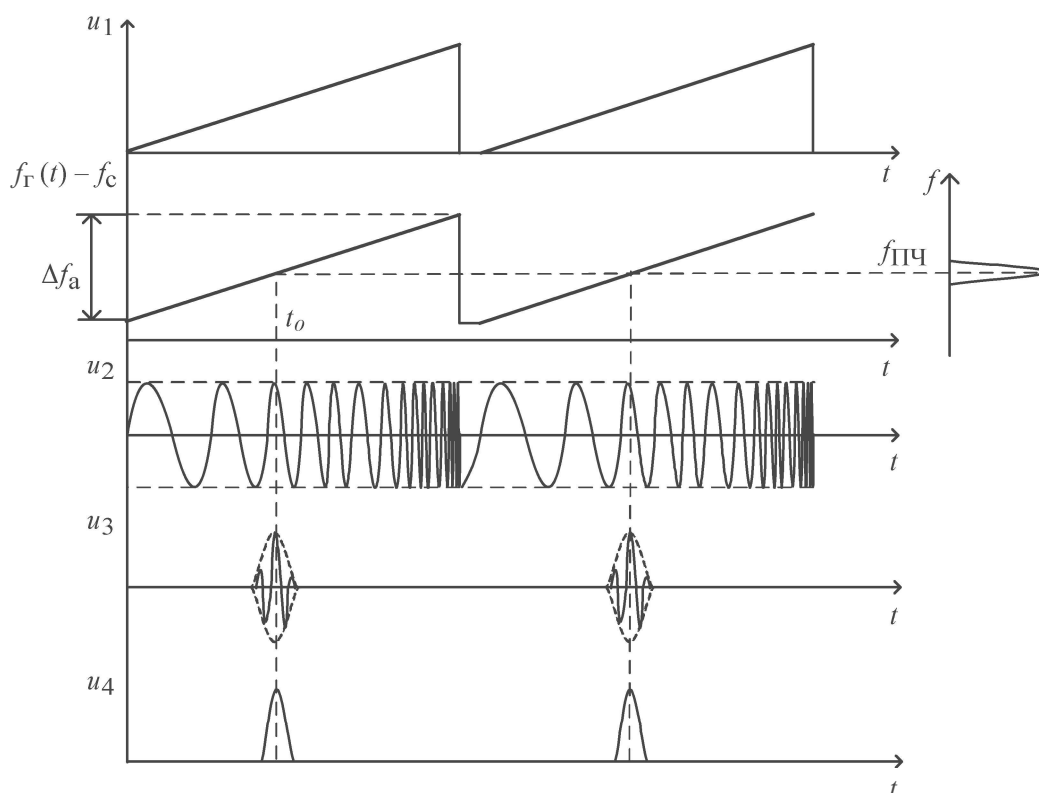


Рис. 10.7. Осциллограммы сигналов последовательного спектроанализатора

Полосу пропускания радиопередатчика $\Delta f_{\text{упч}}$ делают достаточно малой, поэтому сигнал u_3 имеет вид узкого радиоимпульса. На выходе детектора получают видеоимпульс u_4 , повторяющий форму огибающей радиоимпульса u_3 . Видеоимпульс u_4 фактически является откликом (реакцией) последовательного АС на гармоническое воздействие. Импульс с выхода детектора подают на осциллографический индикатор прибора. На спектрограмме при узкой полосе радиопередатчика он выглядит как тонкая вертикальная линия (рис. 10.8).

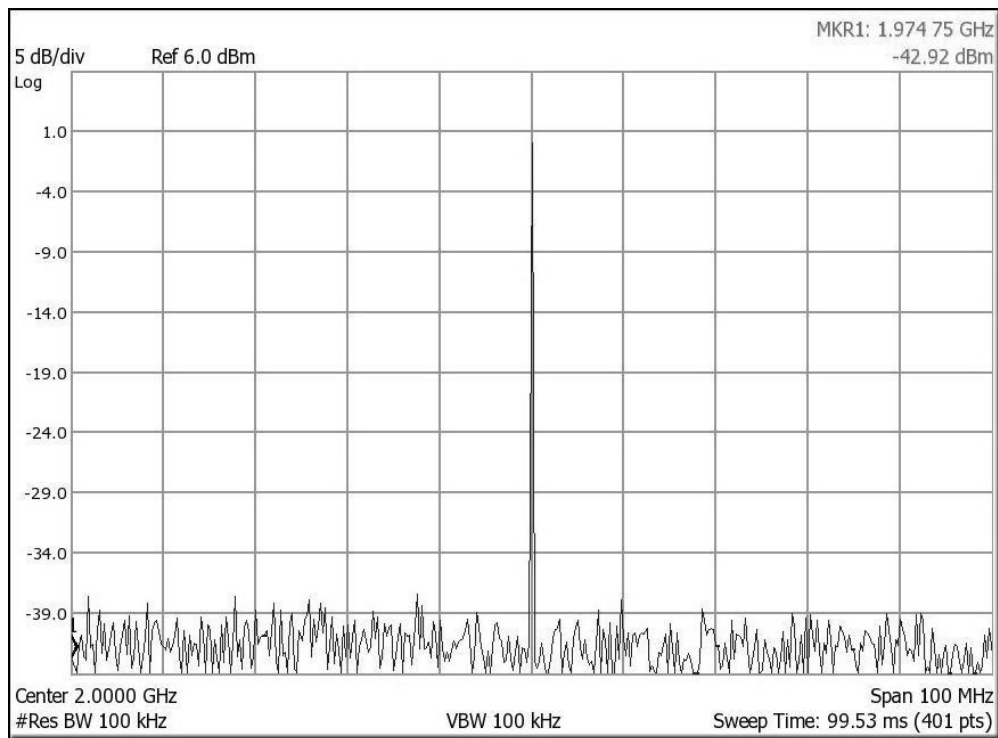


Рис. 10.8. Спектрограмма гармонического сигнала

Высота отклика пропорциональна амплитуде входного сигнала. Момент времени t_0 , когда импульс появляется на экране (а следовательно, и его горизонтальное положение на экране), пропорционален частоте входного сигнала. Горизонтальная ось экрана калибруется по частоте, которая увеличивается линейно слева направо. Вертикальная ось калибруется в единицах измерения амплитуды. В АС обычно предусматривают линейный (в В/дел) и логарифмический масштабы (в дБ/дел) вертикальной оси. Отметим, что логарифмический масштаб в АС используется значительно чаще, чем линейный, поскольку даёт возможность отображать сигналы, отличающиеся по амплитуде на 70...100 дБ. Линейная шкала используется для сигналов, отличающихся не более чем на 20...30 дБ. Однако линейный масштаб более привычен для теоретического представления спектров.

Частотный диапазон АС (*полоса обзора* или *полоса анализа* Δf_a , *англ. Span*) задаётся модуляционной характеристикой гетеродина (10.1). Нижнюю и верхнюю частоты полосы обзора устанавливают регулировкой границ перестройки гетеродина в соответствии с выражением (10.2). Другой вариант настройки частотного диапазона — это установка центральной частоты рабочего диапазона и величины полосы обзора Δf_a . Эти установки являются независимыми.

Поскольку управление частотой гетеродина производят пилообразным напряжением u_1 , то длительность прямого хода этого напряжения равна *времени анализа* T_a . Это время, за которое анализатор сканирует полосу анализа Δf_a . Этим же напряжением производят горизонтальное отклонение луча осциллографического индикатора. При линейности модуляционной характеристики гетеродина (10.1) координата X осциллографического индикатора представляет

собой ось частот входного сигнала. Отметим, что линейность напряжения развертки во времени большого значения не имеет, так как выражение (10.1) устанавливает однозначное соответствие между частотой и координатой X , а время является промежуточной переменной.

При наличии в спектре других гармоник процесс образования откликов происходит аналогично, но в другие моменты времени. Соответственно отклики спектроанализатора на гармонические составляющие сигнала появляются в разных точках оси X . Совокупность откликов на экране образует *спектрограмму* (например, такого вида, как на рис. 10.4). Высоты откликов пропорциональны амплитудам входных гармоник, расположение откликов на оси X соответствует значениям частот гармонических составляющих входного сигнала.

Рассмотрим условия *неискажённого воспроизведения спектрограммы*. Отклики повторяют форму АЧХ радиофильтра УПЧ только в статическом режиме, когда изменение частоты происходит медленно по сравнению со скоростью переходных процессов в радиофильтре. На практике приходится учитывать искажение формы откликов из-за инерционности радиофильтра (*динамические искажения*). Степень искажений обычно описывают *коэффициентом динамических искажений* μ . Он равен отношению постоянной времени фильтра τ_ϕ к времени τ_0 пребывания частоты в пределах полосы пропускания фильтра $\mu = \tau_\phi / \tau_0$. Постоянную времени можно оценить через полосу пропускания $\Delta f_{\text{УПЧ}}$ фильтра:

$$\tau_\phi = \frac{1}{A \cdot \Delta f_{\text{УПЧ}}},$$

где $A = 1 \dots 2$ — коэффициент, зависящий от формы АЧХ радиофильтра. Время τ_0 рассчитывают через скорость изменения частоты ГКЧ $\nu_f = \Delta f_a / T_a$ и полосу пропускания радиофильтра УПЧ:

$$\tau_0 = \frac{\Delta f_{\text{УПЧ}}}{\nu_f} = \frac{\Delta f_{\text{УПЧ}} T_a}{\Delta f_a}.$$

Отсюда коэффициент динамических искажений можно записать в виде

$$\mu = \frac{\Delta f_a}{A (\Delta f_{\text{УПЧ}})^2 T_a}. \quad (10.3)$$

Примерная форма отклика спектроанализатора при различных μ показана на рисунке 10.9. Условие статического режима $\mu \ll 1$ (динамические искажения практически отсутствуют) для анализатора спектра является слишком жестким. Допустимо небольшое отклонение формы откликов при $\mu \sim 1$. При этом из (10.3) вытекает важное условие получения неискажённой спектрограммы. Оно устанавливает связь между временем анализа, полосой анализа и полосой пропускания УПЧ:

$$T_a \geq \frac{\Delta f_a}{A (\Delta f_{\text{УПЧ}})^2}. \quad (10.4)$$

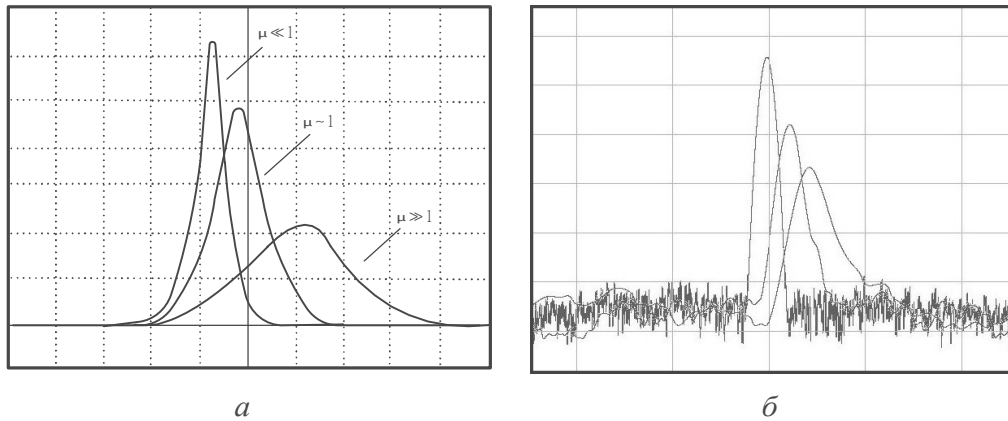


Рис. 10.9. Динамические искажения спектрограммы одной гармоники:
 а — расчетная спектрограмма для разных коэффициентов динамических искажений;
 б — спектрограммы, полученные при разном времени анализа.

Расчёты по формуле (10.4) показывают, что при большой полосе анализа и узкой полосе пропускания радиофильтра требуемое время анализа может быть весьма велико (десятки и даже сотни секунд). Например, при исследовании спектров в полосе анализа 1 ГГц и установленной полосе пропускания радиофильтра $\Delta f_{УПЧ} = 1$ кГц время анализа должно быть более 1000 с. На рисунке 10.9б показаны измеренные спектрограммы гармонического сигнала при времени анализа 2.5 с, 100 и 50 мс. Видно, что малое время анализа приводит к значительному расширению отклика, смещению его по вертикали и горизонтали. Поэтому при установке режима работы спектроанализатора приходится выбирать оптимальные полосу обзора, время анализа и полосу пропускания УПЧ путём компромисса. Для большого времени анализа применяют цифровые осциллографические индикаторы в режиме запоминания. В вычислительных АС, как правило, программным способом ограничивают возможность установки времени анализа, не соответствующего ограничениям (10.4).

Кроме инерционности радиофильтра УПЧ, на форму отклика также влияет полоса пропускания *видеофильтра* детектора. Оптимальную полосу видеофильтра подбирают для фильтрации шумов и помех, присутствующих в сигнале. Более узкую полосу пропускания видеофильтра устанавливают при исследовании шумовых сигналов для сглаживания шумовой дорожки спектрограммы. Однако слишком узкая полоса видеофильтра при исследовании линейчатых спектров вызывает динамические искажения спектрограммы, аналогичные приведенным на рисунке 10.9. В большинстве случаев в АС полосы пропускания радиофильтра и видеофильтра устанавливают одинаковыми.

Другое условие получения неискажённой спектрограммы — неизменность спектра сигнала за время анализа. Иными словами, в процессе сканирования полосы обзора спектр сигнала не должен меняться. Это соответствует условию, когда длительность или период сигнала $T = T_a$.

Рассмотрим искажения спектрограмм, вызванные прохождением нежелательных сигналов и помех на выход АС. Для этого сначала проанализируем выбор величины промежуточной частоты УПЧ. Если выбрать частоту ПЧ внутри рабочего диапазона частот АС, то при появлении на входе АС сигнала с этой

частотой он будет проходить на выход и давать постоянный амплитудный отклик на экране независимо от настройки гетеродина («сквозное прохождение ПЧ»). В результате в диапазоне рабочих частот будет участок, в котором анализ сигнала оказывается невозможным. Отсюда правило выбора частоты ПЧ: она должна обязательно превышать верхнюю частоту рабочего диапазона АС $f_{ПЧ} > f_{c\max}$.

Если частота гетеродина равна частоте ПЧ, то это соответствует частоте сигнала, близкой к нулю ($f_{гет} - f_{ПЧ} = f_c$). В этом случае сигнал гетеродина будет проходить через фильтр УПЧ («сквозное гетеродинное просачивание»). На экране формируется нулевой отклик АС даже в отсутствие сигнала на входе. Это искажение устраняют выбором минимальной частоты гетеродина больше частоты ПЧ. При этом рабочий диапазон частот АС будет начинаться с ненулевой нижней частоты (например, 9 кГц, 1 и 10 МГц).

На рисунке 10.10 представлена типовая диаграмма распределения частот сигнала, гетеродина и частоты ПЧ, которая удовлетворяет условию $f_{гет} > f_{ПЧ} > f_{c\max}$. На диаграмме отмечен диапазон частот «зеркального» канала прохождения сигнала. Этот канал характерен для супергетеродинного способа преобразования частоты, при котором в полосу пропускания УПЧ попадает как полезный сигнал с разностной частотой $f_c = f_T(t) - f_{ПЧ}$, так и сигнал помехи с частотой $f_{зк} = f_T(t) + f_{ПЧ}$, который выше частоты сигнала на удвоенную $f_{ПЧ}$. Помеха, имеющая эту частоту $f_{зк}$, будет преобразована на $f_{ПЧ}$ и создаст паразитный отклик, накладывающийся на полезный. Возникнет искажение спектрограммы.

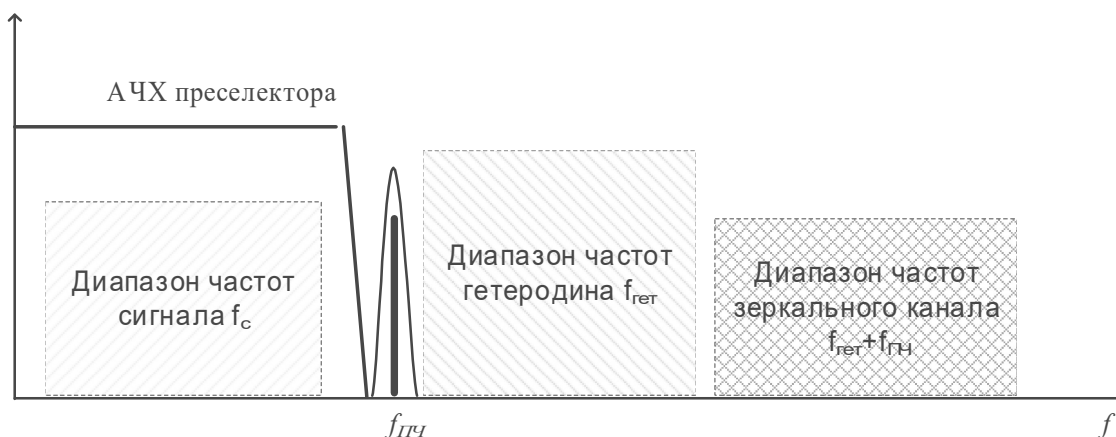


Рис. 10.10. Распределение частот сигнала, гетеродина и ПЧ анализатора спектра СВЧ

Для исключения помех зеркального канала используют фильтрацию сигнала преселектором на входе анализатора. В анализаторах спектра чаще всего используют входной неперестраиваемый полосовой фильтр, пропускающий весь рабочий диапазон частот АС и подавляющий сигналы с частотой зеркального канала. Использовать перестраиваемый узкополосный фильтр-преселектор, настроенный на частоту полезного сигнала (как в обычном радиоприёмнике), достаточно сложно. Это иногда удаётся сделать в некоторых АС СВЧ- и КВЧ-диапазонах с помощью электрически управляемого преселектора на базе

ЖИГ-фильтров. Он обеспечивает синхронность перестройки с гетеродином и постоянство коэффициента передачи.

Для снижения требований к крутизне склонов АЧХ преселектора увеличивают частоту ПЧ $f_{ПЧ} > f_{сmax}$, раздвигая тем самым рабочую и зеркальную частоты. Однако на высокой промежуточной частоте невозможно реализовать узкие полосы пропускания фильтра УПЧ. Выход из этого противоречия состоит в использовании *двойного* или *тройного преобразования частоты*. Частоту первой ПЧ выбирают исходя из условий эффективного подавления зеркального канала, частоту второй (и третьей) ПЧ — с точки зрения простоты реализации узкополосного фильтра. При этом только у первого гетеродина частота перестраивается в процессе анализа. Второй (и третий) гетеродины имеют фиксированную частоту. Например, в спектроанализаторе Keysight типа PSA, который имеет рабочий диапазон частот 9 кГц...3 ГГц, частота первой ПЧ выбрана 3.921 ГГц, диапазон частот гетеродина — от (3.921 ГГц + 9 кГц) до 6.921 ГГц. Второй гетеродин имеет частоту 3.6 ГГц, вторая ПЧ — 321 МГц, третий гетеродин — 300 МГц, третья ПЧ — 21 МГц. На этой частоте удаётся реализовать узкополосную аналоговую фильтрацию с разрешением до 1 кГц.

Для более высоких диапазонов частот трех преобразователей частоты оказывается недостаточным. В этом случае используют дополнительный (четвёртый) преобразователь частоты. На рисунке 10.11 в качестве примера представлена упрощённая схема анализатора спектра Keysight типа PSA с двумя частотными диапазонами — основным (до 3 ГГц) и дополнительным (до 13 или 26.5 ГГц).

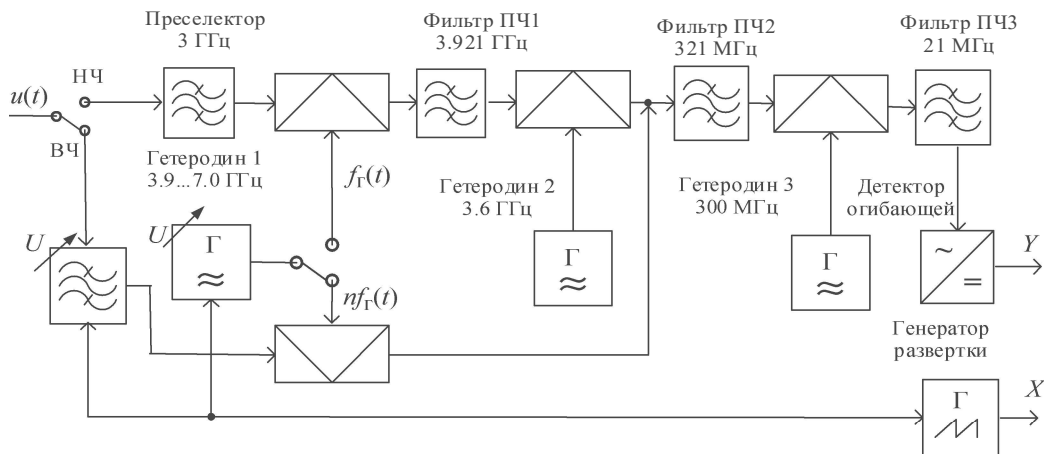


Рис. 10.11. СВЧ-анализатор спектра с двумя диапазонами частот

В первом диапазоне частот (до 3 ГГц) входной преобразователь работает на первой гармонике гетеродина. Для расширения частотного диапазона вверх в данной схеме входной сигнал через преселектор подают на смеситель второго канала. На него также подают напряжение гетеродина, содержащее кроме основной и высшие гармоники. Преобразование частоты в этом диапазоне идёт вниз — на ПЧ2 = 321 МГц (в обход первого преобразователя частоты НЧ-канала) $f_c = nf_{\Gamma} - f_{ПЧ2}$. Для диапазона входного сигнала 6.9...13.2 ГГц ис-

пользуют вторую гармонику $2f_T = 7.8...14$ ГГц и четвертую для диапазона до 26.5 ГГц. К сожалению, при малой ПЧ зеркальный канал приёма располагается вблизи частоты основного канала. Поэтому в АС предусмотрен узкополосный преселектор на ЖИГ-фильтре, настраиваемый на частоту входного сигнала и управляемый напряжением развертки. Для расширения частотного диапазона в сторону миллиметрового диапазона в анализаторе используют внешние смесители для миллиметровых диапазонов: 18–26.5, 26.5–40, 33–50, 40–60, 50–75 и 75–110 ГГц (КВЧ), которые работают на высших (от 6 до 18) гармониках гетеродина.

10.3. Измерение параметров спектральных составляющих сигналов

Измерение параметров спектральных составляющих в аналоговых АС производят по спектрограмме. Амплитуды (уровни) спектральных составляющих определяют методом калиброванных шкал (аналогично осциллографу). Вертикальную шкалу уровней в линейном масштабе калибруют в единицах напряжения по образцовому гармоническому сигналу, подаваемому на вход прибора. Гораздо чаще в спектроанализаторах применяют логарифмический масштаб по вертикали. Делают это с помощью логарифмирующего функционального преобразователя в канале Y индикатора. В этом случае шкалу градуируют в децибелах относительно заданного уровня мощности (*англ.* Reference Level) (по умолчанию обычно это 1 мВт = 0 дБм). Иногда используют логарифмические единицы напряжения относительно мВ или мкВ (dBmV, dB μ V).

Метод калиброванных шкал иногда применяют и для измерений частот гармоник. Предварительно горизонтальную ось калибруют по сигналу встроенного калибратора АС. Для этой цели в приборе предусматривают *калибратор* — образцовый генератор коротких видео- или радиоимпульсов. Частоту повторения импульсов обычно делают кратной 10 (например, 1, 10 или 100 МГц). Сигнал калибратора подают на вход АС вместе с исследуемым сигналом. Спектр калибрационных импульсов достаточно широк и содержит гармоники высших порядков. Расстояние между откликами гармоник равно частоте повторения сигнала калибратора. Меняя частоту несущей радиоимпульсов, можно переместить спектр сигнала калибратора в область полосы обзора анализатора. Регулируя полосу обзора, добиваются совпадения откликов калибратора с делениями шкалы индикатора.

Для точных измерений частоты метод калиброванных шкал не подходит из-за невысокой стабильности частотной шкалы спектроанализатора. Поэтому для измерения частот гармоник часто используют *метод сравнения с эталоном*. На вход прибора вместе с исследуемым подают гармонический сигнал с точно известной частотой. На экране появится отклик, фактически являющийся перемещаемой *частотной меткой*. Плавно меняя частоту сигнала, перемещают метку по спектрограмме. Совмещая ее с откликами гармоник сигнала, фиксируют частоту гармоник.

Наиболее точным способом измерения частоты на экране аналогового АС является метод *стоп-метки*. На пилообразном напряжении генератора развертки создают плоскую ступеньку длительностью Δt_M (рис. 10.12).

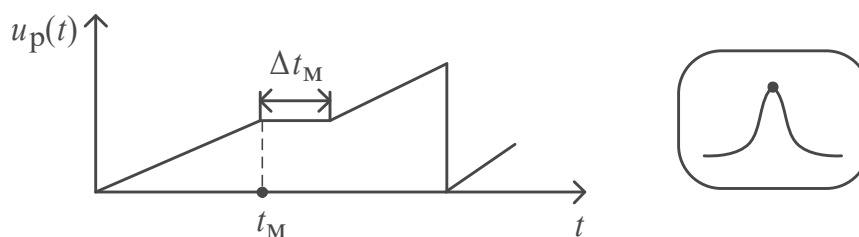


Рис. 10.12. Метод стоп-метки

В момент появления ступеньки t_M перестаёт меняться частота ГКЧ. Не происходит и перемещения луча по оси X , поэтому на экране ЭЛТ образуется яркая точка — *стоп-метка*. В этот же момент вырабатывается импульс запуска внутреннего или внешнего электронно-счётного частотомера (ЭСЧ), который измеряет частоту гетеродина. Время измерения должно укладываться в длительность ступеньки Δt_M (обычно достаточно 0.1 с). Зная частоту УПЧ, можно рассчитать частоту входного сигнала (частоту настройки АС), соответствующую моменту остановки частоты $f_c = f_\Gamma(t_M) - f_{ПЧ1}$.

Для прямого измерения частоты настройки АС методом стоп-метки в современных спектроанализаторах предусматривают *канал следящего генератора* (англ. tracking generator). Канал содержит кварцевый генератор с частотой $f_{кв}$, точно равной ПЧ1, и смеситель, идентичный тому, который установлен в канале сигнала (рис. 10.13).

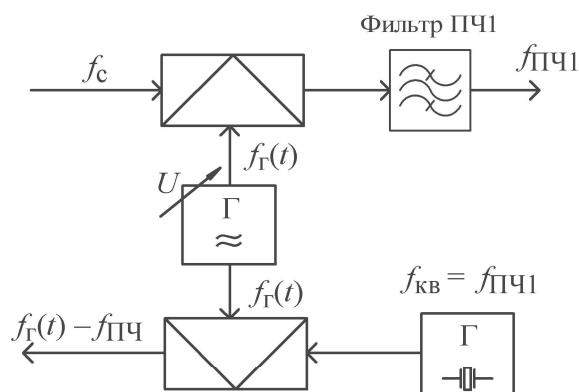


Рис. 10.13. Канал следящего генератора АС

На выходе смесителя фильтром выделяется сигнал с частотой $f_\Gamma(t) - f_{кв} = f_\Gamma(t) - f_{ПЧ1}$, который подают на вход ЭСЧ. Частота этого сигнала равна частоте входного сигнала в момент остановки частоты гетеродина. Преимуществом метода стоп-метки является высокая точность измерения частоты. Кроме того, в момент остановки частоты исчезают динамические искажения отклика, что может быть использовано для уточнения амплитуды и частоты из-

меряемой гармонике. К недостаткам следует отнести увеличение времени анализа и необходимость ручного управления положением стоп-метки.

Следящий генератор позволяет использовать спектроанализатор для измерения АЧХ. Поскольку частота генератора меняется синхронно с рабочей частотой анализатора спектра, то выходной сигнал такого генератора при перестройке АС всегда совпадает с частотой настройки анализатора. Следовательно, если соединить выход следящего генератора со входом анализатора, то на экране появится линия постоянного уровня. Он соответствует амплитуде сигнала следящего генератора. При включении исследуемого устройства между выходом генератора и входом АС изображение на экране будет повторять частотную зависимость модуля коэффициента передачи — АЧХ (рис. 10.14). Сам спектроанализатор в режиме измерения АЧХ выполняет функцию высокочувствительного индикатора с равномерной частотной характеристикой и малой нелинейностью.

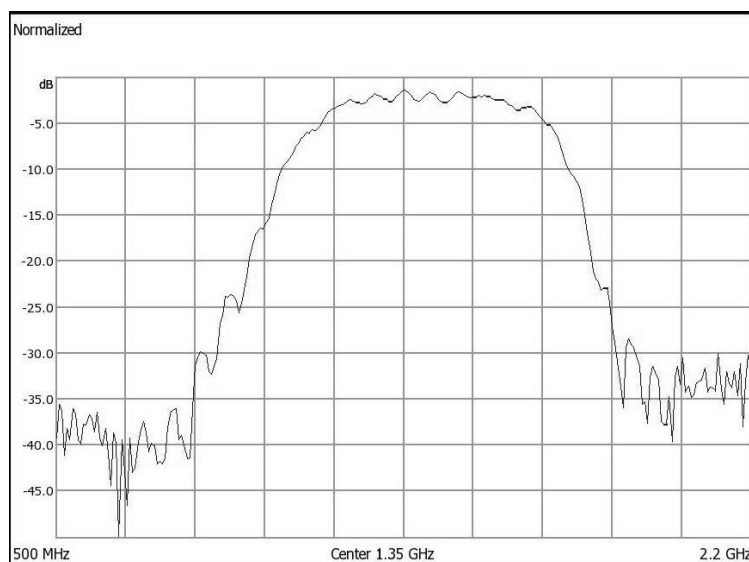


Рис. 10.14. Изображение АЧХ полосового фильтра на экране спектроанализатора в режиме работы со следящим генератором

Достоинствами такого способа измерения АЧХ по сравнению со стандартными измерителями являются большой динамический диапазон, высокая чувствительность и низкий уровень шумов.

10.4. Основные параметры анализаторов спектра

Рабочий диапазон частот — это тот частотный диапазон, в котором возможен анализ спектра данным прибором. Рабочий диапазон может быть при необходимости разбит на поддиапазоны.

Полоса обзора (полоса анализа) — это диапазон частот, в котором производится обзор спектра сигнала за один ход развертки. Полоса обзора может регулироваться от максимального значения до нуля. В последнем случае спектроанализатор превращается в измерительный приёмник с ручной перестройкой частоты.

Время анализа (время обзора) — это время, за которое спектроанализатор перестраивается в пределах полосы обзора. Оно равно длительности прямого хода развертки и может регулироваться в широких пределах (от единиц миллисекунд до десятков секунд и более). Если в АС предусмотрен ручной режим перестройки по частоте, то время анализа не ограничено. Этот режим используют при работе с особо узкими полосами УПЧ.

Разрешающая способность по частоте — это минимальная разность частот двух спектральных составляющих, при которой они на экране фиксируются раздельно и могут быть измерены. Численно разрешающая способность задается разностью частот двух гармоник одинаковой амплитуды $U_1 = U_2$, которые создают изображение откликов, пересекающихся на определенном уровне (рис. 10.15а).

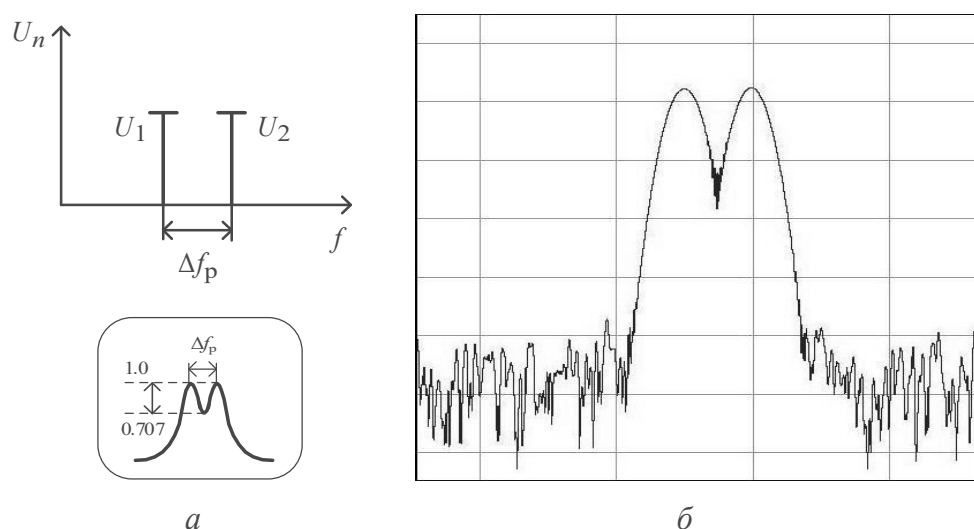


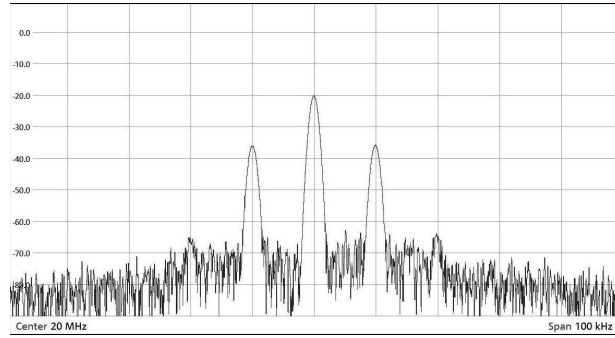
Рис. 10.15. Определение разрешающей способности анализатора спектра:

а — уровень отсчёта пересечения откликов;

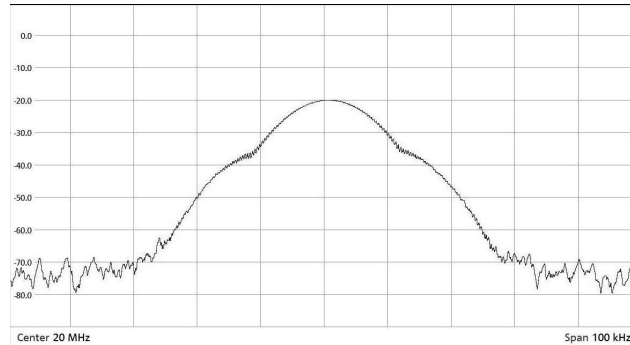
б — спектрограмма при измерении разрешающей способности.

Обычно используют пересечение на уровне 0.707 (–3 дБ) от амплитуд откликов. В этом случае считается, что разрешение по частоте примерно равно полосе пропускания фильтра. Иногда используют уровень пересечения 0.5 (–6 дБ). В этом случае разрешающая способность АС составляет примерно $\Delta f_p \cong \sqrt{3} \cdot \Delta f_{\text{УПЧ}}$. Отметим, что разрешающая способность показывает лишь возможность визуально различить отклики (рис. 10.15б). На точность измерения амплитуд и частот гармоник она влияет только при большой ширине откликов.

Различают статическую и динамическую разрешающие способности последовательного АС. *Статическая* определяется шириной полосы пропускания УПЧ. Поэтому в англоязычной литературе полосу пропускания УПЧ обозначают как RBW (*англ.* Resolution BandWidth), подчёркивая, что полоса радиофильтра определяет разрешение АС по частоте. На рисунке 10.16 приведены две спектрограммы АМ-сигнала с тональной модуляцией 1 МГц при разных полосах пропускания УПЧ. Как видно, при полосе 10 кГц отклики становятся широкими и перекрываются. Разрешение по частоте отсутствует.



a



б

Рис. 10.16. Спектрограммы АМ-сигнала с частотой модуляции 10 кГц при полосе УПЧ 1 кГц (*a*) и 10 кГц (*б*)

Другой фактор, влияющий на статическую разрешающую способность АС — это форма АЧХ-фильтра УПЧ. Численно она характеризуется *коэффициентом прямоугольности*. Для анализаторов спектра его вводят как отношение полос пропускания по уровням -3 и -60 дБ (0.707 и 0.001). Этот параметр для аналоговых фильтров определяется его порядком. Для одиночного контура (первый порядок) этот параметр равен 1:31, для фильтра 4-го порядка достигнут коэффициент прямоугольности 1:15, для пятого порядка — 1:10. Лучшая форма АЧХ достигается цифровыми фильтрами, о чем будет сказано далее.

Динамическая разрешающая способность определяется степенью расширения отклика из-за динамических искажений в фильтре УПЧ. Форма огибающей на выходе радиофильтра и соответственно ширина отклика на экране при большой скорости перестройки частоты будут отличаться от статической. Поэтому разрешающая способность АС зависит от времени анализа и полосы анализа Δf_a . Из условия (10.4) следует, что при очень узких полосах пропускания время анализа должно быть достаточно велико — единицы и десятки секунд. При невыполнении условия на экране наблюдается расширение отклика и искажение спектрограммы. Последнее приводит к снижению разрешающей способности, поэтому динамическая разрешающая способность всегда хуже статической.

Методы улучшения динамической разрешающей способности:

- увеличение времени анализа. При исследовании сигналов с близкими гармониками используют большое время анализа при минимально возможной полосе пропускания радиофильтра. В наиболее сложных случаях переходят

к ручной перестройке частоты. В современных АС используют синхронное увеличение времени анализа при уменьшении полосы УПЧ в соответствии с формулой (10.4). Этим объясняется часто встречающееся в литературе утверждение, что выбор узкой полосы УПЧ приводит к увеличению времени анализа;

- компромиссный выбор более широкой полосы пропускания радиоприемника. При этом некоторое снижение статической разрешающей способности компенсируется уменьшением динамических искажений;

- использование стоп-метки. В точке остановки частоты динамических искажений нет. Частотная метка всегда располагается на контуре статического отклика, и искажения в этой точке отсутствуют.

Чувствительность АС — это минимальный уровень входного гармонического сигнала, который может быть измерен с заданной точностью. Чувствительность ограничена, как правило, внутренними шумами прибора. Количественно она оценивается как минимальное значение синусоидального сигнала, при котором его отклик превышает уровень шумов на экране прибора в заданное число раз (например, на 20 дБ). В технических параметрах АС часто указывают только уровень собственных шумов прибора, пересчитанных ко входу прибора, который позволяет оценить чувствительность по любому отношению сигнал/шум.

Спектральная плотность мощности тепловых шумов (СПМШ) является абсолютным минимумом шума АС. Такой шум создаёт согласованная резистивная нагрузка, подключённая ко входу идеального анализатора. При комнатной температуре СПМШ теплового шума равна -174 дБм/Гц. Минимальный уровень шума на спектрограмме (*англ.* DANL — Displayed Average Noise Level) зависит от установленной полосы пропускания УПЧ, для теплового шума он равен:

$$P_{ш}, \text{ дБм} = -174 + 10 \lg(\Delta f_{\text{УПЧ}}, \text{ Гц}).$$

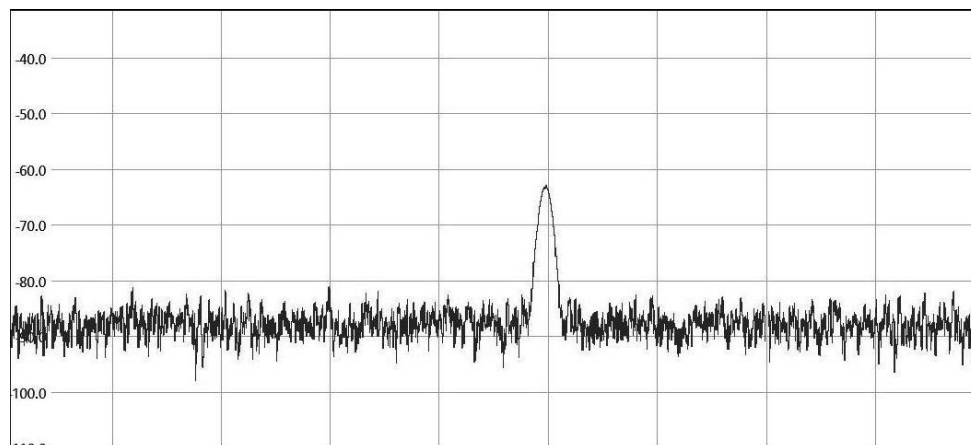
Последующие каскады АС (преобразователи, усилители) также добавляют свои шумы. Современные спектроанализаторы характеризуются уровнем СПМШ от 100 дБм/Гц для бюджетных моделей до 150 дБм/Гц и выше для АС высшего класса.

Уровень шума на спектрограмме зависит и от установленного входного ослабления аттенюатора. Последнее обстоятельство связано с тем, что в современных АС при увеличении ослабления аттенюатора автоматически корректируется усиление УПЧ так, чтобы величина отклика на спектрограмме не менялась (постоянный опорный уровень). Поскольку уровень сигнала на входе преобразователя при этом будет уменьшаться, а уровень собственных шумов смесителя и УПЧ не связан с ослаблением аттенюатора, то на спектрограмме отношение сигнал/шум будет ухудшаться.

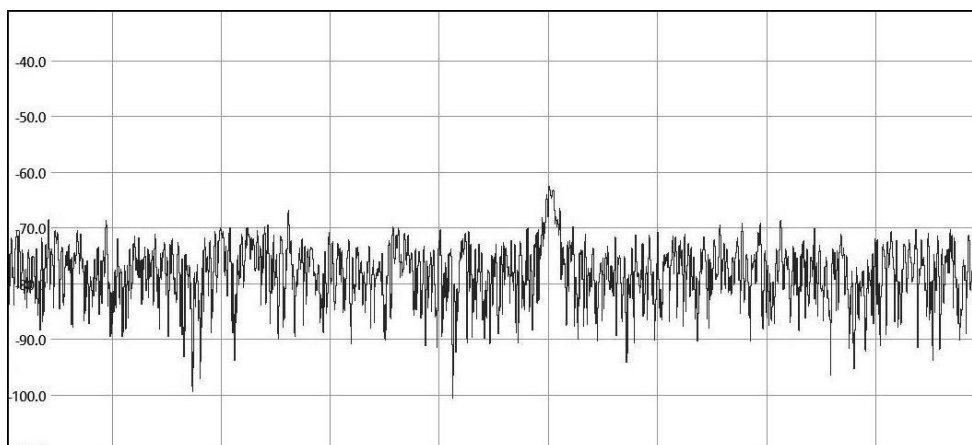
Зависимость вида спектрограммы гармонического сигнала малой амплитуды от полосы пропускания УПЧ показана на рисунке 10.17.

Как видим, увеличение полосы в 10 раз вызовет рост мощности шума на 10 дБ. Низкое отношение сигнал/шум на спектрограмме (рис. 10.17б) усложняет распознавание сигнала. Измерение его уровня и частоты затруднено. Ис-

пользование более узких полос видеофильтра несколько сглаживает флуктуации шумовых компонент, практически не оказывая влияния на отклики от исследуемых сигналов. Однако существенного улучшения отношения сигнал/шум видеофильтром достичь трудно.



a



б

Рис. 10.17. Спектрограммы слабого сигнала и шума при полосе УПЧ 1 кГц (*a*) и 10 кГц (*б*)

Максимальный уровень входного сигнала АС определяется значением допустимых нелинейных искажений при воздействии сигнала на входные активные блоки прибора. При перегрузках большим сигналом в спектрограмме появляются дополнительные паразитные составляющие, а амплитуды существующих откликов могут измениться. Искажения часто описываются их порядком. Так, искажения, связанные с появлением второй паразитной гармоники, являются искажениями *второго порядка*. При подаче на вход анализатора двух гармонических сигналов за счёт нелинейности смесителя появляются интермодуляционные искажения, получаемые при взаимодействии между собой входных сигналов (искажения *третьего порядка*).

Максимальный входной сигнал задаётся разными способами. Например, указывают *точку компрессии 1 дБ по входу*. Это максимальный уровень входного сигнала P_1 в дБм (англ. $P1dBin$), при котором ошибка измерения амплитуды сигнала за счёт нелинейности трактов прибора достигает 1 дБ. Значение

входного сигнала в этой точке при нулевом ослаблении входного аттенюатора принимают за максимальный уровень АС (рис. 10.18).

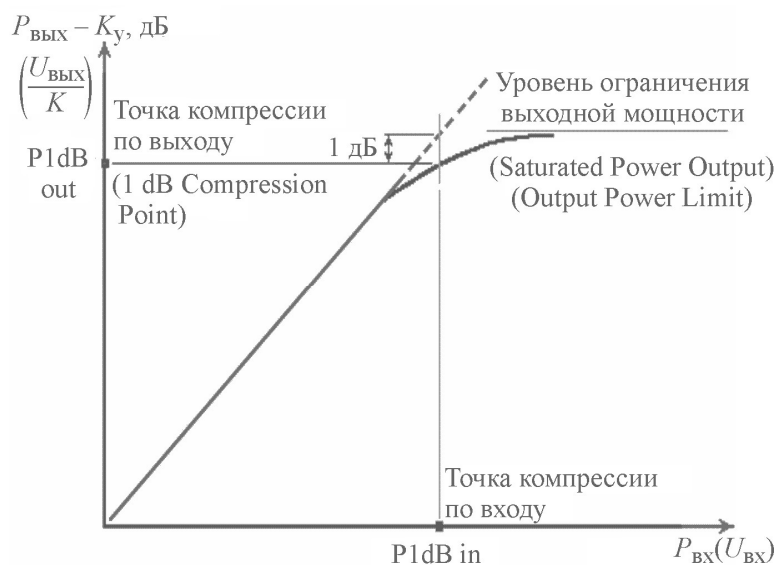


Рис. 10.18. Точка компрессии 1 дБ

Существуют и другие способы определения максимальной амплитуды (например, по уровню интермодуляционных искажений). Максимально допустимый уровень входного сигнала может быть сделан существенно выше за счёт использования дополнительного внешнего аттенюатора.

Динамический диапазон — это соотношение максимального и минимального уровней двух гармоник, одновременно присутствующих на входе анализатора спектра, при котором искажения их спектрограммы за счёт нелинейности АС пренебрежимо малы. Не следует путать это понятие с *диапазоном измеряемых амплитуд* сигнала, который при использовании входного аттенюатора может быть существенно больше, чем динамический диапазон. Присутствие в реальных сигналах больших и малых уровней гармоник предъявляет жёсткие требования к динамическому диапазону АС. Как правило, он определяется нелинейностью входных блоков спектроанализатора (смесителя, усилителя и пр.). Современные спектроанализаторы имеют динамический диапазон (90...120 дБ и более).

Уровень паразитных спектральных компонент, вносимых анализатором спектра и отсутствующих во входном сигнале. Их указывают относительно уровня входного сигнала. Единица измерения — дБн.

Селективность по побочным каналам приёма характеризуют степенью подавления сигнала помехи (обычно на частоте зеркального канала). Этот параметр зависит от свойств АЧХ входного фильтра-преселектора и значения первой промежуточной частоты АС.

Амплитудно-частотная характеристика АС (АЧХ) — это зависимость измеренной амплитуды гармоники постоянного уровня от ее частоты в пределах максимальной полосы обзора. АЧХ АС определяет систематическую погрешность при измерении спектров в широком диапазоне частот.

Метрологические параметры АС — это погрешности измерения уровня и частот гармоник. Погрешность уровня включает погрешность калибровки на

фиксированной частоте, погрешность за счёт неравномерности собственной АЧХ, погрешность калиброванного аттенюатора на входе АС. Погрешность измерения частоты гармоник определяется точностью калибровки шкалы, точностью совмещения стоп-метки с выбранной точкой спектрограммы, погрешностью частотомера.

Современные анализаторы спектра последовательного типа имеют широкие рабочие диапазоны частот (до единиц и десятков ГГц), минимальные полосы пропускания УПЧ от десятков Гц до единиц кГц, малый уровень собственных шумов и обеспечивают значительный динамический диапазон (130...150 дБ). Погрешность измерения амплитуды составляет порядка 0.5...2 дБ, точность измерения частоты — 10^{-3} ... 10^{-6} .

Рассмотрим области применения АС последовательного типа.

1. *Измерение амплитуд и частот гармонических составляющих линейных спектров.* Современные спектроанализаторы имеют малую погрешность измерения амплитуды и частоты. Практически они заменяют ВЧ-вольтметры, а во многих случаях — и частотомеры.

2. *Измерение параметров модуляции.* Коэффициент амплитудной модуляции определяют по амплитудам боковых составляющих спектра. Для частотной модуляции при малых индексах девиации частоты оценивают также по уровню первых боковых составляющих.

3. *Измерение шумовых спектров.* Для исследования спектров шумовых (случайных) сигналов увеличивают постоянную времени видеофильтра детектора. Этим добиваются сглаживания шумовой дорожки спектрограммы. Необходимо помнить, что шумовые сигналы имеют высокий пик-фактор и могут вызвать перегрузку входных цепей АС.

4. *Измерение спектров квазисинусоидальных сигналов.* Для генераторов с высокой стабильностью частоты (кварцевых генераторов, синтезаторов частоты и пр.) качество сигнала определяется остаточным шумом паразитной фазовой модуляции. Мощность фазового шума мала, измерить ее обычными средствами затруднительно. Исследование спектральной плотности шума с помощью АС позволяет произвести оценку его уровня. На рисунке 10.19 показана спектрограмма гармонического сигнала на пьедестале спектра фазового шума генератора.

Напомним, что в качестве численной характеристики фазового шума берут уровень его спектральной плотности при заданной отстройке от несущей частоты. Для СВЧ-сигналов наиболее часто используют отстройки 10, 30, 100 кГц и 1 МГц. Размерность этого параметра дБн/Гц (*англ. dBc/Hz*) с указанием использованной отстройки. Обозначение дБн (*англ. dBc, dB-carrier*) показывает, что уровень спектра относится к уровню несущей. Отметим, что при расчётах спектральной плотности шума необходимо пользоваться шумовой полосой пропускания АС, которая учитывает реальную форму АЧХ радиофильтра. Например, для 4-звенного аналогового ППФ шумовая полоса составляет примерно 1.3 полосы пропускания по уровню -3 дБ. Для цифрового фильтра с гауссовой характеристикой эти полосы практически совпадают (коэффициент пересчёта равен 1.065).

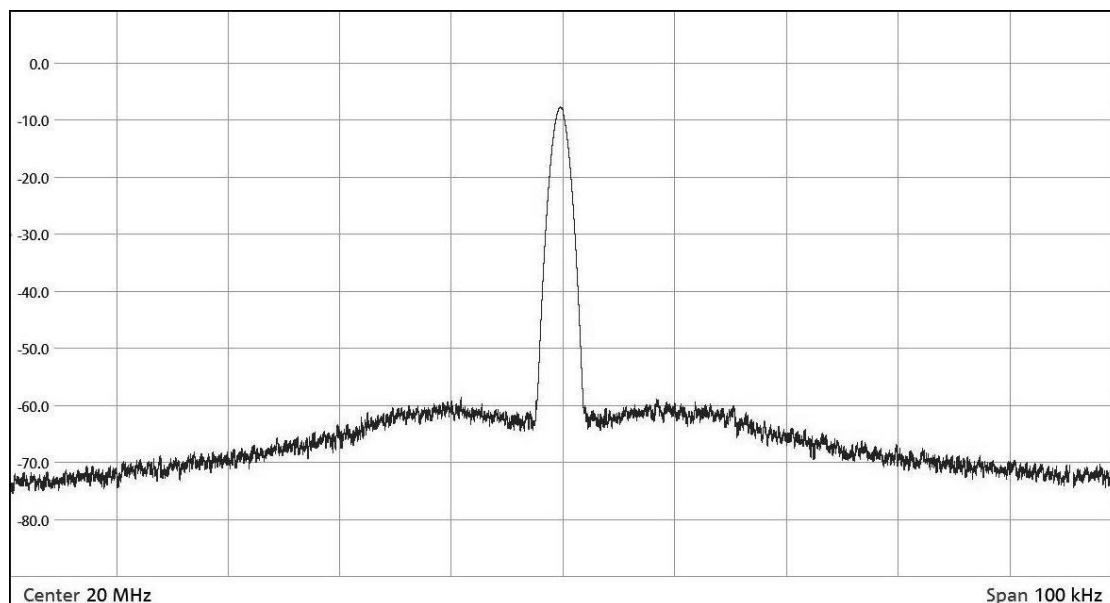


Рис. 10.19. Спектрограмма гармонического сигнала с фазовыми шумами

5. *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 гармоник искажённого сигнала при подаче на вход в первом случае одного синусоидального колебания, во втором — двух колебаний разных частот. Амплитуды комбинационных составляющих характеризуют степень вносимых интермодуляционных искажений.

6. *Исследование паразитной модуляции радиосигналов* (например, радиоимпульсов с СВЧ-заполнением) проводят по виду их спектра. С помощью АС можно контролировать наличие и уровень паразитной частотной модуляции, выявить пропуск импульсов, появление ложных сигналов, флуктуации длительности импульсов и пр. Искажение АМ-сигнала с гармонической модуляцией хорошо видно на его спектре — в нем появляются дополнительные паразитные боковые составляющие.

В настоящее время в бюджетных аналоговых спектроанализаторах широко используют цифровую индикацию видеосигнала после тракта фильтрации и детектирования. Иными словами, вместо электронно-лучевого индикатора используют низкочастотный цифровой запоминающий осциллограф. Спектрограмма выводится на растровый дисплей; измерение амплитуд и частот гармоник на экране осуществляют методом электронных меток.

Использование алгоритмов цифровой фильтрации улучшает разрешающую способность аналогового АС, позволяет реализовать предельно малые полосы УПЧ. На рисунке 10.20 представлена упрощённая схема анализатора спектра ESA-E компании Keysight, в котором широкие полосы пропускания (от 1 кГц и более) реализуют с помощью традиционных аналоговых LC-фильтров. В то же время самые узкие полосы пропускания (от 1 до 300 Гц) получают с использованием цифровых фильтров.

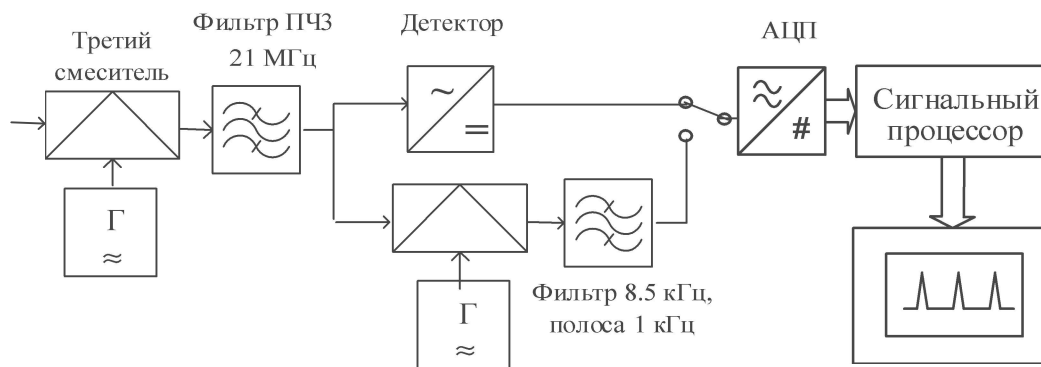


Рис. 10.20. Реализация разрешающих фильтров 1...300 Гц в цифровых анализаторах спектра

Аналоговый сигнал с выхода третьего преобразователя частоты переносит вниз на частоту ПЧ 8.5 кГц и затем пропускают через полосовой фильтр с шириной полосы 1 кГц. Этот сигнал ПЧ дискретизируется с частотой 11.3 кГц и оцифровывается. Дальнейшая обработка цифровых данных производится в сигнальном процессоре с использованием алгоритмов фильтрации и детектирования огибающей. Они позволяют при узкой полосе пропускания обеспечить форму АЧХ, близкую к идеальной гауссовой:

$$AЧХ(f) = \exp\left(-\left(\frac{f - f_0}{\Delta f_{3дБ}/2}\right)^\alpha \cdot \ln(\sqrt{2})\right) = 0.35 \cdot \exp\left(-\left(\frac{f - f_0}{\Delta f_{3дБ}/2}\right)^\alpha\right).$$

В логарифмическом масштабе нормированная АЧХ выглядит так:

$$AЧХ(f), \text{ дБ} = -3.01 \cdot \left(\frac{f - f_0}{\Delta f_{3дБ}/2}\right)^\alpha.$$

Здесь $\Delta f_{3дБ}$ — полоса пропускания по уровню -3 дБ; α — параметр, определяющий степень избирательности фильтра. Фильтры Гаусса — это частотные фильтры, которые не имеют выбросов в переходной характеристике и в то же время обеспечивают максимальную крутизну фронта ПХ. Они позволяют обеспечить минимальное время измерения за счёт уменьшения динамических искажений спектрограммы. Для идеального гауссовского фильтра $\alpha = 2$, что даёт коэффициент прямоугольности фильтра примерно 1:4.47. В анализаторах спектра компании Keysight используются цифровые фильтры с АЧХ, близкой к гауссовой с параметром $\alpha = 2.12$.

Процесс аналогово-цифрового преобразования и цифровой фильтрации занимает некоторое время. Поэтому при выборе одной из цифровых полос пропускания в анализаторах спектра серии ESA-E вместо непрерывного свипирования используется ступенчатая перестройка частоты с шагом 900 Гц.

Дальнейшее развитие цифровой части спектроанализаторов — это переход на полную цифровую обработку сигнала ПЧ (так называемая цифровая ПЧ). Это позволяет реализовать узкополосную частотную фильтрацию цифровыми методами.

10.5. Вычислительные анализаторы спектра

Вычислительные спектроанализаторы позволяют получить спектр входного сигнала с помощью *дискретного преобразования Фурье* (ДПФ) значений отсчётов исследуемого сигнала. Практически всегда используют алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ), поэтому такие приборы называют *БПФ-анализаторами*.

Для выполнения БПФ исследуемый сигнал дискретизируют во времени с интервалом дискретизации Δt и квантуют по уровню с помощью быстродействующего АЦП. Частота дискретизации $f_d = 1/\Delta t$ должна удовлетворять теореме Котельникова, т. е. должна быть, по крайней мере, вдвое выше максимальной частоты спектра исследуемого сигнала. На практике это условие необходимо выполнять со значительным запасом, в противном случае возникают искажения спектрограммы. Достижимая частота дискретизации ограничивает полосу анализа спектра. Поэтому в АС применяют разделение требуемого рабочего диапазона частот на участки, в которых по очереди проводят БПФ. При выводе результатов анализа сигнала данные БПФ на всех участках сводятся в одну спектрограмму.

Дискретизация сигнала по уровню приводит к возникновению шума квантования, который снижает динамический диапазон анализатора. Чем больше разрядность АЦП, тем ниже оказываются шумы квантования. Однако при большой разрядности, как правило, снижается быстродействие АЦП. Приходится искать компромисс между динамическим диапазоном (разрядностью АЦП) и максимальной частотой спектра сигнала (частотой дискретизации).

Рассмотрим упрощённую структурную схему вычислительного спектроанализатора (рис. 10.21).

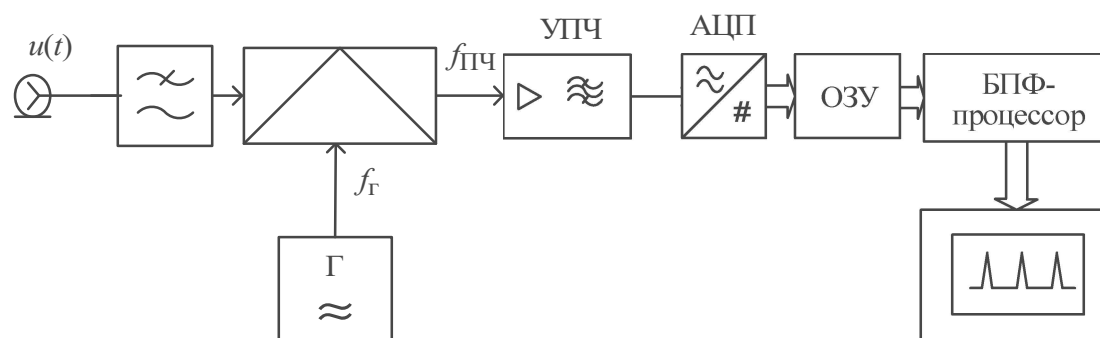


Рис. 10.21. Структурная схема вычислительного анализатора спектра

Спектр входного сигнала ограничивают сверху с помощью преселектора (ФНЧ) для подавления помех зеркального канала. С помощью преобразователя частоты спектр входного сигнала смещают в область рабочего диапазона частот АЦП. Далее относительно широкополосным фильтром УПЧ вырезают участок анализируемого спектра (его называют полосой захвата сигнала). После аналого-цифрового преобразования значения отсчётов сигнала поступают в ОЗУ. Эти данные используют для вычисления спектра в блоке БПФ. После этого анализатор перестраивают на следующий участок частот и вычисление повторя-

ют. Таким образом, в цифровых АС частота гетеродина преобразователя меняется не непрерывно, а ступенчато. На индикатор выводят результат «сшивания» численных результатов БПФ-анализа на различных участках полосы обзора АС.

Применение вычислительных методов позволяет значительно улучшить разрешающую способность (до единиц герц) при приемлемом времени анализа и широких полосах обзора. Отметим, что БПФ-анализаторы способны рассчитывать как амплитудный, так и фазовый спектры, что является важным преимуществом таких приборов.

Рассмотрим особенности алгоритма ДПФ (БПФ), которые необходимо учитывать при работе с цифровым анализатором спектра. Вычислительный спектроанализатор рассчитывает спектр конечной выборки из N отсчётов сигнала длительностью $T_c = N\Delta t$. В алгоритме ДПФ выборку рассматривают как периодический сигнал с периодом T_c . Иными словами, выборку дополняют слева и справа копиями отсчётов, сдвинутых во времени на $N\Delta t$. Последовательность пронумерованных от 0 до $N - 1$ отсчётов сигнала $\{U(k)\}$ повторяется с периодом N ($U(k + N) = U(k)$) для любого k . Эта последовательность соответствует дискретному сигналу из смещённых по времени дельта-функций:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} U(k\Delta t) \delta(t - k\Delta t).$$

Дискретный сигнал, как известно, имеет повторяющийся на оси частот спектр с периодом $f_D = 1/\Delta t$. Периодичность сигнала во времени, в свою очередь, соответствует дискретному спектру с расстоянием между гармониками, равным $\frac{1}{T_c} = \frac{1}{N\Delta t}$. Таким образом, количество гармоник в одном периоде спектра равно количеству отсчётов сигнала в выборке N .

Рассмотрим процедуру вычисления спектра периодического дискретного сигнала. Будем раскладывать его в ряд Фурье. Коэффициенты $S(n)$ этого ряда согласно общей формуле для n -го коэффициента комплексного ряда Фурье равны:

$$\begin{aligned} S(n) &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u(t) \exp\left(-i \frac{2\pi n}{T_c} t\right) dt = \\ &= \dots = \frac{1}{N\Delta t} \int_0^{N\Delta t} \left[\sum_0^{N-1} U(k\Delta t) \delta(t - k\Delta t) \right] \exp\left(-i \frac{2\pi n}{T_c} t\right) dt = \\ &= \dots = \frac{1}{N\Delta t} \sum_0^{N-1} U(k) \exp\left(-i \frac{2\pi n k}{N}\right). \end{aligned}$$

Таким образом, формула для вычисления комплексных амплитуд гармоник спектра $S(n)$ представляет собой линейную комбинацию N отсчётов сигнала, умноженных на экспоненциальные функции от комплексного аргумента, включающего значение частоты гармоники $f_n = n/T_c = n/(N\Delta t)$. Реальный

масштаб времени сигнала фигурирует только в множителе $\frac{1}{N\Delta t}$ перед оператором суммирования. При рассмотрении дискретных последовательностей обычно оперируют только номерами отсчётов и спектральных гармоник (интервал дискретизации делают равным единице). Кроме этого, принято нормировать уровни гармоник, перенося множитель $1/N$ в выражение для обратного преобразования Фурье. Получившееся после нормировки выражение называется *дискретным преобразованием Фурье* $S(n)$ для сигнала $u(k)$:

$$S(n) = \sum_0^{N-1} U(k) \exp\left(-i \frac{2\pi n k}{N}\right).$$

Оно содержит дискретные отсчёты непрерывной спектральной функции дискретного сигнала $S(f_n) = \sum_0^{N-1} U(k) \exp(-i2\pi f_n t)$, соответствующие частотам f_n и дискретному времени $t_k = k\Delta t$.

Существует и *обратное* дискретное преобразование Фурье. Переход от дискретного спектра к временным отсчётам сигнала выражается следующей формулой:

$$U(k) = \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} S(n) \exp\left(i \frac{2\pi n k}{N}\right).$$

Это выражение отличается от формулы прямого ДПФ лишь знаком в показателе комплексной экспоненты и наличием множителя $1/N$ перед оператором суммирования.

Для вычисления одного коэффициента ДПФ необходимо выполнить N комплексных умножений и сложений. Расчёт всего ДПФ, содержащего N коэффициентов, потребует N^2 пар операций «умножение — сложение». Число операций возрастает пропорционально квадрату числа отсчётов N . Однако если N может быть разложено на множители, процесс вычислений можно ускорить. Анализируемый набор отсчётов разделяют на части, вычисляют их ДПФ и затем объединяют полученные результаты. Наибольшее ускорение вычислений получается при числе отсчётов, являющимся степенью двойки $N = 2^k$ ($N = 128, 256, 512, 1024$ и т. д.). Отсчёты делят пополам, полученные две последовательности также делят на две части. Процесс деления продолжают до тех пор, пока не получатся двухэлементные группы отсчётов, ДПФ которых рассчитывается вообще без использования операций умножения. Достаточно вычислить сумму и разность двух отсчётов. Число требуемых при этом пар операций «умножение — сложение» равно $N \log_2(N)$, т. е. вычислительные затраты уменьшаются в $N/\log_2(N)$ раз. Такой способ вычисления ДПФ называют *быстрым преобразованием Фурье* (БПФ, или *Fast Fourier Transform, FFT*). Алгоритм БПФ используют практически во всех моделях вычислительных спектроанализаторов.

Разрешающая способность БПФ-анализатора равна расстоянию между двумя спектральными компонентами входного сигнала, при котором они появляются на соседних отсчётах дискретного спектра. Таким образом, БПФ можно трактовать как обработку сигнала системой из N узкополосных фильтров, настроенных на частоты дискретизации спектра $f_n = n/(N\Delta t) = nf_d/N$ (частотные каналы) со сдвигом по частоте, равным f_d/N . АЧХ каждого такого фильтра для каждой из N частот дискретного спектра описывается функцией

$$K_n(f) = \frac{\sin\left(\pi N \frac{f - f_n}{f_d}\right)}{\sin\left(\pi \frac{f - f_n}{f_d}\right)}.$$

Для примера на рисунке 10.22 изображён график АЧХ третьего частотного канала БПФ при размере выборки $N = 8$. Пунктирной линией на этом же рисунке показана АЧХ соседнего (четвёртого) частотного канала. АЧХ канала имеет центральный и боковые лепестки. Ширина полосы пропускания канала определяется количеством отсчётов сигнала в выборке f_d/N . Ширина центрального лепестка частотного канала БПФ по уровню половинной мощности составляет $0.89 f_d/N$. Уровень боковых лепестков составляет примерно -13.5 дБ. Амплитудно-частотные характеристики фильтров, соответствующих соседним отсчётам БПФ, перекрываются не только боковыми лепестками, но и главными практически на уровне половинной мощности.

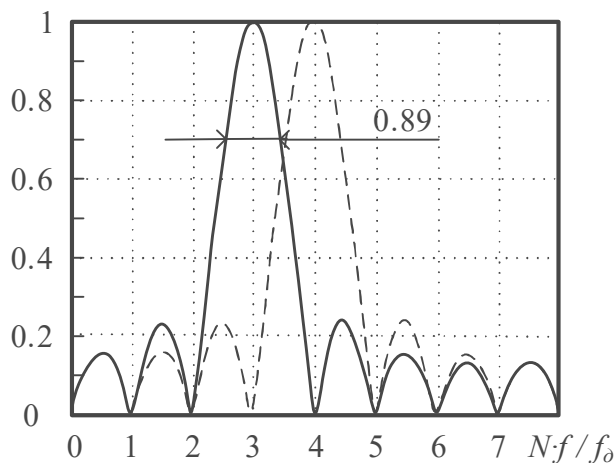


Рис. 10.22. АЧХ частотных каналов БПФ

Если на вход АС подать гармонику, частота которой попадает точно на частоту канала, то на выходе БПФ-анализатора будет точное значение амплитуды гармоники. Однако если частота гармоники не совпадает с частотой канала, то возникает погрешность измерения ее амплитуды, определяемая формой АЧХ канала. Кроме этого, гармоника за счёт большого уровня боковых лепест-

ков АЧХ канала попадёт в соседние частотные каналы. Это создаст ложные отсчёты в полученном спектре.

Для улучшения формы АЧХ частотных каналов и снижения уровня боковых лепестков в АС используют *весовые функции* $w(k)$, которые также называют *окнами* (англ. window). Перед выполнением БПФ отсчёты сигнала умножают на весовую (оконую) функцию, которая спадает к началу и концу выборки сигнала. Умножение сигнала на весовую функцию соответствует *свёртке* спектров сигнала и весовой функции. Для исходного БПФ (без оконной обработки) весовая функция — это прямоугольное окно с длительностью, равной длине выборки. Подбирая подходящую весовую функцию $w(k)$ для конкретной измерительной задачи, можно уменьшить уровень боковых лепестков частотной характеристики каналов БПФ. Платой за это является расширение центрального лепестка частотной характеристики и уменьшение разрешающей способности АС.

Весовая обработка помогает уменьшить влияние такого искажения спектрограммы, которое называется *растеканием спектра* (англ. spectrum leakage). При использовании БПФ предполагается, что последовательность отсчётов анализируемого сигнала является периодически продолженной вперёд и назад во времени.

Если значения начальных и конечных отсчётов сигнала ненулевые и сильно различаются, то при периодическом повторении на стыках периодов возникают скачки сигнала, из-за которых получаемый спектр сигнала расширяется. Весовая обработка входной последовательности отсчётов сигнала приводит к ослаблению эффектов, связанных со скачками сигнала при периодическом повторении выборки, и, таким образом, к уменьшению растекания спектра.

В вычислительных спектроанализаторах наиболее часто используют косинусные окна Блэкмена, Ханна, Хэмминга. Для получения более высокой точности измерения уровня спектра применяют окно с плоской вершиной в частотной области (англ. flat top window). Максимальная ошибка измерения амплитуды для него составляет порядка 0.05 дБ. Однако недостатком такого окна является широкий основной лепесток, что снижает разрешающую способность прибора.

Следующая задача вычислительного анализатора спектра после проведения БПФ-обработки — это построение спектрограммы на цифровом дисплее. Так же как и в случае цифрового осциллографа, количество отсчётов спектра, приходящихся на одну точку изображения, обычно достаточно большое. Иными словами, каждая точка спектрограммы должна представлять информацию об определенном частотном сегменте полного спектра. Алгоритм представления данных сегмента принято (как и в случае цифрового осциллографа) называть программным детектором. В современных АС используют несколько типов детекторов:

- детектор мгновенного значения (англ. Sample). В качестве точки спектрограммы выбирают мгновенное значение спектра в центре каждого сегмента данных. Этот режим детектирования хорошо показывает спектральную плотность мощности случайного сигнала (шума), но он не очень подходит для анализа линейчатых спектров при широких полосах обзора. Истинное значение амплитуды гармоник будет отображаться только в том случае, если ее частота случайно попадёт в центр полосы УПЧ;

- детектор положительного пика (также просто называемый пиковым детектором) (*англ.* Positive peak). В этом режиме на спектрограмме отображаются максимальные значения, встречающиеся в каждом сегменте. При этом все гармоники линейчатого спектра отображаются со своими истинными амплитудами. Однако пиковый детектор не даёт хорошей спектрограммы случайного шума, поскольку отображается только его максимальное значение в каждом сегменте;

- детектор отрицательного пика (*англ.* Negative peak). На спектрограмме отображаются минимальные значения, встречающиеся в каждом сегменте. Этот режим используется реже;

- «нормальный» детектор (*англ.* Normal). Используется, чтобы обеспечить лучшее отображение случайного шума и одновременно избежать проблем с пропуском сигналов в режиме детектирования мгновенного значения. Его иногда называют «розенфелл» (*англ.* Rosenfell) — это алгоритм, который проверяет, возрастал (rose) или снижался (fell) сигнал спектра в пределах одного сегмента данных. Если спектр только растёт или только спадает в рамках блока — отображается пиковое значение. Если сигнал в пределах сегмента и возрастал, и снижался, то алгоритм классифицирует данный сигнал как шум. В таком случае нечётная точка спектрограммы отображает максимальное значение, встретившееся в пределах её сегмента, а чётная точка — минимальное значение, встретившееся в пределах её сегмента;

- детектор среднего значения (*англ.* Average). Позволяет на спектрограмме отображать среднее значение по данным сегмента. Этот режим применяют для сглаживания спектрограммы и измерения спектральной плотности мощности. Не следует путать детектор среднего значения с режимом усреднения спектрограмм. В последнем для построения изображения используют среднее от данных нескольких кадров спектрограммы;

- квазипиковый детектор (*англ.* Quasipeak) Квазипиковые детекторы используются при тестировании устройств на соответствие требованиям измерений на электромагнитную совместимость (ЭМС).

Количество отсчётов N , используемое в расчёте спектра, соответствует отрезку сигнала на интервале времени $N\Delta t$. Обработка отсчётов требует определённого времени. Поэтому правильный результат получают в предположении, что за время, пока анализатор выполняет расчёты, спектр измеряемого сигнала не претерпевает существенных изменений. Чтобы анализировать непрерывные сигналы без потери информации, приходится использовать следующую последовательность действий. Прибор накапливает в памяти выборку из N отсчётов сигнала. Затем в течение одного интервала дискретизации Δt выполняют расчёт спектра. Далее процесс анализа повторяется без потери информации о сигнале. Приборы, которые способны реализовать данный способ анализа спектра, называют *АС реального времени*. Такие приборы позволяют использовать все отсчёты сигнала, поступающие из АЦП. Если же расчёты не удаётся завершить за время Δt , то получится пропуск отдельных отсчётов и потеря части информации о сигнале.

Для увеличения быстродействия в современных АС реального времени применяют параллельную обработку отсчётов сигнала. Если в традиционном последовательном анализе время захвата сигнала и время его обработки чередуются, то в параллельном анализе захват сигнала и обработка предыдущей выборки делаются одновременно (рис. 10.23).

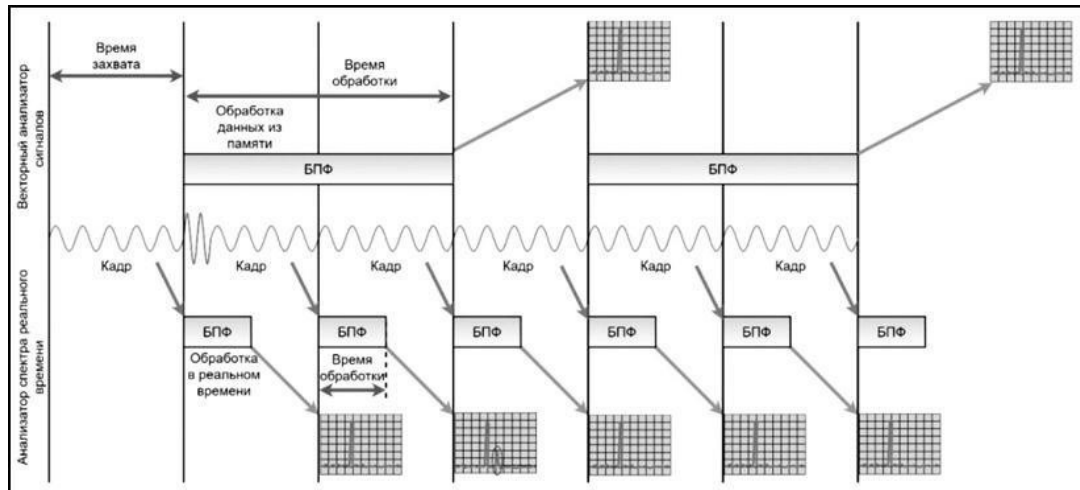


Рис. 10.23. Сравнение последовательного анализа спектра и параллельного анализа в режиме реального времени

Как видно из диаграммы, потери отсчётов сигнала в параллельном способе не происходит. Полученная последовательность кадров спектра позволяет ввести на трёхмерном представлении спектра ось времени (рис. 10.24а).

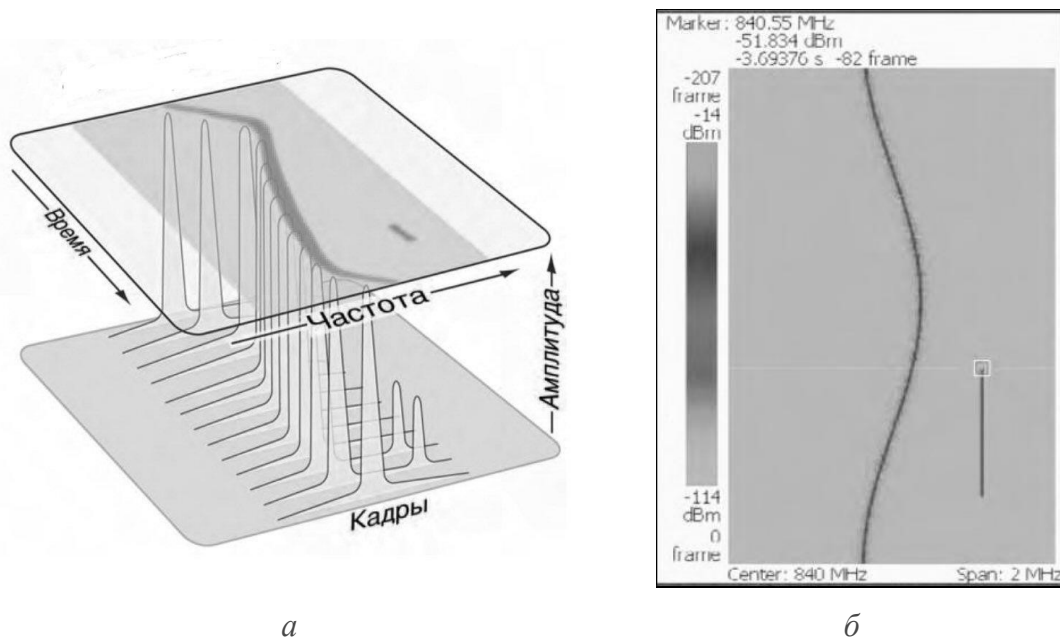


Рис. 10.24. Трёхмерная спектрограмма в осях «частота — время — амплитуда»

На экране АС ось частот располагается по горизонтальной оси экрана, ось времени — по вертикальной (рис. 10.24б). Третья ось — ось яркости и цвета — показывает величину амплитуды спектра. Кадры спектра сигнала выводятся последовательно во времени, поэтому на экране появляется спектрограмма сиг-

нала в динамике, сдвигающаяся вниз. Самый старый кадр отображается в верхней части, а самый новый — в нижней части спектрограммы. Такая спектрограмма называется «водопад» (*англ.* waterfall). На рисунке 10.24б отображена спектрограмма радиосигнала, частота которого изменяется со временем. Кроме того, на ней отражён, появляющийся и исчезающий нестационарный сигнал небольшого уровня. Трёхмерная спектрограмма позволяет наблюдать за динамикой спектра сигналов, фиксировать появление редких сигналов и пр.

Часто в современных вычислительных АС используют вариант спектрограммы в виде наложения кадров спектра на цветном дисплее с программно реализованным «послесвечением» (дисплеи с «цифровым фосфором», которые используют также в цифровых осциллографах). Изображение при этом напоминает осциллограмму традиционной ЭЛТ, снабжённой люминесцентным покрытием с эффектом послесвечения. Если сигнал появляется в данной точке экрана неоднократно, яркость этой точки на экране делают выше, цвет свечения смещается ближе к красному. Появляется новая (третья) переменная — ось яркости и цвета, которая характеризует частоту появления сигнала в данной точке экрана при наложении кадров спектра.

Современные АС реального времени позволяют проводить обработку непрерывных сигналов в режиме реального времени в полосе захвата сигнала до десятков и даже сотен МГц. Такие анализаторы позволяют осуществлять запуск захвата сигнала по разнообразным условиям как во временной, так и в частотной области. Последнее позволяет пользователю установить синхронизацию по выбранным событиям в частотной области (запуск «по частотной маске»). Событие синхронизации и запуска используют в качестве точки отсчёта во времени для начала непрерывной регистрации спектра сигнала.

Программное обеспечение современных цифровых спектроанализаторов позволяет не только проводить спектральный анализ, но и восстанавливать сигнал по его спектру (вычислять обратное преобразование Фурье), выполнять корреляционный анализ сигналов, измерение их параметров (амплитуды, частоты, фазы, индексов модуляции), проводить анализ характеристик электрических цепей (АЧХ и ФЧХ, импульсных и переходных характеристик).

В заключение рассмотрим особенности спектрального анализа сигналов, выполняемого с помощью цифровых осциллографов, в которых предусмотрена функция БПФ. Этот режим для ЦО является дополнительным, поэтому его метрологические характеристики в режиме БПФ обычно не нормируются. Особенность функции БПФ на осциллографах бюджетных моделей по сравнению со специализированными АС — это ограниченный частотный диапазон канала вертикального отклонения и соответственно меньший диапазон частот получаемого спектра. Кроме этого, собственные шумы осциллографа и шумы квантования создают на изображении спектра хаотически появляющиеся линии и всплески. Индикация спектра в логарифмическом масштабе только увеличивает эту шумовую дорожку, маскирующую слабые составляющие полезного спектра. Обычно динамический диапазон БПФ цифровых осциллографов с 8-разрядными АЦП порядка 50 дБ может быть несколько увеличен усреднением сигнала во времен-

ной области. Традиционные АС, как правило, имеют лучший динамический диапазон и меньшие искажения спектра.

Как и в специализированных АС, для получения хорошего разрешения по частоте в цифровых осциллографах требуется использовать весовые окна. Обычно предусматривают 3...4 типа окон, причём прямоугольное окно обычно приводит к существенному увеличению уровня шумов. Применение окна Блэкумена их снижает, но за счёт расширения откликов гармоник. Надо иметь в виду, что применение окон может привести к искажению спектра сигнала. Например, искажения увеличиваются, если сигнал расположен не в центре экрана.

Отметим, что у бюджетных цифровых осциллографов нельзя независимо регулировать центральную частоту спектра и полосу обзора, поскольку БПФ применяется только для тех отсчётов входного сигнала, которые находятся на экране осциллографа. Поэтому для улучшения разрешения по частоте спектра надо получить осциллограмму с большим количеством периодов сигнала. Это требует увеличения размера (глубины) памяти осциллографа, что не всегда возможно.

Радиочастотные спектроанализаторы обычно имеют нижнюю рабочую частоту от нескольких кГц до единиц и десятков МГц. Поэтому область низких частот спектра видеосигнала оказывается вне их рабочего диапазона. Функция БПФ в ЦО может быть полезна для исследования спектров видеосигналов с нулевой нижней граничной частотой. К достоинствам ЦО с функцией БПФ можно отнести и многоканальность прибора. Например, спектральный анализ можно вести для двух сигналов и производить сравнение его результатов.

Таким образом, функция БПФ цифрового осциллографа является полезным дополнением к возможностям специализированных спектроанализаторов, хотя возможности спектрального анализа у цифровых осциллографов все же существенно уступают радиочастотным вычислительным АС как по диапазону частот, так и по частотному разрешению.

10.6. Векторные анализаторы сигналов и измерительные приёмники

Стандартные анализаторы спектра предназначены для решения широкого круга измерительных задач. В то же время существуют специализированные векторные приборы, приспособленные для измерения как амплитудного, так и фазового спектров, а также определения специфических параметров радиосигналов (фазового шума, мощности в частотных каналах, уровня электромагнитного поля в диапазоне частот). Такие приборы называют *анализаторами сигналов* (или *анализаторами источников сигналов*). От обычных спектроанализаторов они отличаются высокой точностью измерения уровней гармонических составляющих сигналов, параметров модуляции, фазовых шумов и пр. Анализаторы сигналов позволяют просматривать захваченный сигнал во временной области (как в осциллографе), имеют повышенную разрядность АЦП (до 12...14 бит). Современные анализаторы сигналов представляют собой мощные вычислительные приборы, дополненные рядом измерительных блоков и специальным

программным обеспечением. Последнее позволяет измерять параметры различных сложных сигналов специального назначения. Так, анализаторы телекоммуникационных сигналов предназначены для работы с большинством стандартных протоколов систем связи, векторные анализаторы сигналов позволяют исследовать сложные формы модуляции широкополосных цифровых сигналов, измеряя модуль и фазу их спектральных характеристик во всем частотном диапазоне.

Особая группа приборов — *анализаторы электромагнитных помех*, или *анализаторы электромагнитной совместимости* (ЭМС, англ. EMC). Представляя собой полноценный спектроанализатор, такие приборы позволяют провести испытания устройств на электромагнитную совместимость, измерить малые уровни электромагнитных помех. В ряде случаев их называют панорамными *измерительными приёмниками*. Традиционный измерительный приёмник — это высокочувствительный радиоприёмник с нормированными метрологическими параметрами. По сути, это селективный микровольтметр (микроваттметр), перестраиваемый по частоте вручную. Такие приборы исторически применяли для точных измерений напряжённости электромагнитного поля в отдельных частотных точках (по классификации ГОСТ они входят в группу радиоизмерительных приборов П5). В сочетании с комплектом измерительных антенн (группа приборов П6) такие приёмники представляют собой установку для измерения напряжённости электромагнитного поля. В настоящее время такие модели приёмников с автоматической перестройкой и панорамной индикацией результатов выпускает ряд фирм для точного измерения слабых сигналов и помех в радиочастотных диапазонах (например, ЭМП-ресивер (EMI-Receiver FCLS 1534) фирмы Schwarzbeck, специализирующейся на выпуске стандартной аппаратуры для измерений в области ЭМС).

Контрольные вопросы

1. Какие измерительные задачи решают с помощью анализатора спектра?
2. Объясните принцип действия последовательного анализатора спектра. Какие параметры спектра можно измерить с его помощью?
3. В чем особенность измерения спектральных характеристик шумовых и случайных сигналов? Какой режим спектроанализатора используют для их исследования?
4. Что такое спектрограмма, создаваемая панорамным последовательным анализатором спектра? Как ее вид зависит от вида входного сигнала и от параметров АС?
5. Чем определяется масштаб по оси частот спектрограммы?
6. Что такое разрешающая способность АС? Как ее измерить? От каких параметров АС она зависит?
7. Каковы условия неискажённого воспроизведения спектрограмм на экране панорамного АС? Как на неё влияют динамические искажения в радиофильтре?
8. Из каких соображений выбирают полосы пропускания радиофильтра, видеофильтра и время анализа спектра в последовательном АС?

9. Почему в АС используют двойное и тройное преобразование сигнала? Какие искажения спектрограммы при этом удаётся уменьшить?

10. Из каких соображений выбирают первую промежуточную частоту и частоту первого гетеродина?

11. Что такое фильтр-преселектор АС? Как выбирают форму его АЧХ и ширину рабочей полосы?

12. Какие методы используют для измерения уровня отклика и его частоты на экране спектроанализатора? Как проводят калибровку АС по уровню и частоте?

13. Что такое стоп-метка АС? Для чего ее используют в аналоговых АС?

14. Как устроен канал следящего генератора (трекинг-генератор) в последовательном АС? Для какой цели его используют?

15. Что такое чувствительность АС, как ее измерить? Чем ограничена чувствительность, как ее улучшить?

16. Чем определяется верхняя граница динамического диапазона АС? Как оценивается степень нелинейности входных цепей АС по точке компрессии 1 дБ?

17. Как устроен цифровой БПФ-анализатор спектра? Каков принцип его работы? Какие преимущества имеет БПФ-анализатор по сравнению с аналоговым АС?

18. Какой закон изменения частоты гетеродина применяют в цифровых АС с БПФ-анализом? Как в БПФ-анализаторах обеспечивают широкую полосу анализа?

19. Как время анализа связано с разрешающей способностью БПФ-анализатора спектра?

20. Для чего в БПФ-анализаторах спектра применяют весовую (оконную) обработку выборки отсчётов входного сигнала?

21. Какие особенности имеет БПФ-анализатор, работающий в режиме реального времени? Какой вид спектрограммы в них используют?

11. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ СВЧ-РАДИОСИГНАЛОВ

11.1. Классификация методов измерения мощности на СВЧ

Мощность сигнала — это произведение мгновенных значений напряжения и тока (мгновенная мощность). В радиоэлектронике принято говорить о мгновенной *мощности* как квадрате напряжения сигнала на нагрузке 1 Ом:

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

В СВЧ-технике часто используют определение мощности как квадрат напряжения на стандартной нагрузке 50 Ом.

Обычно интерес представляет *средняя мощность*, измеренная за заранее выбранный интервал времени T (время усреднения) или за период сигнала:

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

Средняя мощность связана со *среднеквадратическим значением* сигнала (англ. Root Mean Square, RMS). Его определяют как корень из среднего значения квадрата мгновенного значения напряжения сигнала:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}.$$

Среднеквадратическое значение напряжения связано со средней мощностью сигнала на произвольной нагрузке $P = U^2/R_{\text{н}}$. Если сигнал периодичен, то время усреднения T выбирают равным или кратным целому числу периодов. В случае модулированных колебаний время усреднения должно быть кратным периоду сигнала модуляции.

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 опорный уровень. Используют уровни $P_0 = 1$ мВт и 1 Вт, соответственно логарифмическая единица обозначается дБ·мВт (сокращённо дБм, англ. dBm) и дБ·Вт (англ. dBW).

Для импульсных сигналов вводят параметр *импульсной мощности* $P_{\text{и}}$, 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 усреднённое за период несущей значение мгновенной мощности в максимуме огибающей импульса. Для прямоугольной огибающей пиковая и импульсная мощности совпадают. Отношение пиковой и средней мощности сигнала называют *пик-фактор* (англ. crest-factor).

Проблемы измерения пиковой мощности в диапазоне СВЧ возросли с развитием цифровых систем передачи информации. Появились новые форматы цифровой модуляции, которые позволяют повысить пропускную способность канала связи. У таких сигналов спектр в полосе канала практически равномерен (напоминает спектр белого шума). Особенность таких сигналов — большой пик-фактор (10...30 и выше). Поэтому для сигналов с цифровой модуляцией измерения только средней мощности недостаточно. Требуется измерять пиковую мощность сигнала с быстрым законом модуляции в широком динамическом диапазоне (до 50...70 дБ). Ширина спектра модулирующего сигнала может достигать десятков и даже сотен МГц).

Измерение мощности радиосигналов на СВЧ через напряжение и ток производят редко из-за неоднозначности отсчёта этих величин для волноводов, трудностей измерения напряжения и тока в коаксиальных линиях на частотах выше 1 ГГц. Кроме того, напряжение и ток меняются вдоль линии передачи, в то время как величина мощности сигнала остаётся постоянной. В ваттметрах СВЧ используют преобразование электромагнитной энергии сигнала в другой вид энергии, удобный для дальнейшего измерения. Наиболее часто используют преобразование СВЧ-колебаний в тепло. Эффект нагрева затем измеряют с помощью низкочастотных методов. Используют и другие принципы, рассмотренные ниже.

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 нагрузке.

Измерительный тракт *ваттметра поглощаемой мощности* содержит согласованный измерительный преобразователь (датчик) с присоединительным разъёмом (фланцем) и измерительную схему, которая позволяет оценить результат преобразования (рис. 11.1а). В *ваттметрах проходящей мощности* измерительный тракт включает в себя отрезок стандартной линии передачи с датчиком мощности СВЧ (рис. 11.1б). Его размещают в линии передачи между источником сигнала и нагрузкой. Он должен иметь минимальный собственный коэффициент отражения.

Перечислим основные параметры ваттметров СВЧ:

- рабочий диапазон частот. Это полоса частот, в которой погрешность ваттметра не превышает паспортную. Для коаксиальных приборов характерно перекрытие частот не менее октавы (в 2 раза и более). Волноводные ваттметры должны работать в диапазоне частот соответствующего волновода. Расширения рабочего диапазона ваттметров достигают использованием сменных датчиков;
- пределы измерения. Это диапазон измеряемых мощностей, в котором гарантируется заявленный предел допустимой погрешности. Современные ваттметры обеспечивают диапазон измерений от долей мкВт до десятков Вт и более. 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 в основном нелинейностью коэффициента преобразования датчика мощности и уровнем собственных шумов;
- КСВН ваттметра. Определяет систематическую погрешность рассогласования датчика мощности. В зависимости от класса точности прибора этот параметр находится в пределах 1.1...1.7;
- основная погрешность или класс точности. Класс точности даёт оценку предела допускаемой приведённой погрешности прибора. Используют ваттметры с классом точности от 1.0 до 25.0;
- коэффициент эффективности. Этот параметр используется при калибровке ваттметра на постоянном токе. Он характеризует степень эквивалентности замещения нагрева датчика СВЧ-сигналом и образцовым постоянным током. Типовые значения коэффициента эффективности — 0.7...1.0.

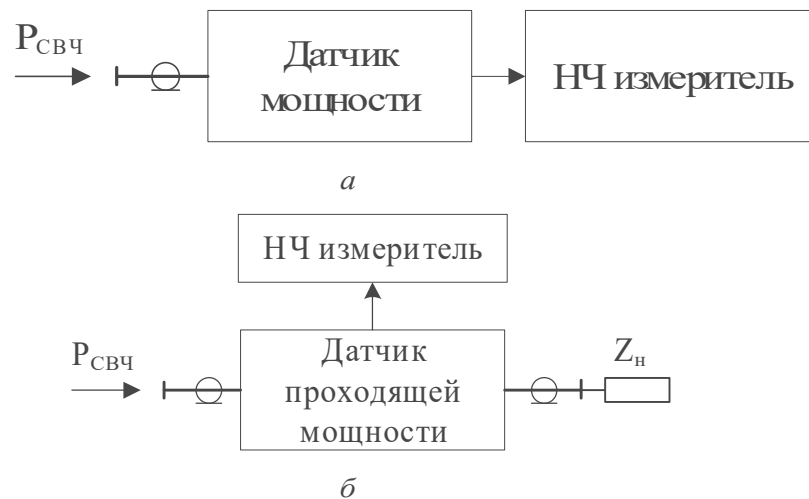


Рис. 11.1. Измерительные тракты СВЧ-ваттметров поглощаемой (а) и проходящей (б) мощности

Рассмотрим проблемы согласования датчика поглощаемой мощности в случае ненулевых коэффициентов отражения датчика ρ_d и источника СВЧ-сигнала ρ_r (рис. 11.2).

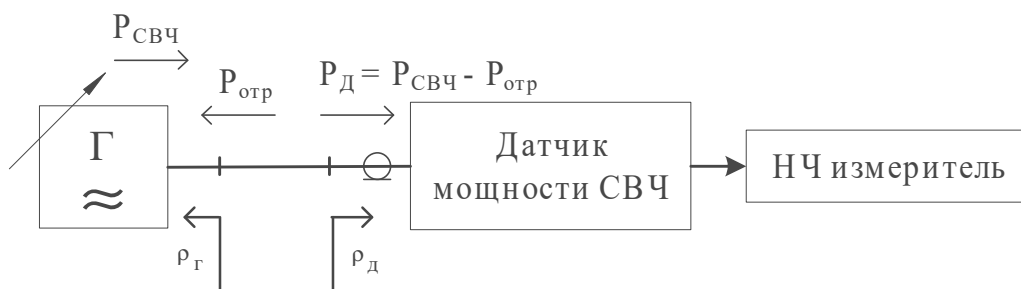


Рис. 11.2. Измерительный тракт датчика поглощаемой мощности

Если источник сигнала и датчик согласованы с линией передачи, то измеряемая мощность равна мощности источника $P_{\text{д}} = P_{\text{СВЧ}}$. Погрешность рассогласования в этом случае отсутствует. Это соответствует условию передачи максимальной мощности в нагрузку (выходное сопротивление источника равно сопротивлению нагрузки). Если источник сигнала рассогласован, то он отдаёт мощность в согласованный датчик меньшую, чем в предыдущем случае $P_{\text{д}} = P_{\text{Z0}} = P_{\text{СВЧ}}(1 - |\rho_{\text{r}}|^2)$. Но ваттметр показывает вам правильный результат измерения той мощности, которая подана по линии передачи от источника сигнала на его вход. Сложнее в случае, когда оба элемента — источник и датчик — рассогласованы. В этом случае мощность, которую показывает ваттметр, будет определяться как модулями, так и аргументами комплексных коэффициентов отражения:

$$P_{\text{д}} = P_{\text{Z0}} \frac{1 - |\rho_{\text{д}}|^2}{|1 - \rho_{\text{r}} \rho_{\text{д}}|^2}.$$

Оценку возможных погрешностей рассогласования в этом случае можно получить по формулам:

$$\frac{P_{\text{д max}}}{P_{\text{Z0}}} = \frac{(1 - |\rho_{\text{д}}|^2)}{(1 - |\rho_{\text{r}}| |\rho_{\text{д}}|)^2}, \quad \frac{P_{\text{д min}}}{P_{\text{Z0}}} = \frac{(1 - |\rho_{\text{д}}|^2)}{(1 + |\rho_{\text{r}}| |\rho_{\text{д}}|)^2}.$$

Диаграмма результатов измерения мощности для различных случаев рассогласования представлена на рисунке 11.3.

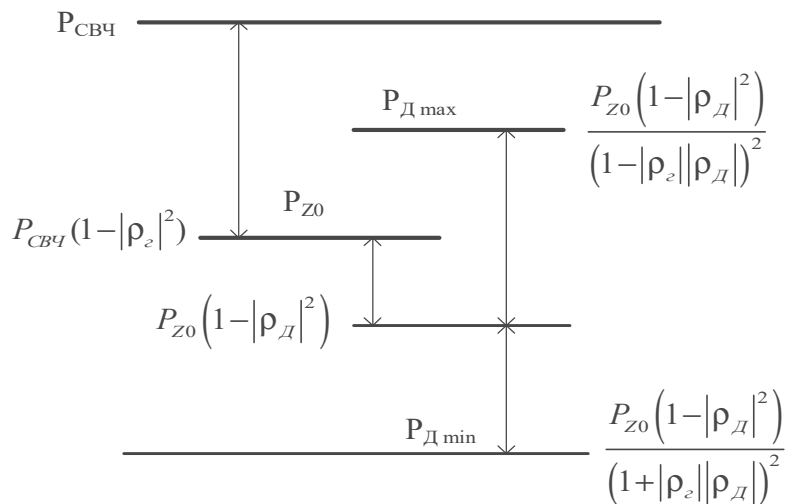


Рис. 11.3. Погрешности рассогласования датчика мощности СВЧ

Из диаграммы следует, что для получения правильных результатов измерения мощности необходимо использовать датчики с минимальным КСВН, поскольку параметры согласования источника сигнала практически всегда неизвестны.

Рассмотрим виды измерительных преобразователей (датчиков мощности), наиболее часто используемых в стандартных измерителях малого и среднего уровня мощности. Это терморезисторные, термоэлектрические и диодные преобразователи (рис. 11.4).



Рис. 11.4. Классификация измерителей мощности СВЧ

Для измерения больших уровней мощности используют калориметрические преобразователи и датчики Холла.

11.2. Терморезисторные преобразователи мощности СВЧ-сигналов

Принцип действия терморезисторных датчиков — определение мощности по изменению сопротивления термочувствительного элемента, нагретого СВЧ-сигналом. Терморезисторы делят на две группы — болометры и термисторы. *Болометры* представляют собой тонкую проволочку (нить) или плёнку на диэлектрической подложке. Их изготавливают из платины, палладия и других металлов, имеющих сильную зависимость сопротивления R_p от температуры. Болометры имеют положительный температурный коэффициент сопротивления и зависимость сопротивления от рассеиваемой в них мощности, близкую к линейной (рис. 11.5а)

Чувствительность болометра dR_p/dP (наклон зависимости рис. 11.5а) лежит в пределах 1...12 Ом/мВт. Болометры имеют высокую повторяемость результатов преобразования, незначительную температурную зависимость параметров и малый разброс от экземпляра к экземпляру. Малая тепловая инерция позволяют использовать их для импульсных измерений. Недостатками болометров являются низкая перегрузочная способность, малый динамический диапазон и невысокая чувствительность. Рабочий диапазон болометрических датчиков составляет –10...10 дБм.

Термисторы — нелинейные полупроводниковые резисторы. Их изготавливают в виде бусинок или цилиндров малого размера. Термисторы характерны обратной зависимостью сопротивления от рассеиваемой мощности (см. рис. 11.5б):

$$R_p = R_0 \cdot \exp\left(-\beta \frac{t - t_0}{t_0 t}\right),$$

где t_0 — температура окружающей среды; t — температура термистора, нагретого измеряемым сигналом; β — постоянный коэффициент.

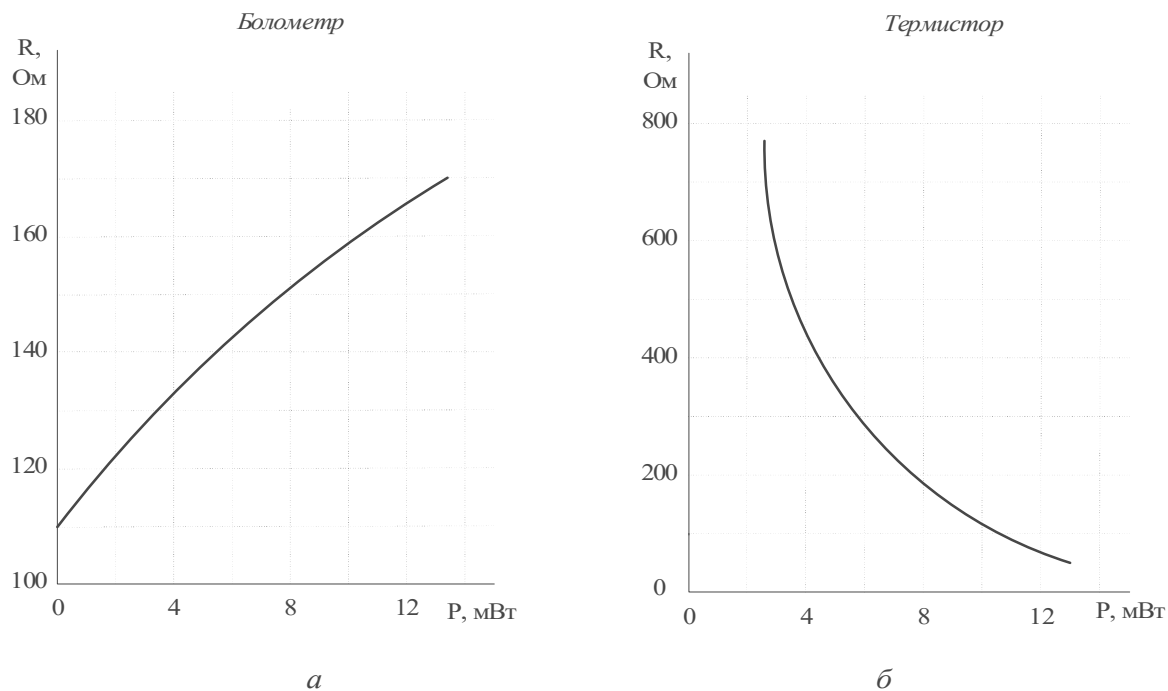


Рис. 11.5. Зависимость сопротивления болометра (а) и термистора (б) от поглощённой мощности СВЧ

Термисторы имеют отрицательный температурный коэффициент сопротивления и более высокую чувствительность (до 100 Ом/мВт и выше) по сравнению с болометрами. Динамический диапазон терморезисторных датчиков составляет $-20 \dots 10$ дБм. Они применяются для измерения средней мощности, поскольку более инерционны, чем болометры, и нуждаются в предварительном прогреве. Термисторы устойчивы по отношению к перегрузкам, однако им присуща сильная зависимость от температуры окружающей среды. Последнее обстоятельство требует введения в состав ваттметра с термисторным датчиком термокомпенсационных схем.

Измерительный блок терморезисторного ваттметра, по сути дела, представляет собой высокочувствительный омметр. Простейшим вариантом такого устройства является резистивный четырехплечий мост (рис. 11.6).

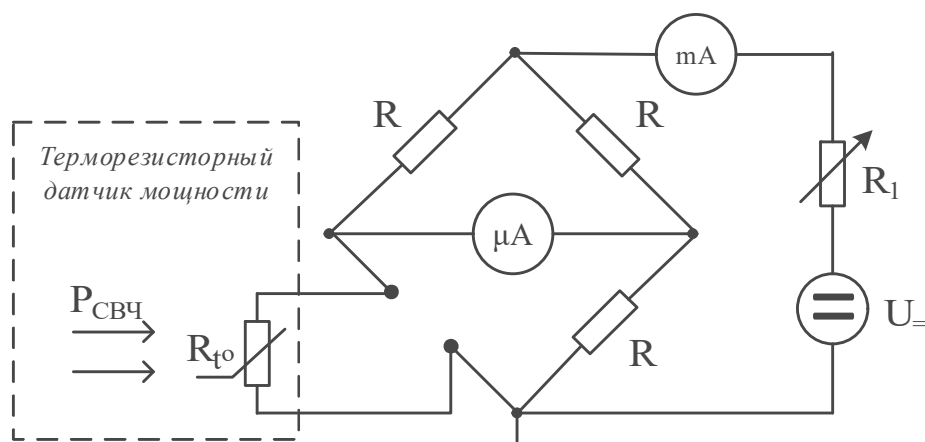


Рис. 11.6. Измерительный блок терморезисторного ваттметра СВЧ

В одно из плеч включают терморезистор R_r , другие резисторы моста выбирают так, чтобы в отсутствие СВЧ-сигнала обеспечить сопротивление терморезистора, равное волновому сопротивлению СВЧ-тракта. Регулируя ток питания моста резистором R_1 и тем самым меняя сопротивление терморезистора, подбирают его величину так, чтобы сбалансировать мост. Настройку баланса ведут по нулевому показанию индикатора.

При подведении к терморезистору СВЧ мощности он разогревается, а его сопротивление меняется. Баланс моста нарушается. Ток разбаланса в небольших пределах линейно зависит от величины нагрева. Это позволяет градуировать микроамперметр, включённый в диагональ моста, в единицах мощности.

Схема с неуравновешенным мостом имеет следующие недостатки:

- необходимость предварительной градуировки индикатора;
- температурная нестабильность градуировки шкалы;
- малый динамический диапазон;
- рассогласование тракта СВЧ из-за изменения сопротивления терморезистора;

- погрешности из-за нестабильности источника постоянного смещения.

По этим причинам схема с неуравновешенным мостом имеет погрешность измерения мощности не лучше 10% и применяется в основном для индикации уровня мощности СВЧ. На практике используют уравновешенные мостовые схемы и замещение мощности СВЧ мощностью постоянного тока или тока сигнала низкой частоты. После балансировки моста (подбором постоянного тока смещения I_1) на терморезистор подают СВЧ-сигнал. Меняя ток смещения до значения I_2 , добиваются повторной балансировки моста. Подаваемая мощность СВЧ будет определяться разностью квадратов тока смещения:

$$P_{\text{СВЧ}} = R_r \frac{|I_2^2 - I_1^2|}{4},$$

которые измеряются миллиамперметром в цепи источника. При этом сопротивление терморезистора в процессе измерения поддерживается постоянным, что улучшает согласование датчика на СВЧ и стабильность его параметров.

Для температурной стабилизации ваттметра применяют два идентичных моста с терморезисторами, но только один используется для нагрева СВЧ-сигналом. Второй мост используют для компенсации изменений температуры окружающей среды. В современных измерительных блоках СВЧ-ваттметров применяют схемы автоматической балансировки моста и цифровой отсчёт результата измерения мощности.

Конструктивно терморезисторные датчики выполняются в виде серий отдельных приборов (подгруппа ГОСТ М5). Их называют *болометрическими* или *термисторными головками*. На рисунке 11.7а представлена упрощённая конструкция коаксиальной терморезисторной головки. Терморезистор в датчике является нагрузкой коаксиальной линии по СВЧ-сигналу. По постоянному току или НЧ-сигналу измерительной схемы он включён через развязывающий дроссель $L_{\text{др}}$, соединяющий центральный проводник с корпусом головки. Реактив-

ное сопротивление дросселя на СВЧ велико, поэтому он не вносит заметного рассогласования. Фильтрацию СВЧ-сигнала на выходе датчика осуществляет блокирующий конструктивный конденсатор $C_{\text{бл}}$. Эквивалентная схема коаксиального датчика представлена на рисунке 11.7б.

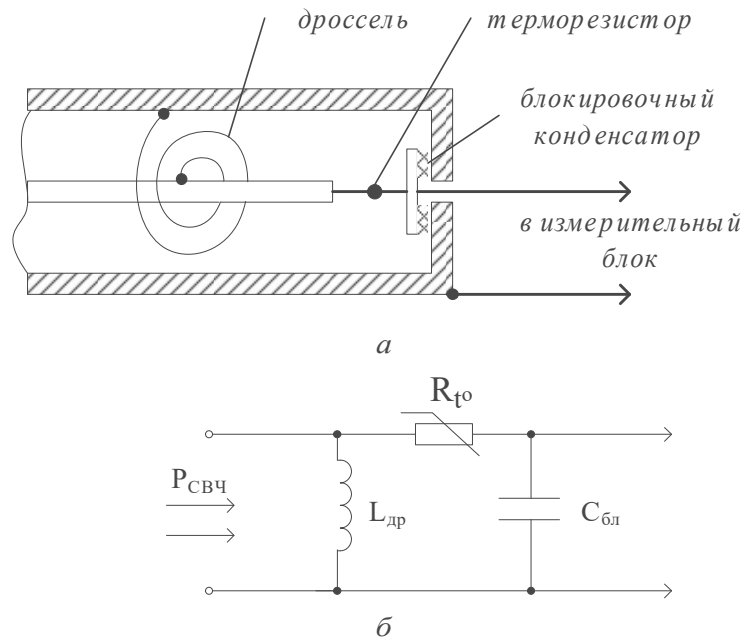


Рис. 11.7. Коаксиальная терморезисторная головка: а — упрощённая конструкция; б — эквивалентная схема.

Для температурной стабилизации термисторных датчиков используют балансные схемы с двумя одинаковыми термисторами (рис. 11.8а).

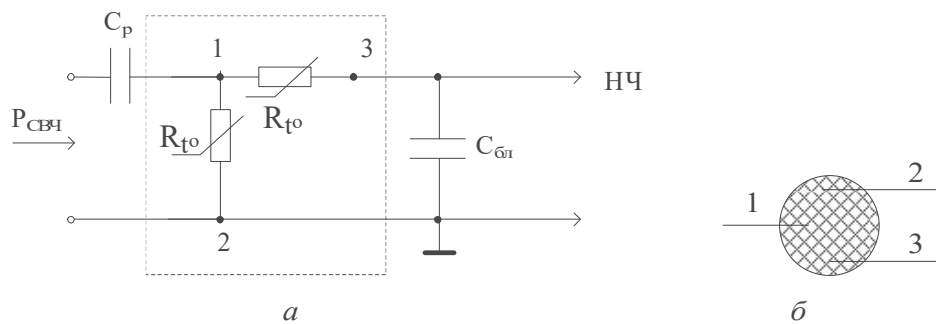


Рис. 11.8. Схема термисторной головки с термокомпенсированными элементами: а — эквивалентная схема; б — конструкция сдвоенного термистора.

Два идентичных термосвязанных термистора включены по СВЧ-сигналу параллельно (через блокировочный $C_{\text{бл}}$ и разделительный C_p конденсаторы), а в цепь измерительного НЧ-сигнала — последовательно. Часто термисторы выполняют в виде бусинки с тремя выводами (рис. 11.8б). Эта головка не требует использования развязывающего дросселя и хорошо согласуется в широком диапазоне частот (от постоянного тока до 18 ГГц).

Волноводные конструкции терморезисторных преобразователей выполнены на отрезках прямоугольных волноводов с плавным переходом к П-образному вол-

новоду. Терморезистор устанавливают на гребне волновода. Для разделения СВЧ- и НЧ-цепей применяют конструктивный блокировочный конденсатор.

Терморезисторные головки СВЧ-ваттметров выпускаются сериями, перекрывающими широкий частотный диапазон и работающими с разными измерительными трактами. Так, отечественные термисторные коаксиальные головки М5-88...М5-89 работают в диапазоне от 0.03 до 12 ГГц. Серия волноводных термисторных головок М5-40...М5-45, М5-49, М5-50 перекрывает рабочий диапазон частот от 5.64 до 78.3 ГГц и имеет волноводные тракты сечением от 35×15 до 3.6×1.8 мм. Ваттметр М3-10А, использующий данный набор головок, имеет точность измерения мощности 6...10% в диапазоне мощностей 0.05...10 мВт.

Терморезисторный ваттметр СВЧ Keysight N432A (рис. 11.9а) с датчиком Keysight 8478В (рис. 11.9б) имеет рабочий диапазон частот 10...18 ГГц и диапазон измерения мощности $-30...10$ дБм (1 мкВт...10 мВт). Прибор обеспечивает погрешность измерения не ниже $(0.1\% P + 0.5 \text{ мкВт})$ в широком диапазоне температур окружающей среды. Датчик имеет входной импеданс 50 Ом, КСВН входа порядка 1.1 в диапазоне частот до 5 ГГц, на краю рабочего диапазона согласование несколько хуже (КСВН порядка 1.6).



Рис. 11.9. СВЧ-ваттметр Keysight N432A (а) и термисторный датчик Keysight 8478В (б)

Терморезисторный метод используется в широком диапазоне частот — от постоянного тока до миллиметровых длин волн. Измеряемые мощности — от единиц микроватт до десятков микроватт для болометров и сотен микроватт — для термисторов. Погрешности определяются точностью измерения сопротивления терморезистора, погрешностью калибровки приёмного преобразователя, температурным дрейфом и погрешностью рассогласования датчика.

11.3. Термоэлектрические датчики мощности

Термоэлектрические датчики также используют преобразование СВЧ-энергии в тепло. Однако в этом случае тепло преобразуется в постоянное напряжение за счёт использования термоэлектрического эффекта. Спай термопары располагают на сопротивлении согласованной СВЧ-нагрузки, которое нагревается мощностью сигнала. Получаемая термоЭДС невелика. Типовое значение ее при нагреве на 1° около 150...250 мкВ/°С. В СВЧ-диапазоне используют плёночные термопары, которые представляют собой две полоски из разных металлов, напыленных на диэлектрическую подложку. В месте контакта полосок размещают резистивный элемент — нагрузку СВЧ-тракта. Нагрев нагрузки СВЧ-сигналом приводит к появлению термоЭДС на концах термопа-

ры. Для ее измерения используют чувствительные микровольтметры (аналоговые или цифровые).

Термопары размещают в выносных датчиках, во многом аналогичных терморезисторным головкам. Сопротивление резистора СВЧ-нагрузки подбирают исходя из лучшего согласования датчика. Для увеличения чувствительности и температурной стабилизации используют две термопары, включённые параллельно по СВЧ, а по выходному сигналу — последовательно. В качестве примера рассмотрим структурную схему серии приёмных термоэлектрических преобразователей (англ. power sensors) Keysight N8480 (рис. 11.10).

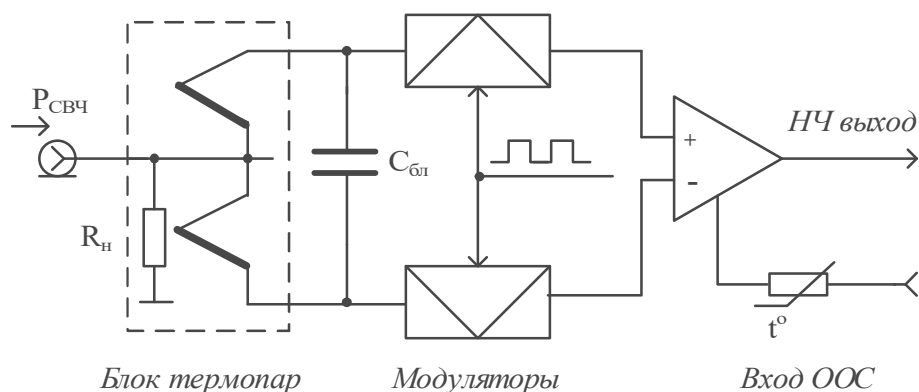


Рис. 11.10. Структурная схема термоэлектрического датчика мощности

В датчике использован блок плёночных микрополосковых термопар, выполненных на основе контакта «кремний — металл». Постоянное напряжение термоЭДС, сглаженное блокировочным конденсатором, поступает на два ключевых модулятора («чоппера») на полевых транзисторах. Они преобразуют термоЭДС в переменный сигнал (меандр с частотой 220 Гц). Это напряжение усиливают высокочувствительным дифференциальным усилителем переменного тока. Он охвачен отрицательной обратной связью (ООС) в составе всего измерительного блока. Использование модуляции сигнала позволяет избежать погрешностей дрейфа нуля. Для термокомпенсации усилителя в цепи ООС используют терморезистор.

Термоэлектрический датчик N8481A из этой серии работает в диапазоне частот от 10 МГц до 18 ГГц с динамическим диапазоном 50 дБ (–30 ... 20 дБм). Чувствительность датчика составляет величину порядка 160 мкВ/мВт. Погрешность измерения в диапазоне уровней –1...20 дБм — не ниже 0.35%. КСВН на входе преобразователя обеспечен в пределах 1.02...1.16. Коэффициент эффективности (отношение коэффициента преобразования мощности СВЧ-сигнала к коэффициенту преобразования НЧ-сигнала) в пределах 0.95...1.0. Стабильность коэффициента эффективности позволяет калибровать датчик на частоте 50 МГц по уровню мощности 1 мВт. Такие преобразователи используются с цифровыми измерительными блоками ваттметров Keysight E4418A...E4419B.

Термоэлектрический метод имеет ряд преимуществ по сравнению с терморезисторным. Величина термоЭДС сдвоенного блока термопар слабо зависит от температуры окружающей среды. Не требуется сложных схем омметров, балансировки моста и пр. Типичные термоэлектрические преобразователи обес-

печивают динамический диапазон не ниже 50 дБ. Термоэлектрические ваттметры имеют малое время установления показаний (десятки миллисекунд) и практически не требуют подготовки к работе. Термопары пригодны для измерения средней, а в ряде случаев импульсной мощности. К достоинствам таких датчиков следует отнести возможность их калибровки на относительно низких частотах.

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, невысокую перегрузочную способность. Развитие микроэлектронных технологий позволило существенно снизить влияние указанных недостатков.

11.4. Диодные преобразователи мощности СВЧ

В диодных датчиках мощности полупроводниковые диоды используют для трансформации СВЧ-сигнала в постоянное напряжение. Использование полупроводниковых диодов для контроля уровня мощности СВЧ началось достаточно давно. Но неудовлетворительные параметры точечных детекторных СВЧ-диодов — нестабильность во времени, неповторяемость параметров, низкая механическая надёжность контакта — не позволяли использовать их для точных измерений уровня мощности СВЧ.

Выход нашёлся при появлении диодов Шоттки с переходом металл — полупроводник. Они обладают достаточно стабильными характеристиками и высокой механической прочностью, хорошей повторяемостью параметров от диода к диоду, пониженным падением напряжения при прямом включении. В диодах Шоттки отсутствует накопление и последующее рассасывание неосновных носителей заряда (это сравнительно медленный процесс). Соответственно диоды Шоттки не обладают заметной паразитной диффузионной ёмкостью, что определяет их быстроедействие и способность работать в СВЧ- и КВЧ-диапазонах. Вольт-амперная характеристика диода Шоттки имеет два участка — в области малых уровней сигнала (квадратичный режим — рис. 11.11а) и в области большого уровня сигнала (пиковый режим рис. 11.11б).

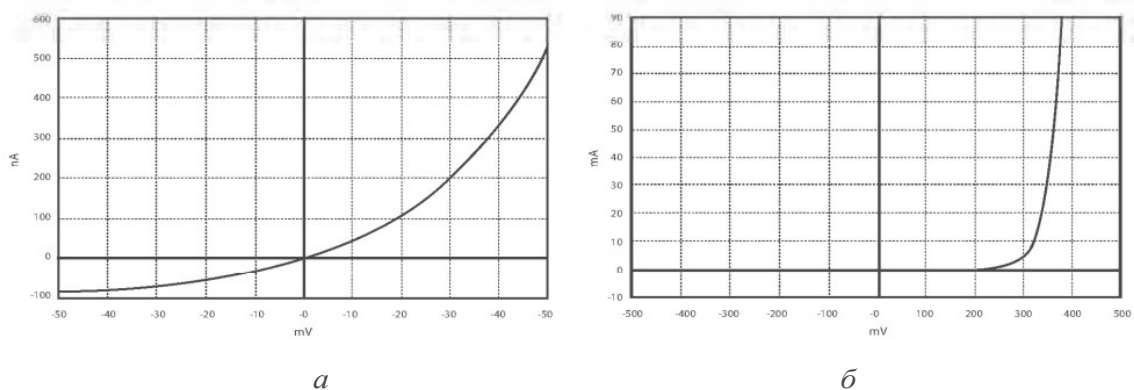


Рис. 11.11. Вольт-амперная характеристика диода Шоттки в области квадратичного (а) и пикового (б) участков

Диодный преобразователь мощности представляет собой традиционную схему детектора огибающей, используемую в радиоприёмниках с амплитудной модуляцией. Для повышения коэффициента преобразования в диодных преобразователях ваттметров СВЧ обычно используют двухполупериодную схему (рис. 11.12).

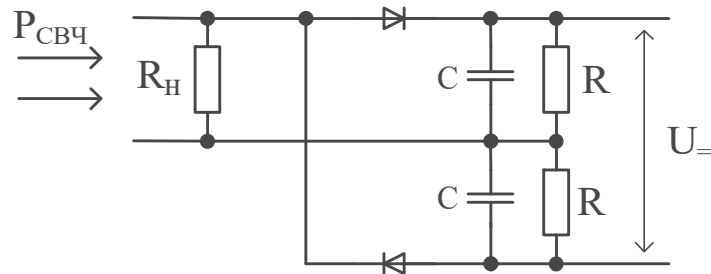


Рис. 11.12. Двухполупериодный диодный датчик ваттметра СВЧ

Диоды размещают на одной подложке, поэтому они находятся в одинаковых температурных условиях. На диоды поступает сигнал с согласованной нагрузки СВЧ-тракта. Выходными RC-фильтрами выделяют постоянную составляющую тока диодов, пропорциональную квадрату входного напряжения. Диоды осуществляют преобразование каждого полупериода входного сигнала. Напряжения на RC-фильтрах вычитаются, что даёт удвоение выходного напряжения датчика. Типичная характеристика коэффициента преобразования диодного датчика мощности показана на рисунке 11.13а.

Характеристика начинается на уровне внутренних шумов диода (примерно -70 дБм) и квадратична примерно до значения -20 дБм, далее начинается переходный участок. Со значения около 0 дБм характеристика приближается к линейной (рис 11.13б).

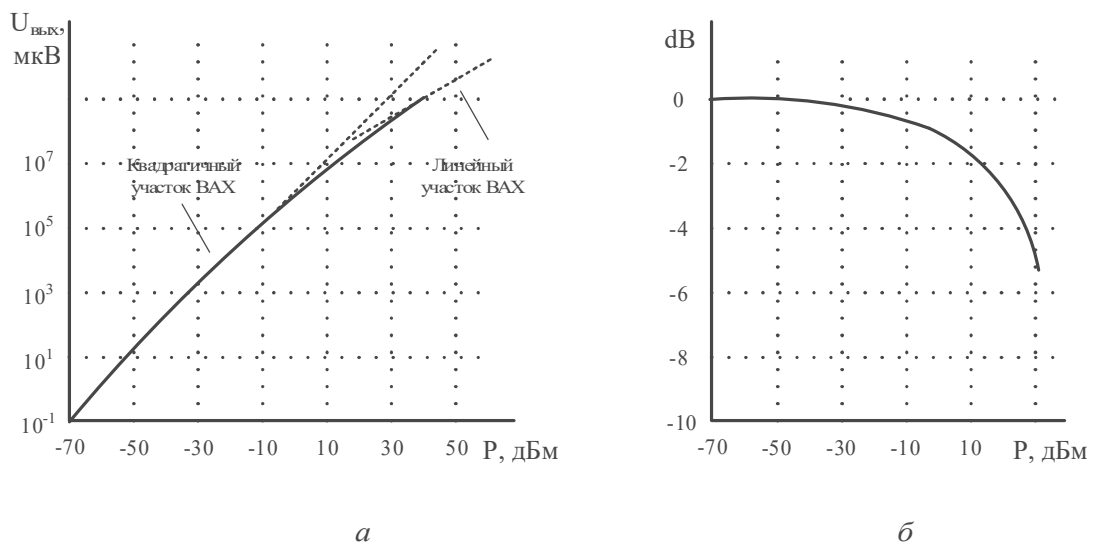


Рис. 11.13. Детекторная характеристика диодного датчика мощности:
 а — зависимость выходного напряжения от мощности СВЧ
 в логарифмической системе координат;

б — отклонение детекторной характеристики от квадратичной зависимости.

Для расширения динамического диапазона в современных датчиках используют коррективную детекторную характеристику. Поправочные коэффициенты, определенные при предварительной калибровке преобразователя в переходном участке в районе $-20\dots 0$ дБм и на линейном участке (более 0 дБм), записывают в память датчика. При измерениях эти данные используют для компенсации неквадратичности характеристики конкретного диода. Таким образом реализован расширенный динамический диапазон $-70\dots 20$ дБм диодного датчика мощности Keysight E4412A.

Популярный у разных производителей wattметров СВЧ метод увеличения динамического диапазона — это использование двухканальных диодных схем (рис. 11.14). Канал малого уровня мощности — обычная двухполупериодная схема. На канал большого уровня мощности сигнал подают через аттенюатор и используют в каждом плече несколько диодов. Выходные данные в диапазоне мощностей $-60\dots -10$ дБм берут из канала малой мощности, для диапазона $10\dots 20$ дБм — из канала большой мощности. Так выполнены датчики мощности серии Keysight E9300. Погрешность измерения большого уровня не ниже 0.45%, малого — не ниже 0.9%. Такой метод позволяет работать с модулированными сигналами, имеющими высокий пик-фактор (до 50 дБ).

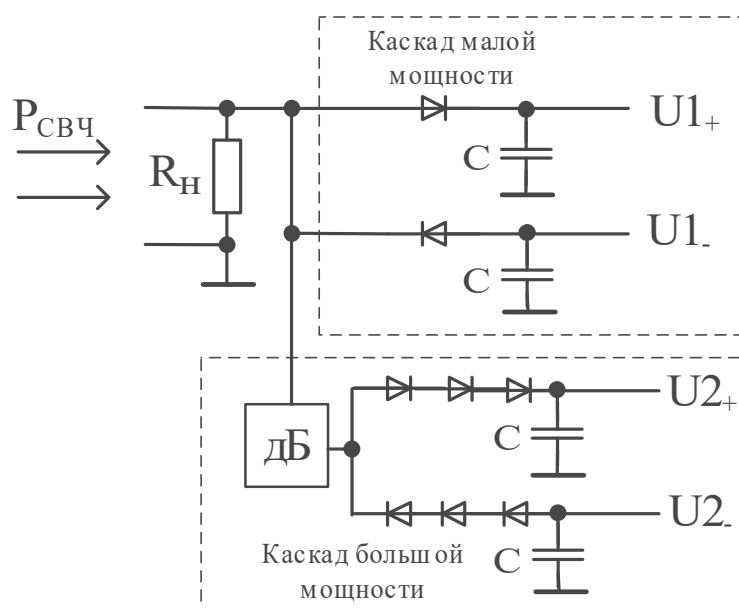


Рис. 11.14. Двухканальный диодный преобразователь с расширенным динамическим диапазоном

Аналогичный метод применён в двухканальном диодном датчике PLS26-13М фирмы «Микран» (рис. 11.15). Он работает в частотном диапазоне 0.05–26.50 ГГц, диапазон измерения мощности $-50\dots 20$ дБм. Коэффициент стоячей волны не более 1.2. Пределы допускаемой относительной погрешности измерений (в диапазоне частот 5–18 ГГц):

$\pm 15\%$ ($-50\dots -40$ дБм), $\pm 7\%$ ($-40\dots -10$ дБм), $\pm 5\%$ ($-10\dots 20$ дБм).

На рисунке 11.16а представлены передаточные характеристики каналов малой и большой мощности. Отличия от линейной зависимости выходного напряжения и мощности входного сигнала СВЧ показаны на рисунке 11.16б.



Рис. 11.15. Двухканальный диодный датчик PLS26-13M

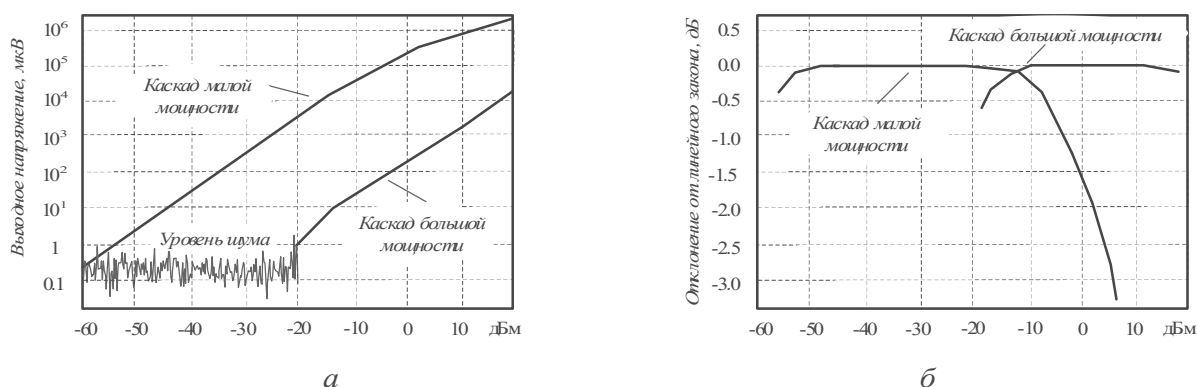


Рис. 11.16. Коэффициент преобразования каскадов малой и большой мощности (а) и отличия характеристик каналов датчика от линейного закона (б)

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 помогают исследовать сигналы со сложными законами широкополосной модуляции. Рабочая полоса диодного датчика по видеосигналу модуляции может быть до 5 МГц и более. Такие приборы позволяют вывести на экран измерительного блока форму огибающей мгновенной мощности исследуемого сигнала, выделить интересующую часть импульса для измерения пиковой мощности (стробирование сигнала во времени).

Для больших уровней мощности (десятки ватт и выше) иногда используют вакуумные диоды, которые позволяют измерять пиковые значения высокого уровня мощности.

11.5. Калориметрические СВЧ-ваттметры

Калориметрический метод заключается в прямом измерении результатов превращения энергии СВЧ-колебаний в тепло по изменению температуры согласованной нагрузки линии передачи. Такой метод является предпочтительным для измерения больших мощностей СВЧ, где он обеспечивает достаточную точность и надёжность результатов. Существует несколько типов калориметриче-

ских преобразователей — статические (адиабатические) и циркуляционные (проточные). *Статические* преобразователи представляют собой нагреваемую согласованную нагрузку, погруженную в жидкость (калориметрическое тело). Рассеиваемая мощность СВЧ нагревает калориметрическое тело, температура которого измеряется термометром. По скорости изменения температуры судят о мощности СВЧ, рассеянной в нагрузке. В качестве калориметрического тела используют дистиллированную воду или растворы на ее основе, а также твёрдые вещества («сухие» нагрузки). Для высокой точности измерений требуется обеспечить надёжную теплоизоляцию нагрузки от окружающей среды. Предварительная калибровка калориметрического ваттметра делается на постоянном или переменном токе низкой частоты.

Известны конструкции с твёрдыми поглотителями («сухие» калориметры). На рисунке 11.15а представлена принципиальная схема мостового калориметра с двумя «сухими» нагрузками, на рисунке 11.15б — его реализация в коаксиальном варианте.

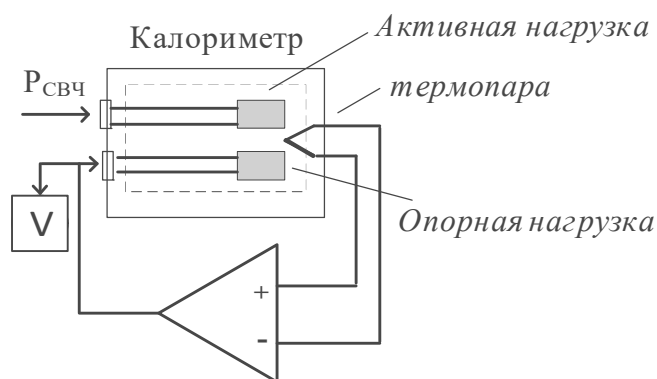


Рис. 11.17. Мостовой калориметр с «сухими» нагрузками

На одну нагрузку подают СВЧ-сигнал, на другую — мощность постоянного тока. Температура между ними измеряется термодатчиком. Меняя мощность постоянного тока, добиваются нулевой разности температур и тем самым фиксируют равенство мощностей СВЧ и постоянного тока.

Достоинством калориметров является возможность проводить измерения мощности в диапазоне КВЧ. В качестве примера рассмотрим калориметрический ваттметр М1-25М фирмы ELMIKA (рис. 11.18).



Рис. 11.18. Волноводный ваттметр КВЧ-диапазона частот

Прибор состоит из цифрового измерительного блока и набора сменных калориметрических преобразователей мостового типа с двумя «сухими» нагрузками. Калориметрический ваттметр такого типа предназначен для измерения мощности КВЧ-сигналов в диапазоне мощностей 0.02... 20 мВт, точность измерения — 3%. В состав прибора входит набор волноводных преобразователей М1-25М/ххЕ, перекрывающих диапазон частот 33... 325 ГГц.

Минусом статических калориметров является необходимость их охлаждения перед следующим измерением. В ряде случаев используют изотермические калориметры с постоянной температурой. В них перед измерением рабочее тело предварительно разогревается постоянным током. При подаче мощности СВЧ величину тока уменьшают, добиваясь постоянства температуры нагрузки. Таким образом реализуют метод замещения мощности СВЧ мощностью постоянного тока. Время измерения при этом может быть существенно уменьшено, поскольку не требуется охлаждать рабочее тело калориметра.

В миллиметровом диапазоне волн нашли применение калориметры с охлаждающим термоэлементом, у которого «холодный» спай расположен около нагрузки. Одновременно с СВЧ-нагревом нагрузки происходит ее охлаждение за счёт пропускания известного постоянного тока через термоэлемент (эффект Пельтье). При уравнивании температуры до и после подачи СВЧ-сигнала величина тока термоэлемента даёт результат измерения мощности СВЧ.

Нагрев мощностью СВЧ и постоянным током может давать разные распределения температуры в нагрузке. При этом возникает погрешность неэквивалентности. Поэтому для таких приборов предварительно определяют (теоретическим расчётом либо сравнением с образцовыми источниками мощности) коэффициент эффективности нагрева нагрузки. Он учитывает неэквивалентность замещения мощности СВЧ нагревом постоянным током $k_{эфф} = P_{СВЧ}/P_{\text{пост}}$. Обычно он составляет величину 0.8...0.98. Современные статические калориметры позволяют проводить измерения во всем диапазоне частот СВЧ и КВЧ. Они имеют диапазон измерения мощности от долей мВт до десятков кВт с динамическим диапазоном 30...40 дБ и погрешностью 2...5%.

Недостатки статических калориметров во многом устранены в циркуляционных (проточных) ваттметрах. Процесс измерения мощности СВЧ сводится к определению приращения температуры циркулирующей жидкости при ее СВЧ-нагреве. На рисунке 11.19 представлена упрощённая схема прибора.

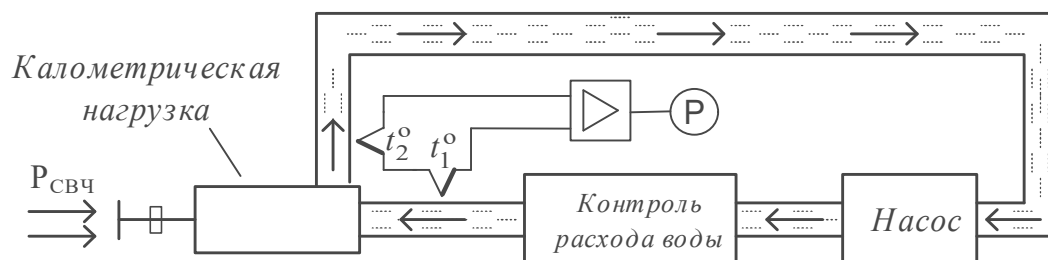


Рис. 11.19. Калориметрический проточный СВЧ-ваттметр

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 (термопар), расположенных до и после нагрузки. Если они включены встречно, то разность термоЭДС, измеренная вольтметром постоянного тока, будет пропорциональна измеряемой мощности. Расход жидкости должен быть строго постоянным — это контролируют с помощью расходомера. Связь между средней мощностью СВЧ-сигнала и приращением температуры в установившемся режиме определяется линейной зависимостью:

$$P_{\text{СВЧ}} = c_p q d \Delta t^\circ,$$

где c_p — удельная теплоемкость жидкости (Дж/кг); q — расход жидкости ($\text{м}^3/\text{с}$); d — ее плотность ($\text{кг}/\text{м}^3$); Δt° — разность температур жидкости на входе и на выходе преобразователя ($^\circ\text{C}$).

Конструкция проточного преобразователя мощности представляет собой коаксиальную (рис. 11.20а) или волноводную (рис. 11.20б) калориметрическую нагрузку, заполненную протекающей жидкостью.

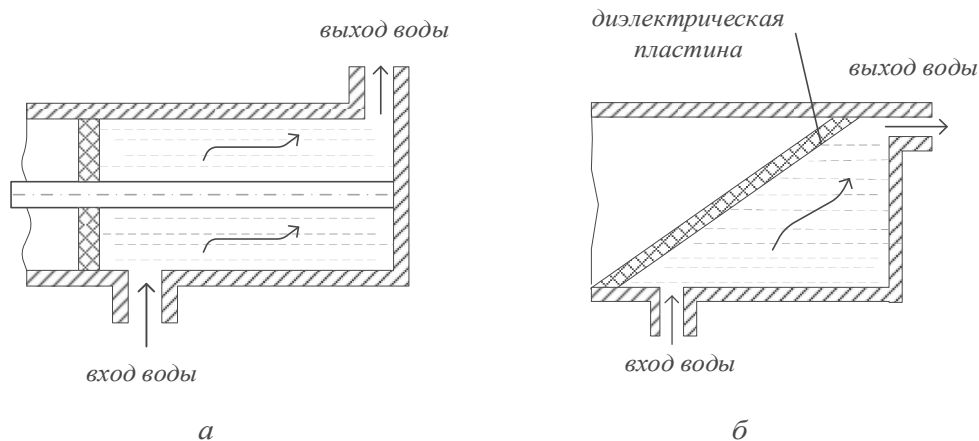


Рис. 11.20. Калориметрические нагрузки:
а — коаксиальная; б — волноводная.

Как правило, поглощающим веществом нагрузки является дистиллированная вода, поскольку она на частотах выше 500 МГц обладает заметными потерями ($\text{tg}\delta > 0.01$). От измерительного тракта жидкость отделена диэлектрическим окном в виде клиновидного выступа или скошенной пластинки из керамики с малыми потерями. Выбор формы и размеров диэлектрического окна, а также длины скоса пластинки или клина делают так, чтобы достичь наименьшего КСВН в возможно более широкой полосе частот. Такие нагрузки могут обеспечивать КСВН не хуже 1.02... 1.05 в полосе 20...30%.

Калориметрический проточный 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. Для увеличения точности применяют двой-

ные циркуляционные схемы с одинаковыми нагрузками. Одна из них нагревается СВЧ-сигналом, вторая — постоянным или НЧ-током так, чтобы разность температур нагрузок была бы равна нулю.

Приведём параметры отечественного калориметрического ваттметра МКЗ-71. Этот прибор с цифровой индикацией результата предназначен для измерения среднего значения мощности непрерывных и импульсно-модулированных СВЧ-колебаний в волноводном тракте. Прибор МКЗ-71 конструктивно 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, совмещённая с нагрузкой.

Основные технические характеристики калориметрического канала прибора МКЗ-71:

- диапазон частот — 5.64...37.5 ГГц;
- пределы измерения средней мощности — 10...1000 Вт;
- СВЧ-тракт: прямоугольный волновод соответствующего частотного поддиапазона;
- погрешность измерения средних значений мощности (без учёта погрешности рассогласования) — $\delta = \pm \left[5 + 0.1 \left(\frac{P_{\max}}{P_x} - 1 \right) \right], \%$;
- КСВН входа — менее 1.2.

Циркуляционные калориметры применяют в основном для измерения больших уровней мощности в области сантиметровых волн. Для миллиметрового диапазона их использование ограничено сложностью выполнения проточных нагрузок в волноводах малого поперечного сечения.

11.6. СВЧ-ваттметры проходящей мощности

Методы измерения проходящей мощности применяют для непрерывного контроля уровня мощности, передаваемой от генератора к нагрузке при эксплуатации СВЧ-устройств различного вида (радиопередатчик, РЛС, устройства СВЧ-нагрева и пр.). Проходящая мощность равна разнице мощностей падающей и отражённой волн. Поэтому самый простой метод ее измерения — использование двух направленных ответвителей и двух ваттметров поглощаемой мощности (рис. 11.21). Результат измерения мощности в плечах направленных ответвителей вычитается в дифференциальном усилителе. На индикаторе будет показана мощность, проходящая в нагрузку с произвольным коэффициентом отражения. Такой ваттметр удобно калибровать, используя образцовую нагрузку с переменным коэффициентом отражения (например, короткозамыкающий плунжер и калиброванный аттенюатор).

К недостаткам метода следует отнести сильное влияние неравномерности частотных характеристик направленных ответвителей, их конечной направленности. Поэтому его чаще используют на фиксированных рабочих частотах с предварительной калибровкой на этой частоте.

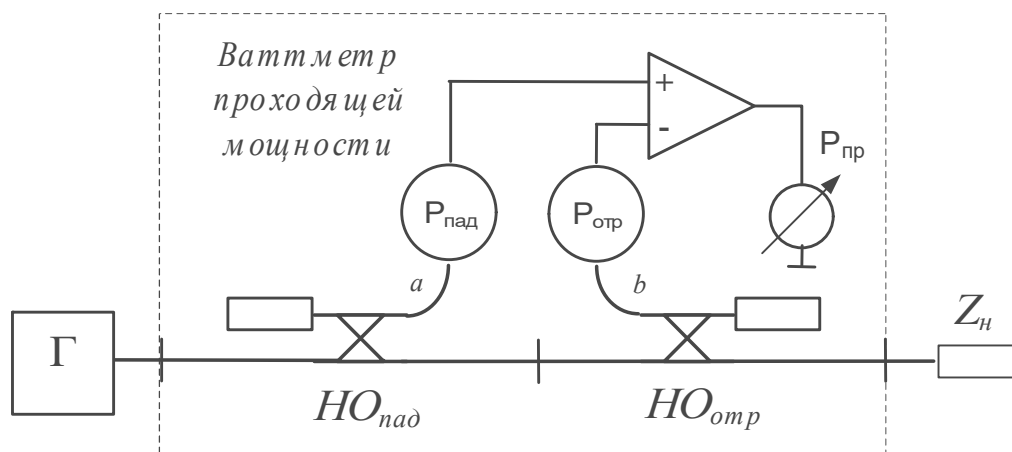


Рис. 11.21. Измеритель проходящей мощности с направленными ответвителями

Другой метод — метод *поглощающей стенки* — основан на терморезисторном методе преобразования мощности СВЧ в тепло. На стенку волновода наносят поглощающую плёнку (плёночный болометр). При поглощении мощности СВЧ плёнка нагревается и меняет своё сопротивление. Для температурной компенсации аналогичную плёнку помещают на внешней стороне волновода. Измеряя разность сопротивлений, определяют мощность, проходящую по волноводу к нагрузке. Ваттметры такого типа инерционны, точность измерения невелика. Они характерны наличием собственного коэффициента отражения, меняющегося в процессе измерения. Такие ваттметры используют в основном для контроля и измерения больших уровней мощности СВЧ. Вторым вариантом поглощающей стенки — *зондовый* метод. На стенке волновода располагают набор зондов-термопар, соединённых последовательно. Зонды погружены внутрь волновода на небольшую глубину (доли миллиметров), что уменьшает собственный коэффициент отражения. Расстояние между зондами и их количество выбирают исходя из длины волны СВЧ-сигнала. Применяют также неэквидистантное (неравномерное) расположение зондов для расширения рабочей полосы прибора. Мощность СВЧ вызывает нагрев термоэлементов, что приводит к появлению термоЭДС на их концах. Ее измеряют электронным вольтметром постоянного тока, шкалу которого градуируют непосредственно в единицах мощности.

Недостатком зондового метода является малая чувствительность, зависимость от частоты и нелинейность преобразования. Их применяют в основном для устройств контроля мощности. В качестве примера рассмотрим параметры отечественного ваттметра М2-35. Это цифровой измеритель проходящей мощности зондового типа. Он обеспечивает измерение проходящей мощности от

0.3 до 10 мВт с погрешностью не ниже $\delta, \% = \pm \left(1.5 + 0.01 \left(\frac{10.0}{P_{\text{пр}}} - 1 \right) \right)$. С прибором

используют два волноводных многозондовых датчика в диапазоне частот от 8.5 до 17.15 ГГц.

В *пондеромоторных* крутильных ваттметрах используют механическое (пондеромоторное) воздействие электромагнитных волн на лёгкую отражающую металлическую пластинку, помещённую между узкими стенками волно-

вода на тонких растяжках. Это воздействие создаёт у пластинки вращающий момент, который пропорционален вектору Умова — Пойтинга (плотности потока электромагнитной энергии) в точке ее расположения. Сила, действующая на пластинку, пропорциональна мощности волны, падающей на пластинку, и зависит от коэффициента отражения от неё ρ :

$$F = P_{\text{пад}} \frac{(1 + |\rho|^2)}{c}.$$

Здесь c — скорость света. Расчёт показывает, что для мощности 1 Вт сила давления мала (порядка 10^{-8} Н) и для ее измерения требуется использовать высокочувствительные крутильные оптико-электрические динамометры.

При отсутствии сигнала СВЧ пластина располагается под некоторым начальным углом к оси волновода, соответствующим нулевой отметке отсчётной шкалы. При распространении по волноводу волны типа H_{10} пластина образует диполь с электрическим моментом, где e — точечный заряд, а l — длина пластинки. Возникающая при этом пара сил создаёт крутящий момент M , поворачивающий пластину на угол $\Delta\alpha$, пропорциональный измеряемой мощности сигнала. Противодействующий момент создаётся упругостью растяжек (μ — удельный момент кручения нити подвески). Угол поворота измеряют прецизионной оптической системой отсчёта. Соотношение между проходящей мощностью и углом поворота включает коэффициент пропорциональности A_k между вращающим моментом и мощностью СВЧ, определяемый экспериментально на каждой частоте:

$$P_{\text{пад}} = \frac{\mu \cdot \Delta\alpha}{A_k}.$$

Пондеромоторный метод измерения является абсолютным методом измерения мощности, поскольку результат может быть напрямую рассчитан на основе измерения массы, длины и времени. Поэтому при надлежащей калибровке на рабочей частоте он обеспечивает высокую точность измерения. Так, прибор СМП-4, используемый для метрологических измерений на частоте 10 ГГц, позволяет измерить мощность СВЧ в диапазоне 0.1...1 Вт с погрешностью $\pm 0.7\%$. Для больших уровней мощности используют пондеромоторный ваттметр, измеряющий давление электромагнитного поля на упругую пластину, установленную в окне узкой стенки волновода. Такой ваттметр позволяет измерить мощность до 1 кВт с погрешностью $\pm 4\%$.

Пондеромоторные ваттметры потребляют незначительную мощность, малоинерционны и не боятся перегрузок. Могут быть использованы вплоть до миллиметрового диапазона волн при образцовых калибровочных измерениях. Главными недостатками пондеромоторных ваттметров являются малая чувствительность, низкая вибростойкость, сложность механической конструкции, требующая изготовления деталей по высшему классу точности, зависимость показаний от частоты.

В ряде случаев для измерения проходящей мощности СВЧ используют эффект Холла. Измерительные датчики Холла представляют собой пластинку полупроводника, помещённую в волновод (рис. 11.22а).

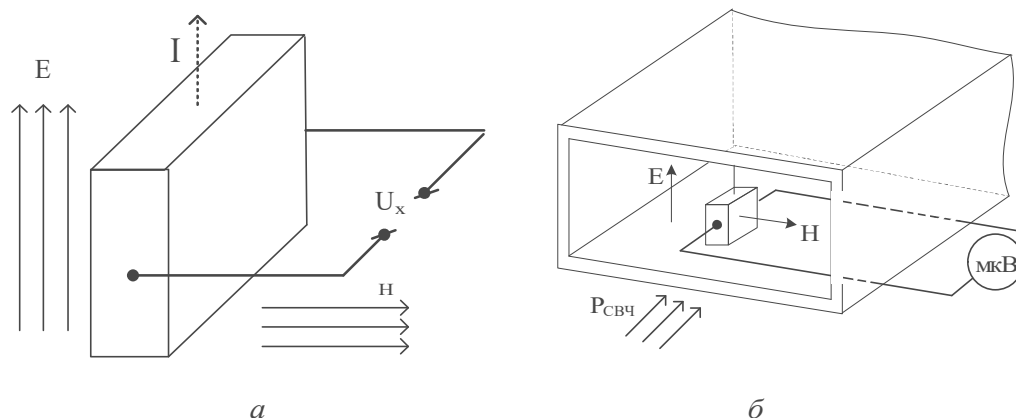


Рис. 11.22. Измеритель проходящей мощности с датчиком Холла

Электрическое поле E волны создаёт в датчике электрический ток I , отклоняемый магнитным полем H к краю пластины. При этом между краями пластинки возникает ЭДС Холла U_x , пропорциональная произведению напряжённостей E и H (что соответствует плотности потока мощности в точке расположения датчика). При измерении мощности СВЧ датчик Холла располагают в волноводе таким образом, чтобы электрическое поле основной волны H_{10} создавало бы в нем ток I , а магнитное поперечное поле волны было бы перпендикулярно поверхности датчика (рис. 11.22б). Измерив ЭДС Холла, определяют проходящую мощность волны в волноводе. Последовательное включение нескольких датчиков Холла вдоль волновода помогает увеличить чувствительность ваттметра.

Датчики Холла просты в конструкции, имеют высокую надёжность, хорошую линейность шкалы и слабую зависимость от частоты. Такие датчики малоинерционны, что позволяет использовать их для измерения импульсной мощности в диапазоне СВЧ. К недостаткам следует отнести невысокую чувствительность (0,4... 10 мкВ/Вт), плохую температурную стабильность, низкую точность и малый динамический диапазон.

В заключение приведём сравнительную таблицу параметров различных методов измерения мощности СВЧ (табл. 11.1).

Таблица 11.1

Характеристики методов измерения мощности СВЧ

Метод	Диапазон измеряемой мощности	Относительная погрешность, %	Постоянная времени, с
Тепловой метод			
Статический калориметр	100 мкВт...1 кВт	0.5...3	до 100
Проточный калориметр	1...10 Вт	2...5	1...100
Терморезисторный метод			
Термистор	1 мкВт...10 Вт	1...5	1
Плёночный болометр	10 мВт...100 мВт	2...5	5...10
Термоэлектрический метод			
Термопара	1...100 мВт	2	0.1
Зондовый датчик	0.3...10 мВт	2...3	0.1

Метод	Диапазон измеряемой мощности	Относительная погрешность, %	Постоянная времени, с
Электронный метод			
Вакуумный диод	20 мВт...200 Вт	10...20 (до 2,5 ГГц)	10^{-3}
Полупроводниковый диод	1 мкВт...1 мВт	5...20 (до 40 ГГц)	10^{-6}
Датчик Холла	1 мВт...0.1 Вт	10...20 (до 2,5 ГГц)	10^{-10}
Пондеромоторный метод			
Крутильный ваттметр	10...200 Вт	2...3 (до 10 ГГц)	2

Контрольные вопросы

1. Каковы определения значений мощности СВЧ-сигналов? Как классифицируют ваттметры СВЧ-диапазона?
2. Как выглядит измерительный тракт ваттметров поглощаемой мощности СВЧ? Как влияет его рассогласование на погрешность измерения мощности?
3. Какими параметрами описывают свойства ваттметров СВЧ?
4. Укажите принцип действия терморезисторных датчиков мощности СВЧ-сигналов. Чем термисторы отличаются от болометров? Их достоинства и недостатки.
5. Как выглядят конструкции коаксиальных и волноводных терморезисторных датчиков мощности? Как обеспечивают их температурную стабильность?
6. Укажите принцип действия термоэлектрических датчиков мощности СВЧ-сигналов, их достоинства и недостатки.
7. Для какой цели в термоэлектрических датчиках мощности используют две термопары?
8. Как устроены диодные преобразователи мощности СВЧ-сигналов, их достоинства и недостатки? Каковы требования к диодам таких датчиков?
9. Как расширяют динамический диапазон диодных датчиков мощности? Для чего используют двухканальные схемы таких приборов?
10. Как строят калориметрические измерители мощности СВЧ-сигналов? Как проводят их калибровку?

12. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ РАДИОСИГНАЛОВ НА СВЧ

12.1. Классификация методов измерения частоты

Определение частоты радиосигналов — часто встречающаяся задача в радиоизмерениях. Напомним, что в радиотехнике *радиосигналом* называют 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.

Частота радиосигнала — важный параметр, который требуется измерять с высокой точностью. Реальный источник сигнала характеризуется дрейфом мгновенной частоты $f(t)$ во времени около номинального значения (частоты несущей). Различают несколько задач, связанных с измерением частоты. Это определение *средней частоты* сигнала, измерение *нестабильности* частоты (долговременной и кратковременной), измерение *частоты заполнения* радиоимпульсов. Закон изменения частоты во времени можно представить в виде совокупности медленного дрейфа частоты (девиация частоты с Δf_d) за выбранное заранее время T (долговременная нестабильность) и быстрых флуктуаций частоты в течение малого времени τ (кратковременная нестабильность) (рис. 12.1).

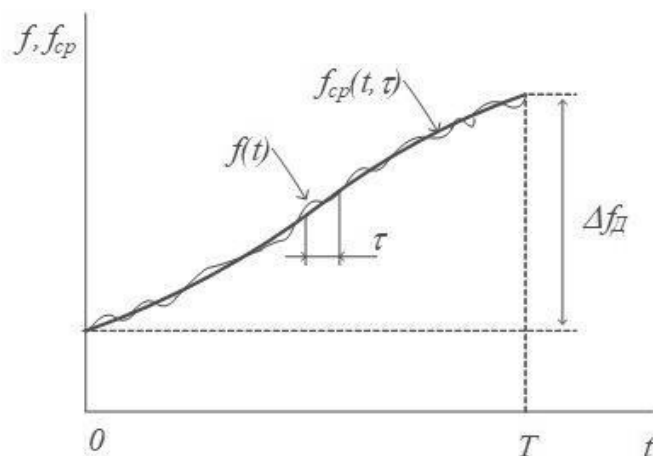


Рис. 12.1. Временная диаграмма мгновенной частоты радиосигнала

Долговременная *нестабильность* частоты Δf_d является функцией абсолютного времени t и длительности интервала наблюдения T , на котором ее измеряют. Определение мгновенной частоты сигнала осуществляется за конечное

время ($T_{\text{изм}}$), определяемое быстроедействием используемого частотомера. Для измерения долговременной нестабильности рекомендованы определенные соотношения между интервалом наблюдения T и временем измерения $T_{\text{изм}}$. В случае большого времени наблюдения T (час, сутки, неделя, месяц) требуется повышенная стабильность параметров самого измерительного прибора.

При определении *кратковременной нестабильности* измеряют отклонение мгновенной частоты от среднего значения за небольшой интервал времени τ . В этом случае необходимо обеспечить малое время $T_{\text{изм}}$, для чего часто используют измерение периода с последующим пересчётом в частоту.

Практически все методы измерения частоты являются методами прямого сравнения с эталоном частоты (мерой). В частотно-временных измерениях используют группу государственных стандартов частоты — высокоточных мер частоты и времени. Это водородный стандарт СВЧ-диапазона со средней долговременной нестабильностью частоты за год до $1 \cdot 10^{-14}$, цезиевый стандарт — до $5 \cdot 10^{-13}$, рубидиевый — до $5 \cdot 10^{-12}$. Привязку рабочих средств измерений к ним осуществляют при помощи измерительных приёмников сигналов эталонных частот (приборы ГОСТ Ч1), компараторов и преобразователей частот, передаваемых радиостанциями Государственной службы частот и времени по радиоканалам и кабельным линиям связи (вид Ч7). Эти приборы обеспечивают точность сравнения частот не ниже ($10^{-9} \dots 10^{-11}$).

Кварцевые генераторы частотомеров являются мерами образцовых частот при проведении рабочих и образцовых измерений. Стабилизация частоты таких генераторов основана на использовании пьезоэлектрического эффекта в кристаллах кварца, помещённых в электрическое поле. Механические колебания в кристалле обеспечивают резонанс на частоте, определяемой размерами и геометрией кварцевой пластинки. Добротность такого резонатора весьма велика, что обеспечивает высокую стабильность частоты генератора. Долговременная нестабильность частоты определяется старением кварцевого резонатора и изменением его параметров под воздействием температуры, влажности, вибраций. Для ее уменьшения используют герметизацию кварца и помещение его в термостат. Это обеспечивает относительный уход частоты до 10^{-8} за сутки и до $5 \cdot 10^{-7}$ за год эксплуатации. Кратковременная нестабильность таких генераторов обусловлена тепловыми шумами кварцевого резонатора, дробовым шумом активных элементов схемы. Типичные значения кратковременной нестабильности частоты кварцевых генераторов порядка 10^{-10} за время усреднения 1 с и 10^{-9} при усреднении в течение часа. В мерах частоты наиболее часто используют кварцевые резонаторы с собственной частотой порядка нескольких мегагерц. Для получения более высоких эталонных частот (вплоть до диапазона СВЧ) применяют умножение частоты кварцевого генератора.

Измерение частоты радиосигналов производят *частотомерами* — электронно-счётными (ЭСЧ) (вид по ГОСТ Ч3) или резонансными (вид Ч2). Наиболее полную информацию о частотных свойствах сигнала (в том числе и значение несущей частоты) получают с помощью спектроанализаторов.

В диапазоне СВЧ наиболее распространены два метода измерения частоты. Традиционный *резонансный* метод в настоящее время имеет вспомогательный характер и применяется в основном в частотомерах аналоговых измерительных генераторов СВЧ и на миллиметровых длинах волн. Более точный метод измерения — метод *дискретного счета* — используют в электронно-счётных частотомерах СВЧ. Другие методы — с использованием измерительной линии, гетеродинный способ сравнения частот (метод нулевых биений) и пр. — применяются редко из-за трудоёмкости и низкой точности.

12.12. Аналоговые методы измерения частоты СВЧ-сигналов

Рассмотрим **резонансный метод** измерения частоты. Он заключается в сравнении измеряемой частоты f_x с собственной частотой колебаний f_0 высокодобротного образцового резонатора. Резонатор делается перестраиваемым по частоте с помощью прецизионного механизма, снабжённого шкалой. Предварительно делается калибровка резонатора — шкала механизма перестройки градуируется в единицах резонансной частоты. Таким образом, резонатор выступает здесь в качестве промежуточной меры частоты.

Методика измерения частоты резонансным способом такова. Колебательная система через элемент связи возбуждается исследуемым сигналом. С помощью механизма перестройки меняют собственную частоту колебаний резонатора до тех пор, пока она не совпадает со входной частотой. Момент резонанса фиксируют по максимальному показанию индикатора уровня сигнала в резонаторе. По шкале перестройки производят отсчёт результата измерения.

В резонансных частотомерах используют различные типы колебательных систем. На относительно низких частотах применяют объёмные коаксиальные резонаторы нескольких типов. *Полуволновый* резонатор представляет собой закороченный с двух концов отрезок коаксиальной линии. Длину отрезка линии меняют с помощью короткозамыкающего плунжера (рис. 12.2а). Резонанс наступает при кратности длины резонатора L половине длины волны измеряемого колебания λ :

$$L = n \frac{\lambda}{2}, \quad n = 1, 2, 3 \dots$$

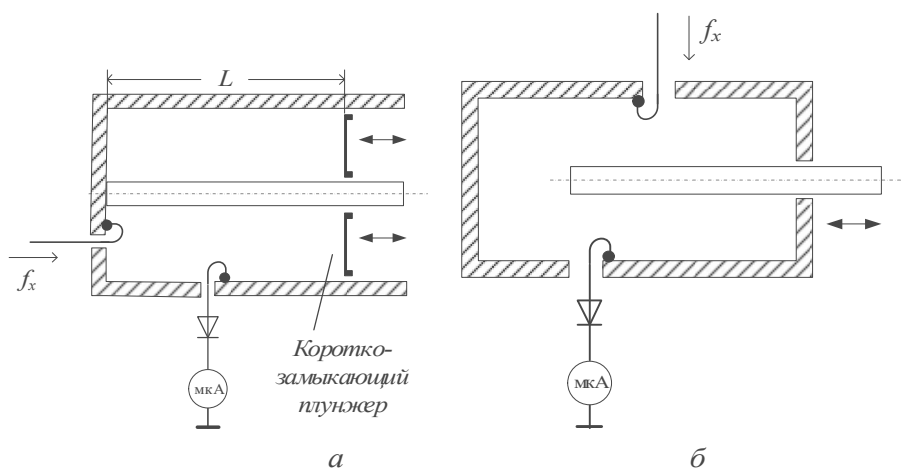


Рис. 12.2. Коаксиальные резонансные частотомеры: а — полуволновый; б — четвертьволновый.

Полуволновый резонатор является по сути *волномером* — измерителем длины волны колебаний — и не требует предварительной градуировки по частоте. Измерения можно провести по шкале в единицах длины. Для этого, перестраивая резонатор, последовательно фиксируем два соседних резонанса. Разница между двумя отсчётами равна половине длины волны. Частота определяется расчётным путём $f = \frac{299,778}{\lambda, [\text{мм}]}$, [ГГц]. Такие конструкции резонаторов используют в области 1...3 ГГц. На более низких частотах размеры полуволнового резонатора становятся слишком большими. На более высоких частотах диапазон перестройки по длине становится слишком маленьким и требует повышенной точности механизма. Полуволновые резонаторы используют редко из-за малого диапазона перестройки и трудностей осуществления надёжного контакта плунжера.

Более удобен для измерений четвертьволновый резонатор с подвижным центральным проводником (рис. 12.2б). 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 (резонатор с *нагруженной линией*). Коаксиальная часть резонатора представляет собой индуктивность контура. 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. 12.3а), так и аксиально-однородный тип H_{011} (рис. 12.3б).

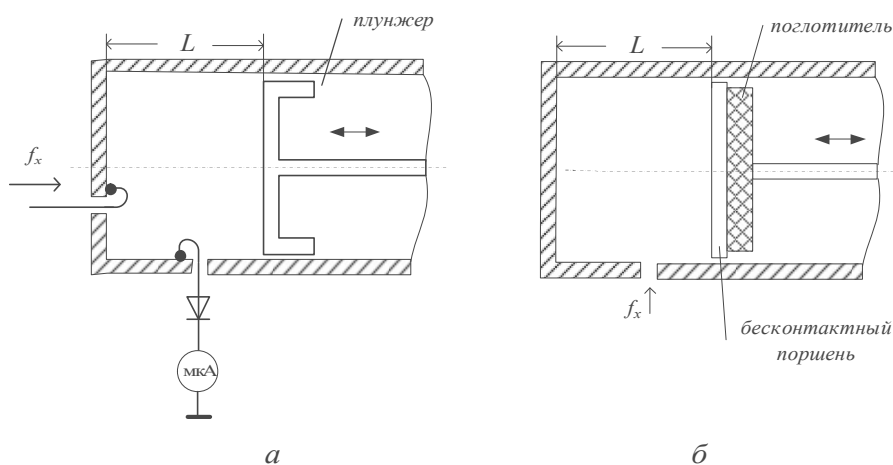


Рис. 12.3. Волноводные резонансные частотомеры
 а — резонатор с колебанием H_{111} ; б — резонатор с колебанием H_{011} .

В первом случае (тип H_{111}) резонансная длина волны λ_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, нанесённого на заднюю стенку плунжера. Связь между размерами резонатора и резонансной длиной волны λ_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 (рис. 12.4а). Настройка в резонанс осуществляется по максимуму показаний индикатора детектора. В ряде случаев удобнее использовать резонатор с поглощением на резонансной частоте (*абсорбционная схема*). В этом случае используют один элемент связи (рис. 12.3б), а детектор включают в конце линии передачи (рис. 12.4б). 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, а показания индикатора падают.

Зависимость показаний индикатора от перестройки резонатора повторяет форму АЧХ колебательного контура. Точность фиксации момента резонанса будет зависеть от остроты этой характеристики, то есть от нагруженной добротности резонатора Q_n . Напомним, что нагруженная добротность — это отношение запасённой энергии в резонаторе к мощности потерь как в резонаторе, так и во входной цепи и детекторе. Для одиночного контура (резонатора) это эквивалентно другому определению добротности как отношению резонансной частоты к полосе пропускания по уровню -3 дБ. Поэтому для повышения точности фиксации момента резонанса надо сужать АЧХ резонатора, т. е. увеличивать нагруженную добротность. Это делают, применяя:

- увеличение запасённой энергии. Для этого выбирают оптимальный тип поля и объем резонатора;
- снижение активных потерь в резонаторе. Внутренняя поверхность резонатора серебрится и полируется. Контакты делаются с минимальным пере-

ходным сопротивлением, используют специальные конструкции бесконтактных плунжеров;

- уменьшение связи резонатора с источником сигнала ($K_{св1}$) и детектором ($K_{св2}$). Это делается выбором оптимальной площади петель связи, размеров отверстий связи и пр. Выбор оптимальной связи — это компромисс между чувствительностью частотомера и его добротностью.

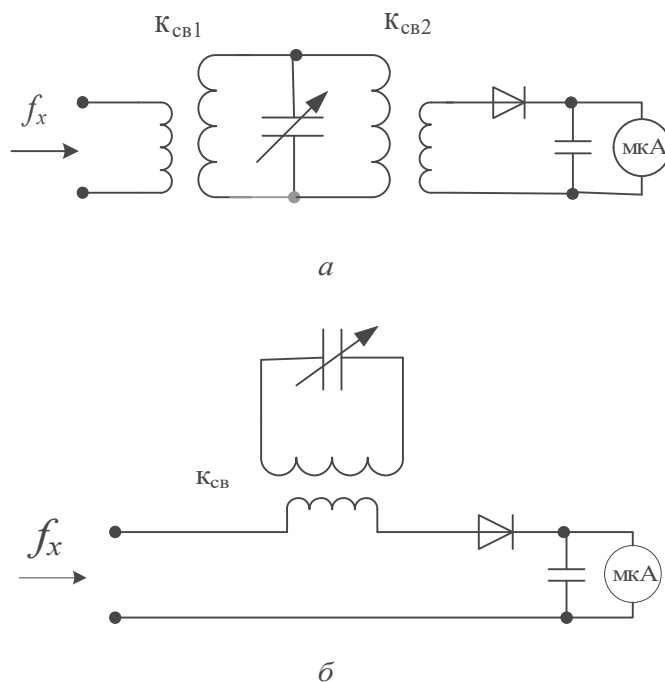


Рис. 12.4. Эквивалентные схемы включения резонатора:
а — проходная; *б* — схема с отражением.

В коаксиальных резонаторах удаётся получить нагруженную добротность порядка 1000...2000, волноводные конструкции могут быть реализованы с добротностью до 10 000 и более.

Рассмотрим другие причины погрешностей резонансных частотомеров. Это нестабильность градуировки шкалы за счёт температурных изменений и старения материала резонатора. Уменьшают эту погрешность, применяя для изготовления резонатора материалы с малым температурным коэффициентом расширения (инвар, ковар), а также прецизионные механизмы перестройки со стабильными характеристиками. Ещё одна составляющая погрешности — дискретность шкалы (конечная цена деления). Ее уменьшают, используя точные винтовые механизмы перестройки с мелким шагом резьбы и спиральные шкалы увеличенной длины.

Точность резонансного метода может быть достаточна для технических измерений (погрешность до 0,01%). Резонансные частотомеры обладают достаточно высокой чувствительностью и применяются для измерения частоты в диапазоне до 50 ГГц. Они не требуют питания, компактны и используются в основном как встраиваемые частотомеры для аналоговых генераторов СВЧ.

К их недостаткам относят трудоёмкость процедуры измерения, сложность изготовления и дороговизну.

В ряде случаев для измерения частоты на ВЧ и СВЧ удобно использовать *гетеродинный* метод сравнения частот. В этом методе в качестве источника образцовой частоты используют плавно перестраиваемый генератор — гетеродин (рис. 12.5). Например, это может быть синтезатор частоты с малым шагом перестройки, перекрывающий рабочий диапазон частотомера.

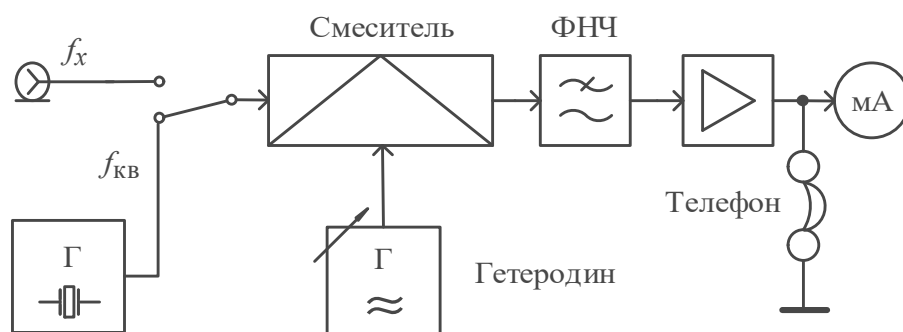


Рис. 12.5. Гетеродинный метод сравнения частот

Исследуемый сигнал и сигнал гетеродина подают на смеситель. На его выходе ставят узкополосный фильтр НЧ и усилитель с магнитоэлектрическим прибором-индикатором нулевых биений. Если разность образцовой и измеряемой частоты близка к нулю, выходной сигнал смесителя попадает в полосу пропускания фильтра. На индикаторе при этом видны биения сигналов двух близких частот («нулевые биения»), в электромагнитных телефонах слышен тон разностной частоты. При точном совпадении частот получаем постоянно или медленно меняющиеся показания индикатора. Совпадение частот контролируется по индикатору с высокой точностью (до долей герца). В качестве нуль-индикатора можно применить осциллограф, на экране которого наблюдают сигнал нулевых биений. В ряде случаев применяют дополнительный низкочастотный частотомер, которым измеряют разностную частоту сигнала на выходе.

Для расширения частотного диапазона метода используют высшие гармоники гетеродина. Меняя частоту гетеродина, добиваются совпадения частоты одной из его гармоник с измеряемой частотой. Результат измерения отсчитывают по шкале гетеродина с учётом номера используемой гармоники.

Погрешность метода определяется в основном погрешностью градуировки гетеродина. Непосредственно перед измерениями ее корректируют с помощью дополнительного калибратора. Он представляет собой кварцевый высокостабильный генератор, вырабатывающий сетку гармоник с кратными частотами. Сигнал калибратора подают на вход смесителя и устанавливают частоту гетеродина по его шкале на значение частоты одной из гармоник калибратора. Плавной корректировкой частоты гетеродина добиваются ее совпадения с частотой выбранной гармоники калибратора.

Гетеродинные частотомеры (вид по ГОСТ Ч4), использующие метод сравнения частот, — дешёвые и простые в производстве приборы. Они обладают удовлетворительной точностью (погрешность в пределах $10^{-3} \dots 10^{-5}$), высокой чувстви-

тельностью, широким частотным диапазоном (от единиц до сотен мегагерц). Однако измерения с их помощью занимают много времени и трудоёмки. Сложность измерения частоты в СВЧ-диапазоне гетеродинным методом состоит в том, что при временной нестабильности источника сигнала или гетеродина поймать момент равенства частот бывает затруднительно. Это ограничивает применение гетеродинного метода диапазоном частот порядка единиц гигагерц. Гетеродинный метод используют в переносчиках частоты цифровых ЭСЧ СВЧ-диапазона.

12.3. Цифровые методы измерения частоты в СВЧ-диапазоне

Для измерений частоты повышенной точности используют *метод дискретного счета*. Его принцип заключается в подсчёте 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, по сути, является разновидностью метода сравнения частот. Результат показывает, во сколько раз неизвестная частота больше эталонной, из которой формируют интервал $T_{сч}$. Значение N соответствует целому числу периодов $T_x = 1/f_x$, укладывающихся в интервале $T_{сч}$.

Приборы, основанные на методе дискретного счета, называют *электронно-счётными частотомерами* (ЭСЧ, англ. electronic counters). Современные ЭСЧ — это многофункциональные приборы для измерения частотно-временных параметров сигналов (частоты, периода, числа импульсов, временных интервалов и пр.).

Структурная схема ЭСЧ в режиме *прямого* измерения частоты представлена на рисунке 12.6.

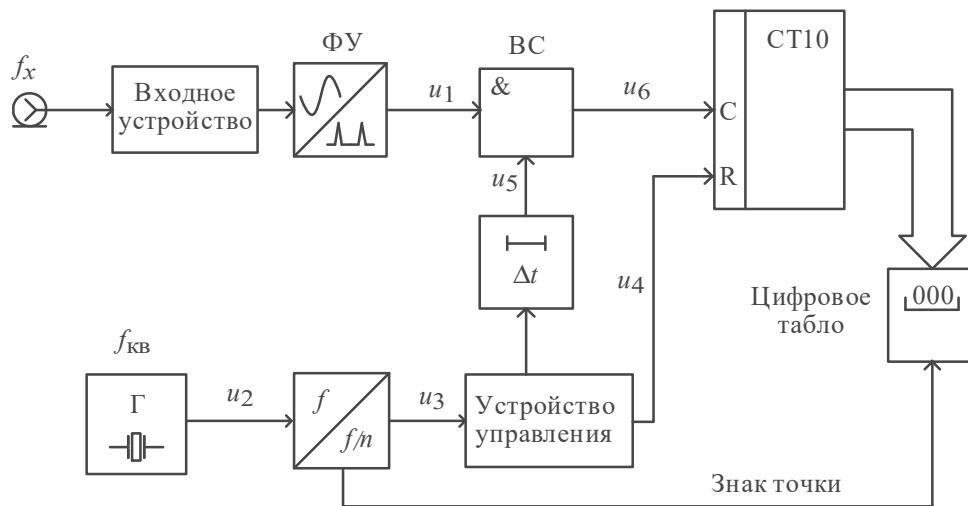


Рис. 12.6. Структурная схема ЭСЧ в режиме прямого счета

Сигнал неизвестной частоты f_x подают на вход ЭСЧ. *Входное устройство* содержит аттенюатор, схему автоматической регулировки усиления и подавитель внешних помех (сглаживающий фильтр). Обычно ЭСЧ имеет большое входное сопротивление (порядка 1 МОм), но для СВЧ-измерений используют стандартное входное сопротивление 50 или 75 Ом.

Формирующее устройство (ФУ) преобразует входной сигнал синусоидальной (или другой формы) в короткие импульсы u_1 , частота повторения которых равна частоте входного сигнала (рис. 12.7).

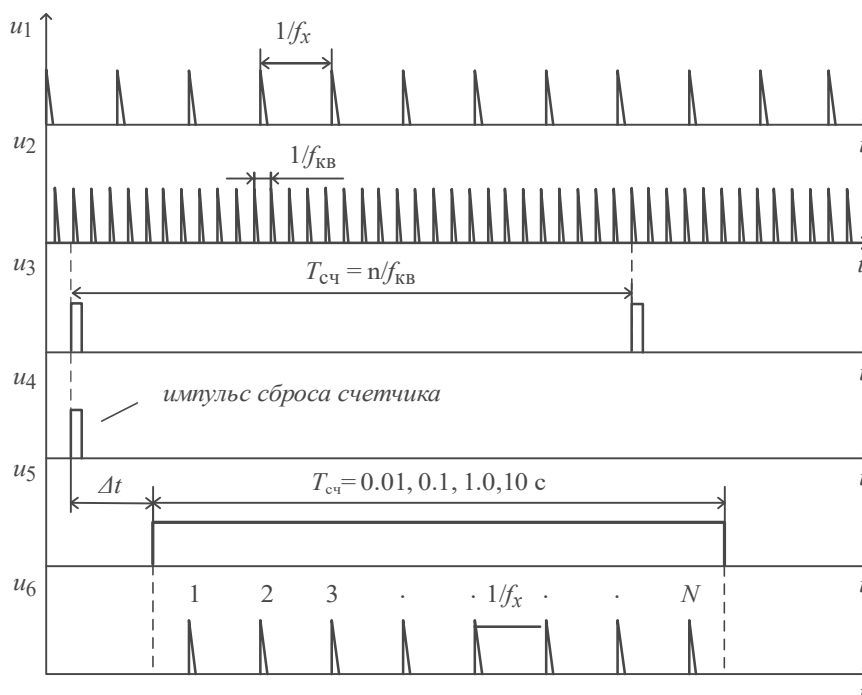


Рис. 12.7. Временные диаграммы сигналов в режиме прямого счета

Так как именно эти импульсы в дальнейшем поступают на счётчик, то их называют *счётными импульсами*. *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 образцовой частоты $f_{кв} = 1/T_{кв}$, вырабатываемая высокостабильным генератором. В ЭСЧ используют термостатированные генераторы с кварцевой стабилизацией частоты. Возможно также использование внешних эталонных источников частоты.

Установку $T_{сч}$ производят делением частоты $f_{кв}$ с помощью *декадного делителя частоты*. Коэффициент деления устанавливают из соотношения $n = 10^k$, $k = 0, 1, 2, \dots$. При этом $T_{сч} = nT_{кв} = T_{кв}10^k$. Выбор временных ворот $T_{сч}$ определяет время усреднения частоты, поскольку ЭСЧ измеряет именно *среднюю* частоту. Обычно применяют временные ворота в пределах 10 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 заданный 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 счётчик из устройства управления посылает импульс сброса u_3 . Одновременно триггером устройства управления формируют прямоугольный строб-импульс длительностью $T_{сч}$. Этот импульс сдвигают во времени в *устройстве задержки* на небольшое время Δt , необходимое для завершения сброса счётчика. После задержки импульс u_4 (временные ворота) подают на временной селектор и открывают его. Число импульсов u_5 , проходящих через временной селектор на *счётчик*, равно: $N = \text{int} [f_x T_{сч}]$, где $\text{int} []$ означает целую часть числа.

Процесс измерения частоты сводится к подсчёту числа импульсов N , укладываемых в временные ворота $T_{сч}$, дешифрации показаний счётчика 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 учётом 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 на индикаторе даёт 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* δ_d :

$$\delta f = \sqrt{\delta_{кв}^2 + \delta_d^2}.$$

Первая составляющая является погрешностью меры и определяется нестабильностью частоты кварцевого генератора, а также погрешностью его калибровки. Типовые значения нестабильности термостатированного генератора ЭСЧ составляют $\pm (1 \cdot 10^{-7} \dots 5 \cdot 10^{-9})$ 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 подсчёте количества периодов составляет ± 1 , что соответствует единице последнего разряда индикатора ЭСЧ. 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 ВЧ и СВЧ (более сотни мегагерц) она становится меньше нестабильности частоты опорного генератора и ею можно пренебречь.

В настоящее время в современных ЭСЧ метод прямого счета используется редко. Включение в состав прибора микропроцессора позволило использовать более совершенный комбинированный метод *косвенного или относительного измерения частоты* (англ. reciprocal counting).

Схема частотомера с комбинированным методом измерения содержит не один, а два временных селектора и два счётчика (рис. 12.8).

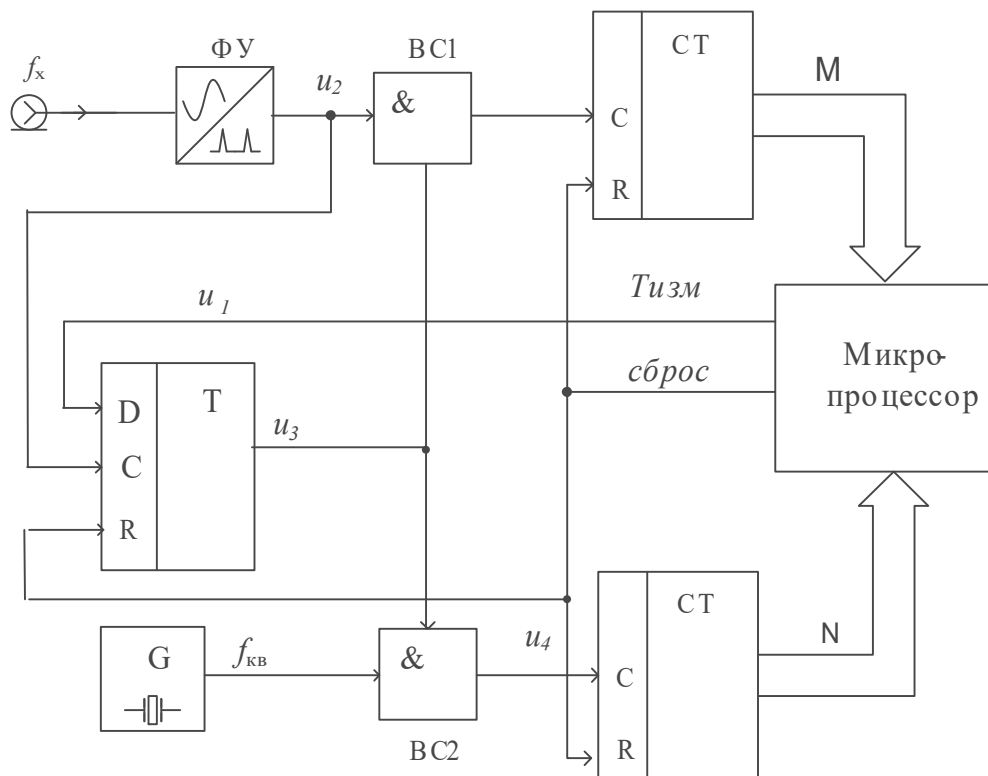


Рис. 12.8. Схема частотомера с косвенным методом измерения

Сначала задают требуемое время измерения (время усреднения) $T_{\text{изм}}$ исходя из поставленной измерительной задачи. Это время не обязательно должно быть кратно 10. Микропроцессор формирует прямоугольный импульс u_1 длительностью $T_{\text{изм}}$ (рис. 12.9).

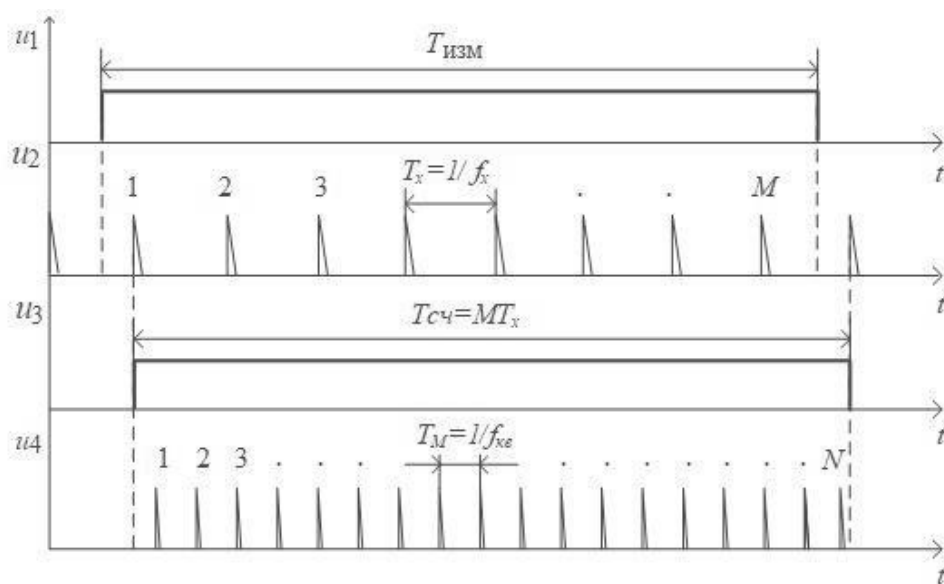


Рис. 12.9. Временные диаграммы сигналов для метода косвенного измерения частоты

Первый счётчик фиксирует M импульсов входного сигнала u_2 , укладываемые в этот интервал. Далее с помощью D -триггера формируют строб-импульс u_3 временных ворот для второго селектора. Длительность этого строб-импульса равна целому количеству периодов T_X входного сигнала $M \cdot T_X = M/f_x$. Ее измеряют, заполняя образцовыми импульсами от кварцевого генератора с образцовым периодом меток времени T_M . Пропуская их через второй временной селектор, подсчитывают N импульсов u_4 , укладываемых во временные ворота MT_X . Искомое значение частоты затем вычисляется микропроцессором:

$$f_{\text{вх}} = \frac{1}{T_x} \approx \frac{M}{N \cdot T_M}.$$

Достоинством такого метода является то, что погрешность измерения не зависит от входной частоты. Действительно, абсолютная погрешность измерения длительности интервала MT_X равна метке времени T_M . Относительная погрешность дискретности при этом равна

$$\delta_d = \frac{T_M}{MT_X} = \frac{T_M}{T_{\text{сч}}} \approx \frac{T_M}{T_{\text{ивм}}}.$$

Таким образом, погрешность дискретности зависит от выбранного времени измерения $T_{\text{изм}}$ и длительности метки времени T_M и постоянна во всем диапазоне измерения частоты. Поэтому разрешающую способность таких частотомеров часто указывают не в единицах частоты (Гц), а в количестве десятичных знаков результата для времени измерения 1 с. Так, для опорной частоты 10 МГц метка времени равна $T_M = 10^{-7}$. Погрешность измерения частоты будет составлять 10^{-7} , а число знаков в результате — 7 знаков/с. Таким образом, улучшение разрешающей способности ЭСЧ с косвенным методом измерения требует применения высокостабильного генератора меток с малым периодом.

Верхняя граница измеряемых частот определяется быстродействием основных элементов схемы, и прежде всего счётчиков. Для большинства ЭСЧ эта граница составляет несколько сотен мегагерц. Для расширения рабочего диапазона частот ЭСЧ в область СВЧ применяют перенос частоты сигнала вниз.

12.4. Преобразователи и переносчики частоты СВЧ-диапазона

Для преобразования измеряемой частоты СВЧ-сигналов вниз (*англ.* down-conversion) используют несколько методов:

- 1) деление входной частоты («прескалирование» — *англ.* prescaling);
- 2) дискретное гетеродинное преобразование частоты;
- 3) перенос частоты вниз с использованием системы с ФАПЧ.

Деление входной частоты — наиболее простой метод увеличения рабочего диапазона. Современные делители СВЧ-диапазона позволяют уменьшить частоту входного сигнала в целое число раз. Для увеличения коэффициента деления применяют каскадное соединение нескольких делителей. Достоинством такого способа является простота и надёжность. В качестве примера рассмотрим группу частотомеров ЧЗ-99...ЧЗ-102, которые выпускаются под маркой

«ПрофКиП». Эти приборы имеют три измерительных канала. По входу канала А проводят измерение частоты от 0.001 Гц до 300 МГц, по входу В — от 0.001 Гц до 1500 МГц. Канал С обеспечивает измерение частоты с использованием деления частоты входных сигналов от 1.5 до 17.85 ГГц (коэффициент деления = 127, прибор ЧЗ-99), от 1.5 Гц до 25.95 ГГц (ЧЗ-100), от 1.5 до 37.5 ГГц (ЧЗ-101), 1.5 Гц до 40 ГГц (ЧЗ-102). В приборе используются времена счета от 1 мкс до 10 с, частота внутреннего опорного генератора 10 МГц, нестабильность не ниже $\pm 2 \cdot 10^{-7}$, минимальная метка времени 5 нс.

Дискретное гетеродинное преобразование частоты позволяет перенести измеряемую частоту в область более низких частот путём вычитания из неё известной образцовой частоты. На рисунке 12.10 представлена структурная схема преобразователя частоты такого типа.

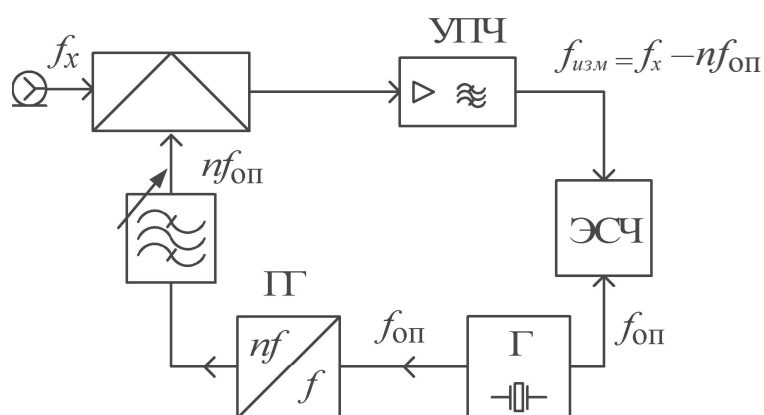


Рис. 12.10. Дискретный гетеродинный преобразователь частоты

Сигнал опорной частоты $f_{оп}$ с кварцевого генератора ЭСЧ подают на умножитель частоты — генератор гармоник (ГГ). Основным элементом его является диод с накоплением заряда, который формирует кратковременный импульс с коротким фронтом. Спектр сигнала ГГ содержит набор гармоник, частоты которых кратны исходной опорной частоте. Узкополосным перестраиваемым фильтром выделяют n -ю гармонику так, чтобы выходная частота смесителя $f_{изм} = f_x - n f_{оп}$ попадала бы в полосу пропускания усилителя промежуточной частоты. Выходной сигнал с УПЧ подают на ЭСЧ. Результат измерения — частоту входного сигнала — определяют по известному номеру гармоники и показаниям ЭСЧ: $f_x = n f_{оп} + f_{изм}$. Опорная частота $f_{оп}$ используется в ЭСЧ для формирования времени счета, поэтому погрешность измерения частоты СВЧ-сигнала не превышает погрешности частотомера.

Метод дискретного преобразования неудобен тем, что необходим ручной подбор номера гармоники гетеродина. Для автоматизации выбора гармоники используют электрически перестраиваемые фильтры на ЖИГ-сферах, управляемые сигналом на выходе УПЧ.

В настоящее время чаще применяют *автоматизированные переносчики частоты с фазовой автоподстройкой частоты* (рис. 12.11), аналогичные преобразователям частоты в синтезаторах СВЧ с косвенным синтезом частоты.

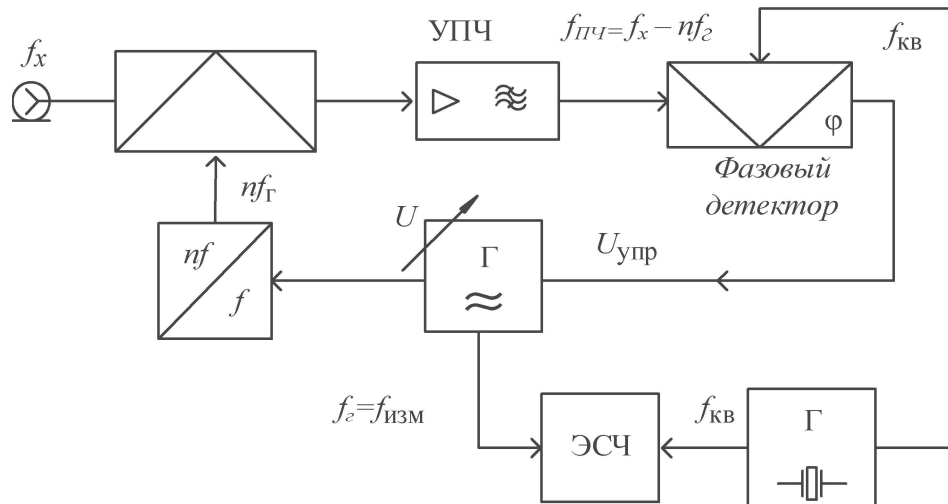


Рис. 12.11. Переносчик частоты с ФАПЧ

Гетеродин, управляемый напряжением, вырабатывает сигнал с частотой f_{Γ} . Генератор гармоник создаёт на выходе набор гармонических составляющих этого сигнала, которые селектируются узкополосным фильтром. Смеситель преобразует входной сигнал и n -ю гармонику гетеродина в гармонический сигнал промежуточной частоты $f_{ПЧ}$. Он поступает на фазовый детектор, на который подаются также сигнал опорной частоты с кварцевого генератора. На выходе фазового детектора вырабатывается управляющее напряжение системы ФАПЧ, которое подстраивает гетеродин до наступления синхронизации (захвата частоты) по какой-либо гармонике гетеродина. При захвате выполняется условие $f_x - nf_{\Gamma} = f_{оп}$, где $f_{оп}$ — известная опорная частота, а частота гетеродина $f_{\Gamma} = f_{изм}$ измеряется с помощью ЭСЧ.

Если ориентировочное значение измеряемой частоты неизвестно, то номер используемой гармоники можно определить по двум измерениям. Для этого перестройкой гетеродина добиваются захвата частоты по двум соседним гармоникам с номерами n и $n + 1$. На ЭСЧ получают два значения частоты гетеродина, соответствующие соотношениям $f_x - nf_{\Gamma 1} = f_{оп}$ и $f_x - (n + 1)f_{\Gamma 2} = f_{оп}$. Отсюда определяют номер гармоники

$$n = \frac{f_{\Gamma 2}}{(f_{\Gamma 1} - f_{\Gamma 2})}$$

и входную частоту сигнала

$$f_x = \frac{f_{\Gamma 1} f_{\Gamma 2}}{(f_{\Gamma 1} - f_{\Gamma 2})}.$$

Другой способ определения номера гармоники состоит в измерении частоты входного сигнала на прямом ($f_x - nf_{\Gamma 1} = f_{оп}$) и зеркальном ($nf_{\Gamma 2} - f_x = f_{оп}$) каналах переносчика. В этом случае номер гармоники рассчитывается по формуле: $n = \frac{2f_{оп}}{(f_{\Gamma 1} - f_{\Gamma 2})}$. Такие методы устранения неоднозначности выбора номера гармоники могут быть реализованы как в ручном, так и в автоматическом режиме работы переносчика.

Достоинством переносчиков частоты с системой ФАПЧ является возможность измерения несущей частоты импульсно-модулированных (ИМ) сигналов. Система ФАПЧ обладает большой инерционностью и позволяет сохранить синхронизацию гетеродина в промежутках между импульсами. При этом на ЭСЧ подаётся сигнал гетеродина с постоянной частотой. В случае коротких радиоимпульсов, когда захват ФАПЧ в автоматическом режиме настройки может быть неустойчивым, используют ручной режим поиска гармоник по осциллографическому или стрелочному индикатору, включённому на выходе фазового детектора. Для этого при разомкнутой петле ФАПЧ перестраивают гетеродин до тех пор, пока на осциллографе не получится картина нулевых биеений несущей частоты импульса с частотой гармоник гетеродина.

Преимуществом переносчиков 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 достигает 40 ГГц и выше.

В качестве примера рассмотрим параметры современного 12-разрядного частотомера СВЧ Keysight 53151A (рис. 12.12).



Рис. 12.12. Частотомер Keysight 53151A с блоком СВЧ преобразователя частоты

Рабочий диапазон частот — канал 1: 10 Гц...125 МГц, канал 2: 50 МГц...26.5 ГГц. Минимальное время измерения порядка 140 мс. Разрешающая способность устанавливается в пределах 1 Гц...1 МГц (время счета 1 мкс...1 с). Чувствительность по 1-му каналу не ниже 25 мВ (входное сопротивление 1 МОм), по 2-му каналу: -25 дБм (50 Ом). Прибор обеспечивает также измерение мощности по каналу 2 от -20 до 7 дБм с разрешением 0.01 дБм (погрешность ± 2 дБ).

Контрольные вопросы

1. Дайте определение частоты радиосигнала. Как измеряют ее долговременную и кратковременную нестабильность? Какие методы применяют для этих измерений?

2. Что является эталоном и мерой частоты, используемых при ее измерениях? Какие условия необходимо выполнить для использования меры частоты в практических (рабочих) измерениях?

3. В каких случаях целесообразно использовать резонансный метод измерения частоты? Опишите методику измерения частоты. От чего зависит точность измерения резонансным методом?

4. Опишите конструкции резонаторов, используемых для измерения частоты. Какие требования к ним применяются?

5. Что такое метод дискретного счета? Для каких видов измерений его применяют? Укажите его достоинства и недостатки.

6. Как реализуют метод дискретного счета методом прямого измерения частоты? Чем определяется верхняя и нижняя границы рабочего диапазона частот? Как можно расширить этот диапазон?

7. Укажите основные составляющие погрешности измерения частоты методом дискретного счета. Как производят уменьшение погрешности дискретности?

8. Какие функции выполняет формирующее устройство электронно-счётного частотомера?

9. Как формируются временные ворота при измерении частоты методом прямого счета? Почему их длительность выбирают кратной 10?

10. Опишите косвенный метод измерения частоты, используемый в вычислительных электронно-счётных частотомерах.

11. Для чего в ЭСЧ применяют преобразователи частоты? Какие типы преобразователей используют для частотомеров СВЧ?

12. Как осуществляют уменьшение частоты входного сигнала в дискретном преобразователе частоты? Из каких соображений выбирают номер гармоники гетеродина?

13. Как строят переносчики частоты с ФАПЧ? Как определяют номер гармоники гетеродина в этом преобразователе частоты?

14. Укажите достоинства и недостатки переносчика частоты с ФАПЧ. Как измеряют несущую частоту радиоимпульса с помощью этого переносчика?

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Список сокращений и их англоязычные эквиваленты

- АИМ — амплитудно-импульсная модуляция.
АМ — амплитудная модуляция (АМ — Amplitude Modulation).
АРМ — автоматическая регулировка мощности (АРС — Automatic Power Control).
АРУ — автоматическая регулировка усиления (АГС — Automatic Gain Control).
АС — анализатор спектра.
АЦП — аналого-цифровой преобразователь (ADC — Analog to Digital Converter).
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика (frequency response curve).
БОЗУ — быстрое оперативное запоминающее устройство.
БПН — «быстрое» пилообразное напряжение.
БПФ — быстрое преобразование Фурье (FFT — Fast Fourier Transform).
ВАЦ — векторный анализатор цепей.
ВАХ — вольт-амперная характеристика.
ВС — временной селектор.
ВЧ — высокие частоты (RF — Radio Frequencies).
ГВЗ — групповое время запаздывания (Group Delay).
ГКЧ — генератор качающейся частоты (sweep generator).
ГУН — генератор, управляемый напряжением (VCO — Voltage-Controlled Oscillator).
ГШ — генератор шума.
ГШТ — газоразрядная шумовая трубка.
ДПФ — дискретное преобразование Фурье.
ЖИГ — железо-иттриевый гранат (YIG — Yttrium Iron Garnet).
ИКШ — измеритель коэффициента шума
КЗ — короткозамкнутая нагрузка (SC — Short Circuit).
КНИ — коэффициент нелинейных искажений (THD — Total Harmonic Distortion).
КБВ — коэффициент бегущей волны.
КСВН — коэффициент стоячей волны по напряжению (VSWR — Voltage Standing Wave Ratio).
ЛПД — лавинно-пролетный диод.
МОЗУ — медленное оперативное запоминающее устройство.
МПН — медленное пилообразное напряжение.
МПС — микропроцессорная система.
НО — направленный ответвитель (DC — Directional Coupler).
НЧ — низкие частоты (LF — Low Frequencies).
ОЗУ — оперативное запоминающее устройство.

ООС — отрицательная обратная связь (FB — Feedback).
 ПЗУ — постоянное запоминающее устройство.
 ПЗФ — полосно-заграждающий фильтр (BSF — Band Stop Filter).
 ПОС — положительная обратная связь.
 ППФ — полосно-пропускающий фильтр (BPF — Band Pass Filter).
 ПХ — переходная характеристика.
 ПЧ — промежуточная частота (IF — Intermediate Frequency).
 СВЧ — сверхвысокие частоты (MW — MicroWaves).
 СН — согласованная нагрузка (Matched Load).
 СПМШ — спектральная плотность мощности шума.
 С/Ш — отношение сигнал/шум (SNR или S/N — Signal-to-Noise Ratio).
 ТБВ — трубка бегущей волны.
 ТКС — температурный коэффициент сопротивления.
 УПТ — усилитель постоянного тока.
 УПЧ — усилитель промежуточной частоты.
 УСЗ — устройство синхронизации и запуска.
 ФАПЧ — фазовая автоподстройка частоты (PLL — Phase-Locked Loop).
 ФВ — фазовращатель.
 ФВЧ — фильтр высоких частот (HPF — High Pass Filter).
 ФД — фазовый детектор (phase detector).
 ФНЧ — фильтр низких частот (LPF — Low Pass Filter).
 ФУ — формирующее устройство.
 ФЧХ — фазочастотная характеристика (phase-frequency variation).
 ЦАП — цифроаналоговый преобразователь (DAC — Digital to Analog Converter).
 ЦО — цифровой осциллограф (DSO — Digital Storage Oscilloscope).
 ЧД — частотный детектор.
 ЧМ — частотная модуляция (FM — Frequency Modulation).
 ЭДС — электродвижущая сила.
 ЭЛО — электронно-лучевой осциллограф.
 ЭЛТ — электронно-лучевая трубка (CRT — cathode-ray tube).
 ХХ — нагрузка холостого хода (ОС — Open Circuit).
 АС — Alternating Current (переменный ток).
 AFG — Arbitrary Function Generators (цифровой функциональный генератор).
 AWG — Arbitrary Waveform Generators (генератор сигналов произвольной формы).
 ANA — Automatic Network Analyzer (автоматизированный анализатор цепей СВЧ).
 BW — Bandwidth (ширина полосы частот).
 DC — Direct Current (постоянный ток).
 DDS — Direct Digital Synthesis (прямой цифровой синтез).
 DPO — Digital Phosphor Oscilloscope (осциллограф с цифровым люминофором).
 DSP — Digital Signal Processor (цифровой сигнальный процессор).

DSO — Digital Storage Oscilloscope (цифровой запоминающий осциллограф).

DUT — Device Under Test (тестируемое устройство).

ENR — Excess Noise Ratio (коэффициент избыточного шума).

ENBW — Equivalent Noise Bandwidth (эквивалентная полоса шума).

EVM — Error Vector Magnitude (вектор ошибки).

LO — Local Oscillator (местный гетеродин преобразователя частоты).

MSO — Mixed Storage Oscilloscopes (осциллограф смешанных сигналов).

RBW — Resolution Bandwidth (ширина полосы разрешения).

RL — Return Loss (обратные потери).

RMS — Root Mean Square (среднеквадратическое значение сигнала).

SINAD — Signal-to-Noise and Distortion Ratio (сигнал/(шум + искажения)).

SMT — Surface Mount Technology (технология поверхностного монтажа).

SNA — Scalar Network Analyzer (скалярный анализатор цепей СВЧ).

SNR — Signal to Noise Ratio (отношение сигнал/шум).

SOLT — Short, Open, Load, Through (тип калибровки анализаторов цепей СВЧ).

VNA — Vector Network Analyzer (векторный анализатор цепей СВЧ).

Приложение 2

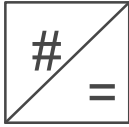

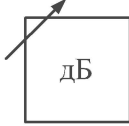



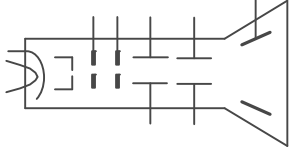

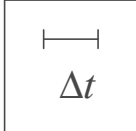
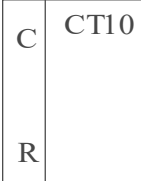
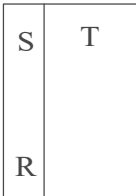
Условные обозначения на структурных схемах

	Генератор радиосигналов
	Генератор пилообразного напряжения
	Генератор прямоугольных импульсов
	Генератор кратковременных импульсов
	Кварцевый генератор
	Генератор, управляемый напряжением
	Фильтр низкой частоты (ФНЧ)



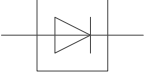
Продолжение табл.

	Фильтр высокой частоты (ФВЧ)
	Полосно-пропускающий фильтр (ППФ)
	Полосно-заграждающий фильтр (ПЗФ)
	Смеситель (преобразователь) частоты
	Умножитель частоты
	Делитель частоты
	Модулятор диодный
	Усилитель
	Усилитель дифференциальный
	Усилитель промежуточной частоты (УПЧ)
	Преобразователь формы сигнала, формирующее устройство
	Аналогово-цифровой преобразователь (АЦП)

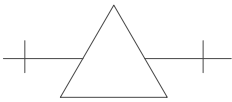

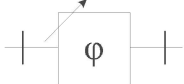
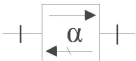
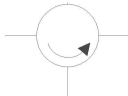


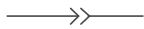



Продолжение табл.

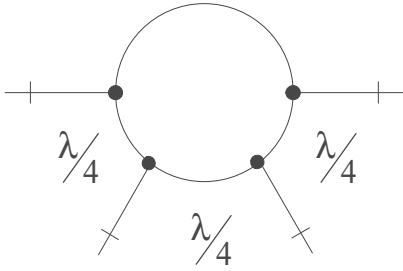

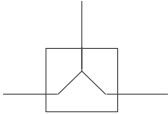


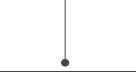
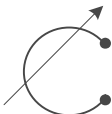
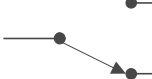
	<p>Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП)</p>
	<p>Цифровой индикатор (табло)</p>
	<p>Переменный аттенюатор</p>
	<p>Выпрямитель, детектор</p>
	<p>Аналоговый вольтметр, индикатор</p>
	<p>Коммутатор на два положения</p>
	<p>Электронно-лучевая трубка (ЭЛТ)</p>
	<p>Линия передачи цифровых данных</p>
	<p>Устройство (линия) задержки</p>
	<p>Цифровой десятичный счетчик</p>
	<p>RS-триггер (триггер с отдельным запуском)</p>

Продолжение табл.

	Логическая схема «И», временной селектор
	Логическая схема «ИЛИ»
	Детектор уровня, детекторная головка

Элементы измерительного тракта

	Исследуемое устройство
	Аттенюатор регулируемый
	Фазовращатель регулируемый
	Вентиль
	Циркулятор
	Отрезок линии передачи
	Соединение линий передачи симметричное (фланец)
	Соединение линий передачи несимметричное
	Коаксиальный разъем-вилка
	Коаксиальный разъем-розетка
	Направленный ответвитель (3 дБ)

	<p>Кольцо гибридное</p>
	<p>Волноводно-коаксиальный переход</p>
	<p>Делитель мощности</p>
	<p>Оконечная нагрузка</p>
	<p>Короткозамыкающий плунжер</p>
	<p>Зонд в линии передачи</p>
	<p>Петля связи в линии передачи</p>
	<p>Перестраиваемый резонатор</p>
	<p>Коммутатор линий передачи</p>

ЛИТЕРАТУРА

Основная

1. Данилин, А. А. Измерения в технике СВЧ : учебное пособие для вузов / А. А. Данилин. — М. : Радиотехника, 2008. — 184 с.
2. Данилин, А. А. Измерения в радиоэлектронике : учебное пособие / А. А. Данилин, Н. С. Лавренко ; под. ред. А. А. Данилина. — СПб. : Лань, 2017. — 408 с.
3. Григорьев, А. Д. Микроволновая электроника : учебник / А. Д. Григорьев, В. А. Иванов, С. И. Молоковский ; под ред. А. Д. Григорьева. — СПб. : Лань, 2016. — 496 с.
4. Астайкин, А. И. Метрология и радиоизмерения : учебное пособие / А. И. Астайкин, А. П. Помазков, Ю. П. Щербак. — Саров : ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», 2010. — 405 с.
5. Нефедов, Е. Н. Устройства СВЧ и антенны : учебное пособие для студентов вузов / Е. Н. Нефедов. — М. : Издат. центр «Академия», 2009. — 384 с.
6. Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ. Узловая и элементная база / под ред. А. М. Кудрявцева. — М. : Радиотехника, 2006. — 208 с.
7. Джуринский, К. Б. Миниатюрные коаксиальные компоненты для микроэлектроники СВЧ / К. Б. Джуринский. — М. : Техносфера, 2006. — 216 с.

Дополнительная

1. Дансмор, Д. П. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей / Д. П. Дансмор. — М. : Техносфера, 2018. — 736 с.
2. Хибель, М. Основы векторного анализа цепей / М. Хибель. — М. : Изд-во МЭИ, 2009. — 500 с.
3. Андронов, Е. В. Теоретический аппарат измерений на СВЧ / Е. В. Андронов, Г. Н. Глазов. — Томск : 2010. — Т. 1 : Методы измерений на СВЧ. — 804 с.
4. Теория и техника СВЧ / А. И. Астайкин, К. В. Троцюк, С. П. Ионова [и др.]. — Саров : ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», 2008. — 446 с.
5. Векторные анализаторы цепей сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн / В. А. Богуш, А. В. Гусинский, Г. А. Шаров [и др.]. — М. : Горячая линия — Телеком, 2010. — 656 с.
6. Электронные устройства СВЧ : в 2 кн. / под ред. И. В. Лебедева. — М. : Радиотехника, 2008. — 752 с.
7. Измерения в электронике. Справочник / под ред. В. А. Кузнецова. — М. : Энергоатомиздат, 1987.
8. Стариков, В. Д. Методы измерения на СВЧ с применением измерительных линий / В. Д. Стариков. — М. : Сов. радио, 1972.

9. *Билько, М. И.* Измерение мощности на СВЧ / М. И. Билько. — М. : Сов. радио, 1976.
10. *Силаев, М. А.* Приложение матриц и графов к анализу СВЧ-устройств / М. А. Силаев, С. Ф. Брянцев. — М. : Сов. радио, 1970.
11. *Максимов, В. М.* Устройства СВЧ: основы теории и элементы тракта / В. М. Максимов. — М. : Сайнс Пресс, 2002. — 72 с.

Александр Алексеевич ДАНИЛИН
**ИЗМЕРЕНИЯ В РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ
СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ**
УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ
Издание второе, стереотипное

Зав. редакцией
инженерно-технической литературы *И. В. Денисюк*

ЛР № 065466 от 21.10.97
Гигиенический сертификат 78.01.10.953.П.1028
от 14.04.2016 г., выдан ЦГСЭН в СПб
Издательство «ЛАНЬ»
lan@lanbook.ru; www.lanbook.com
196105, Санкт-Петербург, пр-кт Ю. Гагарина, д. 1, лит. А.
Тел./факс: (812) 336-25-09, 412-92-72.
Бесплатный звонок по России: 8-800-700-40-71

Подписано в печать 12.12.25.
Бумага офсетная. Гарнитура Школьная. Формат 70×100^{1/16}.
Печать офсетная/цифровая. Усл. п. л. 28,28. Тираж 30 экз.

Заказ № 1644-25.

Отпечатано в полном соответствии
с качеством предоставленного оригинал-макета
в АО «Т8 Издательские Технологии».
109316, г. Москва, Волгоградский пр-кт, д. 42, к. 5.