

Содержание

Предисловие к русскому изданию книги.....	12
Рецензия на книгу Джоэля П. Дансмора.....	13
Предисловие.....	14
Введение.....	16
Благодарности автора.....	18
Список сокращений.....	19
Глава 1. Введение в СВЧ-измерения.....	20
1.1. Современный измерительный процесс.....	21
1.2. Практический взгляд на измерения.....	22
1.3. Описание параметров СВЧ-устройств.....	23
1.3.1. Базовые знания об S-параметрах.....	23
1.3.2. Фазовая характеристика цепей.....	31
1.4. Показатели мощности.....	33
1.4.1. Падающая и отраженная мощность.....	33
1.4.2. Номинальная мощность.....	33
1.4.3. Поглощенная мощность.....	34
1.4.4. Номинальная мощность на выходе цепи.....	34
1.4.5. Номинальный коэффициент усиления.....	35
1.5. Коэффициент шума и шумовые параметры.....	35
1.5.1. Шумовая температура.....	37
1.5.2. Эффективная или избыточная входная шумовая температура.....	37
1.5.3. Избыточная мощность шума и рабочая температура.....	37
1.5.4. Спектральная плотность мощности шума.....	38
1.5.5. Шумовые параметры.....	38
1.6. Параметры нелинейных искажений.....	39
1.6.1. Гармоники.....	39
1.6.2. Точка пересечения второго порядка.....	40
1.6.3. Двухтоновые интермодуляционные искажения.....	41
1.7. Особенности СВЧ-устройств.....	43
1.8. Пассивные СВЧ-устройства.....	44
1.8.1. Кабели, соединители и линии передачи.....	44
1.8.2. Переходы и соединители.....	50
1.8.3. Некоаксиальные линии передачи.....	61
1.9. Фильтры.....	65
1.10. Направленные ответвители.....	68
1.11. Циркуляторы и вентили.....	71
1.12. Антенны.....	72
1.13. Компоненты печатных плат.....	73
1.13.1. SMT-резисторы.....	73
1.13.2. SMT-конденсаторы.....	76
1.13.3. SMT-дроссель.....	77
1.13.4. Межслойные переходные отверстия печатных плат.....	78
1.14. Активные СВЧ-устройства.....	78
1.14.1. Линейные и нелинейные устройства.....	79
1.14.2. Усилители: широкополосные, маломощные, большой мощности.....	79
1.14.3. Смесители и преобразователи частот.....	81
1.14.4. Умножители и делители частот, ограничители мощности.....	84
1.14.5. Генераторы сигналов.....	85
1.15. Средства измерений.....	85
1.15.1. Измерители мощности.....	85

1.15.2. Источники сигналов.....	87
1.15.3. Анализаторы спектра.....	88
1.15.4. Векторные анализаторы сигналов.....	89
1.15.5. Измерители коэффициента шума.....	90
1.15.6. Анализаторы цепей.....	91
Список использованной литературы.....	94
Глава 2. Измерительные системы на базе ВАЦ.....	95
2.1. Вступление.....	95
2.2. Блок-схема ВАЦ.....	96
2.2.1. Источники сигналов ВАЦ.....	100
2.2.2. Смысл термина «согласование источника».....	102
2.2.3. Рефлектометрическая установка ВАЦ.....	108
2.2.4. Направленные устройства.....	111
2.2.5. Приемники ВАЦ.....	119
2.2.6. Обработка сигнала ПЧ.....	123
2.2.7. Многопортовые приставки.....	125
2.2.8. Измерительные системы высокой мощности.....	132
2.3. Измерения линейных характеристик в СВЧ-диапазоне с использованием ВАЦ.....	133
2.3.1. Методы измерений линейных S-параметров.....	133
2.3.2. Измерения мощности с помощью ВАЦ.....	137
2.3.3. Прочие ограничения при измерениях с помощью ВАЦ.....	140
2.3.4. Ограничения, связанные с внешними элементами измерительной схемы.....	144
2.4. Измерение величин, полученных из S-параметров.....	145
2.4.1. Диаграмма Вольперта – Смита.....	145
2.4.2. Преобразование S-параметров при изменении величины опорного импеданса.....	152
2.4.3. Многокаскадные цепи и T-параметры.....	153
2.5. Моделирование цепей с использованием Y- и Z-преобразования.....	154
2.5.1. Преобразование величин отражения.....	155
2.5.2. Преобразования величин передачи.....	156
2.6. Прочие линейные параметры.....	156
2.6.1. Z-параметры, или параметры импеданса разомкнутой цепи.....	157
2.6.2. Y-параметры, или параметры адмиттанса короткозамкнутой цепи.....	158
2.6.3. ABCD-параметры.....	159
2.6.4. H-параметры, или гибридные параметры.....	160
2.6.5. Комплексные преобразования и неравные опорные импедансы.....	160
Список использованной литературы.....	161
Глава 3. Калибровка и векторная коррекция погрешности измерений.....	162
3.1. Вступление.....	162
3.2. Теоретические основы коррекции систематической погрешности измерений S-параметров: этап применения калибровки.....	164
3.2.1. 12-элементная модель погрешности измерений.....	165
3.2.2. Однопортовая модель систематической погрешности измерений.....	167
3.2.3. 8-элементная модель систематической погрешности измерений.....	167
3.3. Определение составляющих систематической погрешности: этап сбора данных для 12-элементной модели.....	170
3.3.1. Составляющие систематической погрешности измерений параметров однопортового устройства.....	171
3.3.2. Однопортовые меры КО.....	173
3.3.3. Составляющие систематической погрешности двухпортовых устройств.....	181
3.3.4. От 12-элементной модели систематической погрешности к 11-элементной.....	186

3.4. Определение составляющих систематической погрешности измерений: этап сбора данных для 8-элементной модели.....	187
3.4.1. Меры для TRL-калибровки и нескорректированные измерения.....	187
3.4.2. Особые случаи TRL-калибровки.....	192
3.4.3. Калибровка по неизвестной мере КП, или SOLR.....	193
3.4.4. Область применения калибровки по неизвестной мере КП.....	195
3.4.5. QSOLT-калибровка.....	197
3.4.6. Электронная, или автоматическая, калибровка.....	197
3.5. Калибровки в волноводных трактах.....	202
3.6. Калибровка мощности источника сигналов.....	204
3.7. Калибровка приемника по мощности.....	210
3.7.1. Небольшой экскурс в историю.....	210
3.7.2. Современные методы калибровки по мощности приемников.....	211
3.7.3. Коррекция характеристики измерительного приемника прошедшей волны.....	215
3.8. Частичные калибровки.....	219
3.8.1. Калибровка по отклику.....	219
3.8.2. Расширенная калибровка по отклику.....	221
3.9. Определение величин составляющих неисключенной систематической погрешности.....	224
3.9.1. Погрешности измерений параметров отражения.....	224
3.9.2. Использование воздушной линии для определения составляющих неисключенной систематической погрешности измерений.....	227
3.10. Расчет неопределенностей результатов измерений.....	240
3.10.1. Неопределенность измерений параметров отражения.....	241
3.10.2. Неопределенность мощности источника сигналов.....	241
3.10.3. Неопределенность измерений мощности (неопределенность приемника).....	243
3.11. Неопределенность измерений параметров передачи или S21.....	244
3.12. Погрешность измерений фазы.....	248
3.13. Практические ограничения калибровки.....	249
3.13.1. Гибкость кабелей.....	250
3.13.2. Изменение мощности после калибровки.....	251
3.13.3. Компенсация изменений величины ослабления ступенчатого аттенюатора.....	254
3.13.4. Повторяемость соединителей.....	257
3.13.5. Шумовые эффекты.....	258
3.13.6. Дрейф: кратковременная и долговременная составляющие.....	260
3.13.7. Интерполяция составляющих погрешности.....	261
3.13.8. Качество калибровки электронных калибраторов в сравнении с механически подключаемыми калибровочными комплектами.....	264
Список использованной литературы.....	265
Глава 4. Преобразования во временную область.....	266
4.1. Вступление.....	266
4.2. Преобразование Фурье.....	267
4.2.1. Непрерывное преобразование Фурье.....	267
4.2.2. Четные и нечетные функции и преобразование Фурье.....	268
4.2.3. Теорема о модуляции (теорема о сдвиге).....	268
4.3. Дискретное преобразование Фурье.....	269
4.3.1. Быстрое преобразование Фурье и обратное быстрое преобразование Фурье.....	270
4.3.2. Дискретное преобразование Фурье.....	272
4.4. Сравнение аналитического преобразования Фурье и преобразования во временную область, выполняемого ВАЦ.....	272
4.4.1. Определение преобразования Фурье.....	273
4.4.2. Влияние дискретной выборки.....	274
4.4.3. Эффекты частотного среза.....	276

4.4.4. Использование оконных функций для уменьшения эффектов обрезки	278
4.4.5. Масштабирование и перенормировка	280
4.5. Режимы преобразования low-pass и band-pass	281
4.5.1. Измерение импульсной характеристики в low-pass-режиме	281
4.5.2. Экстраполяция в область постоянных токов	282
4.5.3. Измерение переходной характеристики в low-pass-режиме	282
4.5.4. Полосно-пропускающий (band-pass) режим	284
4.6. Фильтрация во временной области	286
4.6.1. Потери в результате фильтрации и перенормировка	287
4.7. Примеры преобразований во временную область для различных цепей	290
4.7.1. Характеристика во временной области изменений волнового сопротивления линии передачи	290
4.7.2. Характеристика дискретных неоднородностей во временной области	291
4.7.3. Характеристики различных цепей во временной области	292
4.8. Влияние маскирования и фильтрации на погрешность измерений	293
4.8.1. Компенсация изменений волнового сопротивления линии	294
4.8.2. Компенсация дискретных неоднородностей	295
4.8.3. Фильтрация во временной области	296
4.8.4. Оценка пределов погрешностей, возникающих вследствие эффекта маскирования	300
4.9. Заключение	301
Список использованной литературы	301
Глава 5. Измерения параметров линейных пассивных устройств	303
5.1. Линии передачи, кабели и соединители	303
5.1.1. Калибровка для измерений параметров устройств с малыми потерями, имеющих соединители	304
5.1.2. Измерение электрически длинных устройств	307
5.1.3. Измерения ослабления	311
5.1.4. Измерения возвратных потерь	330
5.1.5. Длина кабеля и задержка	343
5.2. Фильтры и измерения их параметров	344
5.2.1. Типы фильтров и степень их сложности	345
5.2.2. Дуплексеры и дилексоры	345
5.2.3. Измерение параметров высококачественных настраиваемых фильтров	345
5.2.4. Измерения передаточной характеристики	349
5.2.5. Взаимосвязь скорости измерений и их динамического диапазона	355
5.2.6. Измерения в очень большом динамическом диапазоне	358
5.2.7. Анализ особенностей калибровки	368
5.3. Многопортовые устройства	369
5.3.1. Дифференциальные кабели и линии	370
5.3.2. Ответвители	370
5.3.3. Гибридные мосты, разветвители и делители	373
5.3.4. Циркуляторы и вентили	377
5.4. Резонаторы	379
5.4.1. Характеристика резонатора на диаграмме Вольперта—Смита	379
5.5. Измерения параметров антенн	382
5.6. Выводы	384
Список использованной литературы	385
Глава 6. Измерения параметров усилителей	386
6.1. Усилители как линейные устройства	386
6.1.1. Предварительные измерения параметров усилителя	387
6.1.2. Оптимизация настроек ВАЦ для выполнения калибровки	390

6.1.3. Калибровка для измерений параметров усилителей.....	391
6.1.4. Измерения параметров усилителей.....	396
6.1.5. Анализ результатов измерений параметров усилителей.....	403
6.1.6. Сохранение результатов измерений параметров усилителей.....	414
6.2. Измерения компрессии усиления.....	419
6.2.1. Определения понятия компрессии.....	419
6.2.2. АМ-ФМ, или фазовая, компрессия.....	424
6.2.3. Зависимость характеристик компрессии усиления и фазы от частоты.....	425
6.2.4. Применение измерений компрессии усиления, адаптивная развертка и ее безопасный режим работы.....	426
6.3. Измерение параметров усилителей с высоким коэффициентом усиления.....	434
6.3.2. Особенности калибровки.....	437
6.4. Измерение параметров усилителей высокой мощности.....	440
6.4.1. Конфигурации для формирования тестовых сигналов высокой мощности.....	440
6.4.2. Конфигурации для приема сигналов высокой мощности.....	442
6.4.3. Калибровки по мощности, предварительная коррекция и посткоррекция уровня мощности.....	445
6.5. Импульсные СВЧ-измерения.....	447
6.5.2. Измерения формы импульсного сигнала.....	452
6.5.3. Измерения от импульса к импульсу.....	454
6.5.4. Измерения параметров питания на постоянном напряжении при использовании в качестве тестового сигнала радиоимпульсов.....	455
6.6. Измерения нелинейных искажений.....	457
6.6.1. Измерение гармонических составляющих спектра выходного сигнала усилителей.....	458
6.6.2. Измерения при воздействии двух гармонических сигналов на входе ИУ, интермодуляционные искажения, точка пересечения третьего порядка.....	462
6.6.3. Методики измерений интермодуляционных составляющих третьего порядка ТО1.....	467
6.6.4. Измерения интермодуляционных искажений в диапазоне частот.....	469
6.6.5. Оптимизация результатов измерений.....	471
6.6.6. Коррекция погрешностей измерений.....	476
6.7. Измерения коэффициента шума.....	477
6.7.1. Определение коэффициента шума.....	477
6.7.2. Измерения мощности шума.....	479
6.7.3. Расчет коэффициента шума из мощностей шума.....	481
6.7.4. Расчет коэффициента шума по результатам измерений Y-фактора.....	483
6.7.5. Метод «холодного» источника.....	485
6.7.6. Шумовые параметры.....	487
6.7.7. Коррекция составляющих систематической погрешности измерений КШ.....	491
6.7.8. Пределы погрешностей измерений коэффициента шума.....	492
6.7.9. Контроль правильности полученных результатов измерений КШ.....	493
6.7.10. Методики повышения качества измерений КШ.....	495
6.8. X-параметры, измерения с изменяемой величиной импеданса нагрузки и активные нагрузки.....	498
6.8.1. Нелинейные характеристики и X-параметры.....	498
6.8.2. Измерения с изменяемым согласованием источника и нагрузки, построение линий равных значений параметров, зависящих от нагрузки.....	502
6.9. Выводы по измерениям параметров усилителей.....	508
Список использованной литературы.....	509
Глава 7. Измерения параметров смесителей и преобразователей частот.....	510
7.1. Характеристики смесителей.....	510
7.1.1. Малосигнальная модель смесителей.....	513

7.1.2. Взаимность смесителей.....	518
7.1.3. Скалярные и векторные характеристики.....	520
7.2. Смесители в сравнении с преобразователями частот.....	520
7.2.1. Особенности проектирования преобразователей частот.....	522
7.2.2. Многоступенчатое преобразование частот и предотвращение возникновения паразитных составляющих.....	523
7.3. Смесители как 12-портовые устройства.....	525
7.3.1. Коэффициенты преобразования смесителя.....	526
7.4. Измерение параметров смесителей: частотная характеристика.....	529
7.4.1. Вступление.....	529
7.4.2. Амплитудно-частотные характеристики.....	530
7.4.3. Фазочастотные характеристики.....	534
7.4.4. ГВЗ и модуляционные методы.....	547
7.4.5. Измерения с изменяемой частотой гетеродина.....	549
7.5. Калибровка для измерений параметров смесителей.....	554
7.5.1. Калибровка по мощности.....	554
7.5.2. Калибровки для измерений фазовых характеристик.....	557
7.5.3. Определение набега фазы и задержки сигнала взаимного калибровочного смесителя.....	560
7.6. Измерения зависимостей параметров смесителей от мощности входных сигналов.....	573
7.6.1. Измерения зависимости параметров смесителя от уровня мощности сигнала гетеродина.....	574
7.6.2. Измерения параметров смесителей в зависимости от уровня мощности сигнала ВЧ.....	579
7.7. Интермодуляционные искажения третьего порядка в смесителях.....	583
7.7.1. Зависимость ИМИ от уровня мощности сигнала гетеродина.....	585
7.7.2. Зависимость ИМИ от уровня мощности сигнала ВЧ.....	586
7.7.3. Частотные зависимости ИМИ смесителя.....	589
7.8. Коэффициент шума смесителей и преобразователей частот.....	590
7.8.1. Метод Y-фактора для смесителей.....	591
7.8.2. Метод «холодного» источника для смесителей.....	593
7.9. Особые случаи.....	599
7.9.1. Смесители с умножителями в тракте ВЧ или гетеродина.....	600
7.9.2. Измерения в режиме сегментированного качания частоты.....	601
7.9.3. Измерения продуктов преобразования высокого порядка.....	602
7.9.4. Смесители со встроенным гетеродином.....	607
7.9.5. Преобразователи частот с большим коэффициентом усиления или сигналов высокой мощности.....	610
7.10. Выводы по измерениям параметров смесителей.....	611
Список использованной литературы.....	612
Глава 8. Балансные измерения с помощью ВАЦ.....	613
8.1. S-параметры четырехпортовых балансных устройств.....	613
8.2. Трехпортовые балансные устройства.....	618
8.3. Примеры измерений параметров балансных устройств.....	620
8.3.1. Пассивные дифференциальные устройства: балансные линии передачи.....	620
8.3.2. Измерение параметров дифференциальных усилителей.....	624
8.3.3. Измерение параметров дифференциальных усилителей в нелинейном режиме.....	627
8.4. ВАЦ с режимом полноценного балансного входного воздействия для нелинейного анализа.....	632
8.4.1. Измерения в режиме полноценного балансного входного воздействия.....	636
8.4.2. Определение фазовой асимметрии (расфазировки) дифференциального устройства.....	641

8.5. Исследование параметров дифференциальных устройств с использованием гибридных мостов, трансформаторов и симметрирующих устройств.....	644
8.5.1. Сравнение симметрирующих трансформаторов и гибридных мостов.....	644
8.5.2. Использование гибридных мостов и симметрирующих устройств с двухпортовыми ВАЦ.....	649
8.6. Измерение параметров нелинейных искажений дифференциальных устройств.....	652
8.6.1. Сравнение результатов измерений IMD в небалансном и полноценном режимах.....	654
8.7. Измерения коэффициента шума дифференциальных устройств.....	657
8.7.1. Коэффициент шума балансного режима.....	659
8.7.2. Измерительная установка.....	660
8.8. Выводы по измерениям параметров дифференциальных устройств.....	664
Список использованной литературы.....	665
Глава 9. Нестандартные методики измерений.....	666
9.1. Создание собственного калибровочного комплекта.....	666
9.1.1. Пример калибровочной печатной платы.....	667
9.1.2. Определение параметров измерительных приспособлений на печатных платах.....	668
9.2. Учет и исключение влияния оснастки на результаты измерений.....	686
9.2.1. Математический аппарат функции de-embedding.....	688
9.3. Определение S-параметров измерительных приспособлений.....	690
9.3.1. Описание параметров измерительных приспособлений с использованием однопортовой калибровки.....	691
9.4. Автоматическое фазовое удлинение портов.....	698
9.5. Автоматическое исключение параметров измерительных приспособлений с использованием анализа во временной области.....	704
9.6. Добавление элементов согласования портов.....	710
9.7. Преобразование величины импеданса.....	713
9.8. Применение функции de-embedding в отношении устройств с большими потерями.....	714
9.9. Понимание стабильности измерительной системы.....	718
9.9.1. Определение стабильности передаточной характеристики кабелей.....	718
9.9.2. Определение стабильности кабеля по величине согласования.....	719
9.9.3. Стабильность трекинга отражения.....	722
9.10. Некоторые финальные комментарии.....	722
Список использованной литературы.....	723
Приложение А. Физические константы.....	724
Приложение В. Наиболее распространенные типы ВЧ- и СВЧ-соединителей.....	725
Приложение С. Наиболее распространенные типы волноводов.....	727
Приложение D. Параметры полиномиальных моделей мер XX и КЗ из состава некоторых серийных калибровочных комплектов.....	728
Предметный указатель.....	731

Предисловие к русскому изданию книги

Дорогие друзья!

Я чрезвычайно рада представить вашему вниманию книгу моего коллеги Джоэля Дансмора «Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей», русское издание которой вы держите сейчас в руках.

Считаю выход этой по-настоящему настольной книги метрологов и разработчиков на русском языке очень своевременным событием, которое, уверена, не останется незамеченным.

Задачи развития и совершенствования таких важнейших направлений российской экономики, как радиоэлектронная и телекоммуникационная отрасли, стоят сейчас необычайно остро, поскольку эти отрасли промышленности обеспечивают функционирование всех жизненно важных элементов государственной инфраструктуры гражданского и оборонного назначения. При этом растет понимание, что только с использованием новейших контрольно-измерительных решений на всех без исключения этапах разработки электронных устройств можно добиться выпуска высококачественной продукции, способной обеспечить успех программы импортозамещения в радиоэлектронике.

Книга Джоэля Дансмора — это практическое руководство по выполнению измерений, и я уверена, что российские метрологи и разработчики по достоинству оценят ее и, вооружившись знаниями, опытом и рекомендациями автора, станут авторами российских прорывных технологий в области СВЧ-электроники.

Отдельно хочу поблагодарить всех, кто способствовал выходу книги на русском языке, — Евгения Харитонову (старший научный сотрудник Главного научного метрологического центра), который не только переводил этот непростой труд на русский язык, но и вместе с Евгением Андроновым (Keysight Technologies), Константином Рошиным (Keysight Technologies) и Александром Бондаренко (Главный научный метрологический центр) отвечал за научную редакцию текста. Весьма ценную работу по редактированию русского издания книги провели научные сотрудники Томского университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР): профессор, доктор физико-математических наук Гошин Г. Г., старший научный сотрудник, кандидат технических наук Савин А. А. и старший научный сотрудник, кандидат технических наук Ульянов В. Н.; без их экспертного мнения и деятельного участия в синхронизации русской и английской терминологии русское издание книги Дансмора не было бы столь профессиональным. Ну и, конечно, особая благодарность издательству РИЦ «ТЕХНОСФЕРА» за сотрудничество и терпение!

Желаем вам больших творческих успехов в работе!

*С уважением,
Смирнова Галина Владимировна
генеральный директор Российского отделения Keysight Technologies*

Рецензия

на книгу Джоэля П. Дансмора

Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей

Среди огромного количества книг по теории электротехники и измерений на сверхвысоких частотах (СВЧ) монография Джоэля Дансмора выделяется узкой практической направленностью и глубиной проработки одного, но крайне важного и актуального вопроса – применения современных векторных анализаторов цепей (ВАЦ) для измерений параметров устройств СВЧ-диапазона.

Многолетний опыт автора в проектировании и практическом применении ВАЦ позволил структурировать большой объем накопленных знаний и изложить их в доступной для читателя форме, а наглядные детально разобранные примеры решения повседневных измерительных задач по измерению параметров основных типов, встречающихся в инженерной практике СВЧ-устройств, значительно повышают практическую ценность предлагаемого материала. Все это позволяет надеяться, что данная монография станет частью теоретического фундамента в области современных СВЧ-измерений и будет способствовать повышению эффективности применения российскими инженерами возможностей современных ВАЦ.

С самого начала автор пытается говорить не сухим языком терминов, а с точки зрения культуры и понимания самого измерительного процесса, его места в инженерной практике и роли измерительного оборудования в целом и ВАЦ в частности. Акцентирует внимание инженеров на важности понимания того, что они ожидают увидеть на экране прибора, и весь теоретический аппарат строит вокруг этой концепции.

Представленные материалы будут полезны для инженеров-метрологов, в том числе при разработке исходных эталонов радиотехнических величин, а также позволят корректно оценивать метрологические характеристики ВАЦ при их испытаниях. Преподаватели и студенты высших учебных заведений, без сомнения, также найдут много полезных сведений, которые можно использовать в процессе обучения.

*Малай Иван Михайлович,
д. т. н., заместитель генерального директора ФГУП «ВНИИФТРИ»
по радиотехническим и электромагнитным измерениям*

Предисловие

За последние 20 лет в радиоэлектронной промышленности произошли революционные изменения. Технические характеристики радиоэлектронных систем вышли на новый качественный уровень, габаритные размеры аппаратных средств уменьшились, качество и надежность многократно возросли, а производственные затраты резко сократились. В основе всех этих достижений лежит феноменальный рост возможностей в сфере испытаний и измерений на высоких частотах (ВЧ). Прогресс современного высокочастотного измерительного оборудования достиг той стадии, когда обыденностью стали измерения параметров сигналов с уровнем мощности менее -100 дБм за единицы миллисекунд. Еще больше поражает появившаяся возможность объединять результаты высокочастотных измерений с аналитическим программным обеспечением, посредством которого испытательное оборудование позволяет строить линейные и нелинейные модели исследуемых устройств, что значительно облегчает жизнь инженера-разработчика.

ВЧ- и СВЧ-устройства сыграли важную роль в этих революционных переменах. При многократном сокращении стоимости и размеров ВЧ- и СВЧ-устройств их производительность и характеристики значительно улучшились, что позволило перейти к новым стандартам качества. В то же время были усовершенствованы измерительные приспособления, соединители и кабели, что позволило обеспечить более высокий уровень точности измерений на производстве. Параллельно с этими достижениями инновации в области измерительного оборудования привели к революции в области точных и быстрых измерений характеристик ВЧ- и СВЧ-устройств. Успех разработчика ВЧ- и СВЧ-устройств непосредственно связан с качеством и широтой возможностей по анализу параметров устройств на всех этапах жизненного цикла продукции: на этапе проектирования, квалификационных испытаний и на этапе производства. С практической точки зрения измерения должны быть быстрыми (1–2 секунды), с очень малой погрешностью (сотые доли дБ) и с высокой степенью повторяемости. Каждый этап жизненного цикла разрабатываемого устройства налагает свои уникальные требования к точности измерений и обработке их результатов.

На этапе проектирования полнота определения технических характеристик, включая амплитуду и фазу, является основой для управления процессом серийного производства в дальнейшем. Таким образом, очень важно измерить все параметры разрабатываемых устройств и исключить влияние испытательных стендов и приспособлений. К счастью, современный векторный анализатор цепей в этом отношении отвечает всем требованиям. В дальнейшем характеристики, полученные на этапе проектирования, становятся «золотым стандартом» для статистической оценки отклонений параметров продукции, изготовленной в условиях массового производства. На основании статистической оценки среднеквадратического отклонения серийных образцов от этого стандарта инженерами по контролю за качеством принимается решение о разбраковке партии продукции.

Когда технические требования, предъявляемые к устройству, определены, очень важно понимать, что эти требования являются просто маркерами, которые дают общее представление о технических характеристиках устройства. И только когда будут получены результаты измерений и графические зависимости для всех технических

характеристик, включая АЧХ и ФЧХ, тогда станут известны «реальные» технические характеристики устройства. Более того, важно обеспечить определение параметров как внутри, так и за пределами документированной полосы. В нелинейных устройствах, таких как смесители частот, генерируются гармоники сигналов ВЧ и гетеродина. В зависимости от импеданса нагрузки вне документированного частотного диапазона эти гармоники высших порядков могут отражаться обратно в смеситель, вызывая взаимодействие между полезным сигналом и нежелательными гармониками. К счастью, современные анализаторы позволяют выполнять такие измерения параметров гармоник относительно быстро и легко.

Доктор Дансмор проник в самую суть современных измерений. Благодаря его книге инженеры получают не только практические советы по выполнению измерений, но и поймут принципы их проведения, смогут предвидеть результаты измерений и узнают, как описать технические характеристики тестируемого устройства независимо от потенциальных погрешностей, обусловленных применяемыми средствами измерений. Я уверен, что книга послужит базой для понимания методик выполнения измерений, блок-схем проведения испытаний и областей применения приборов. У нее есть все основания, чтобы стать бесценным ресурсом для дальнейшего прогресса в мире ВЧ- и СВЧ-измерений.

*Харви Кейли,
Президент и Основатель компании Mini-Circuits*

Введение

Эта книга представляет собой совокупность основ и передового опыта, теории и практики. К сожалению, границы этих понятий размыты и зависят в значительной степени от уровня образования и опыта читателя. Прежде всего, эта книга о методах выполнения измерений, но в то же время в ней содержится масса информации о характеристиках устройств. Эта информация будет полезна и для инженера-разработчика, и для инженера-метролога, поскольку одной из целей тестирования является уточнение характеристик устройств, которые зачастую не соответствуют упрощенным моделям, используемым для их описания. В реальной практике это непредвиденные отклики на тестовое воздействие, на определение причин возникновения которых тратится наибольшее количество времени на этапе тестирования и выявления неисправностей, особенно это касается активных устройств, таких как усилители и смесители.

Основным инструментом для измерений характеристик СВЧ-устройств является векторный анализатор цепей (ВАЦ), измерительные возможности которого существенно возросли с внедрением новейших достижений, что позволило решать намного больший объем задач, чем просто измерение таких параметров, как усиление и согласование. Как инженер-разработчик ВАЦ с более чем тридцатилетним стажем, я принимал участие в обсуждениях по широчайшему кругу измерительных задач в СВЧ-диапазоне, от компонентов сотового телефона до спутниковых мультиплексов. Решив написать книгу, свою задачу я видел в том, чтобы передать читателю знания и опыт, которые помогут повысить качество и эффективность выполнения научно-исследовательских и конструкторских работ и облегчат работу инженеров-метрологов. Большая часть книги посвящена современным методикам выполнения измерений, которые существенно изменились в результате расширения возможностей приборов. При этом иногда различия между устаревшими и новыми методиками велики настолько, что им следует уделить особое внимание.

Глава 1 задумана как введение в теорию электромагнитных волн и устройств СВЧ-диапазона. В первой части главы вводятся основные понятия для описания характеристик устройств, работающих в ВЧ- и СВЧ-диапазонах. Также здесь приводятся некоторые важные математические выкладки, которые необходимы для понимания результатов последующих глав. Вторая часть главы 1 содержит описание некоторых типовых СВЧ-соединителей, линий передач и устройств, здесь также обсуждаются основные типы средств измерений и вспомогательное оборудование, используемые в диапазоне СВЧ. Эта глава особенно полезна для инженеров, не имеющих опыта измерений в ВЧ- и СВЧ-диапазонах.

Глава 2 посвящена детальному рассмотрению основных конфигураций ВАЦ и их возможностей. Такой уровень детализации обычно не требуется для обычных пользователей, но инженеры-метрологи, выполняющие измерения с очень высокой точностью, сочтут полезной информацию о том, какое влияние на результаты измерений оказывает конфигурация ВАЦ. Современный ВАЦ может решать широкий спектр измерительных задач, включая измерения нелинейных искажений, мощности и коэффициента шума, тем не менее в основе по-прежнему лежит измерение S-параметров. Вторая часть главы 2 иллюстрирует ряд полезных характеристик, выведенных из S-параметров.

Возможно, наиболее сложным для понимания аспектом измерений с использованием ВАЦ является процесс калибровки и коррекции составляющих систематической погрешности измерений. Глава 3 представляет собой обзор моделей систематической

погрешности измерений ВАЦ, методик калибровки, а также анализ составляющих систематической погрешности измерений и оценку результатов калибровки. В этой главе также вводится понятие калибровки источника сигналов и приемника по уровню мощности, о которых, за исключением этой книги, в настоящее время доступно очень мало систематизированной информации. В конце главы рассматривается ряд практических моментов, которые влияют на качество калибровки ВАЦ.

Глава 4 — вероятно, наиболее математически строгая и затрагивает очень полезную тему анализа параметров цепей во временной области с помощью ВАЦ. В частности, освещена тема селекции и компенсации влияния различных неоднородностей, а также эффекты селекции. Эти первые четыре главы составляют вводный курс измерения параметров СВЧ-устройств.

Оставшиеся главы сосредоточат внимание читателя на описании частных случаев измерений параметров СВЧ-элементов. Глава 5 посвящена пассивным СВЧ-устройствам, таким как кабели и соединители, линии передачи, фильтры, вентили и направленные ответвители. Для каждого из этих устройств приводится передовой опыт и методики решения повседневных измерительных задач.

В главе 6 собраны сведения об измерительных задачах, связанных с усилителями, и все необходимое для описания их основных характеристик. Рассмотрены практические вопросы измерения параметров усилителей с высоким коэффициентом усиления и усилителей сигналов большой мощности, включая импульсные ВЧ-измерения. Вводится понятие нелинейных измерений на примере гармоник и двухтоновой интермодуляции, а также рассмотрены многие методики измерений нелинейных искажений и шумовых параметров, позволяющие использовать для испытаний в качестве измерительного приемника равноценно как анализатор спектра, так и современный ВАЦ.

В главе 7 продолжается рассмотрение измерений параметров активных устройств на примере смесителей. Поскольку у немногих инженеров есть опыт работы со смесителями и он чаще всего ограничен их поверхностным рассмотрением в процессе обучения, глава начинается с детального обсуждения основных конструкций и особенностей преобразователей частот и смесителей. Методики измерений параметров смесителей могут быть довольно сложными, особенно это касается фазочастотной характеристики и задержки сигнала. Приведены несколько ключевых методик выполнения измерений, а также новый метод калибровки по фазовой опоре, впервые описанный подробно. Помимо амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик, рассмотрены методики измерений зависимостей характеристик смесителей от уровней мощности сигналов ВЧ и гетеродина, а также нелинейных искажений и шумовых параметров. Эта глава рекомендуется к прочтению всем инженерам-метрологам, имеющим дело со смесителями или преобразователями частот.

В главе 8 дается понятие о дифференциальных и балансных устройствах и предоставляется детальное описание методик измерений и анализа параметров дифференциальных устройств, включая нелинейные характеристики, КШ и нелинейные искажения.

В главе 9 дается описание ряда очень полезных для инженера-метролога методик и концепций, в особенности касательно измерительных приспособлений, включая полное описание процесса создания комплектов калибровочных мер для них.

Благодарности автора

Многие мои коллеги оказывали помощь в написании и редактировании этой книги, и я хотел бы здесь выразить им признательность за помощь. Генри Комрий, руководитель отдела НИОКР, с самого начала оказывал большую поддержку, так же как и Грег Питерс, вице-президент и генеральный директор департамента тестирования компонентов. Многие инженеры-испытатели нашей лаборатории помогли в редактировании рукописи, и экспертное мнение в каждой из областей их специализации я искренне ценю: Кейт Андресон, Дара Сарислани, Дейв Блэкхэм, Кен Вонг, Шинья Гото, Боб Шоулдерс, Дэйв Балло, Клайв Барнетт, Ченг Нинг, Сен Нинг, Син Чен, Михай Марку и Лорен Беттс. Они проделали превосходную работу, и любые закравшиеся в текст книги ошибки целиком и полностью я принимаю на свой счет.

Многие новые методы и методики, представленные в данной книге, требовали тяжелого и кропотливого труда по программной реализации алгоритмов выполнения измерений, и я хотел бы поблагодарить наш коллектив разработчиков программного обеспечения — Джоан Эрикссон, Сью Вуд, Джима Керр, Филадельфа Хоарда, Джейда Хьюиса, Брэда Хокканена, Нильса Дженсена, Раймонда Тейлора, Денниса МакКарти, Энди Кэннон, Уила Старка, Ю Чен Ху, Жи Вен Вонг и Янг Янг, так же как и их руководителей — Шона Хьюберта, Ки Гао и Декстера Ямагучи, за всю их многолетнюю помощь по внедрению в наши продукты множества функций, описанных здесь.

Наконец, я хотел бы упомянуть здесь доктора Роджера Полларда, который, будучи моим научным руководителем по написанию докторской диссертации в университете Лидса и коллегой во время его творческих отпусков в HP и Agilent Technologies, помог своими профессиональными советами и просто дружбой. Я буду по нему очень скучать.

*Джоэль П. Данмор
Себастопол, Калифорния*

Список сокращений

АЦП	аналого-цифровой преобразователь;
АЧХ	амплитудно-частотная характеристика;
БПФ	быстрое преобразование Фурье;
ВАЦ	векторный анализатор цепей;
ВЧ	высокая частота;
ГВЗ	групповое время задержки;
ГУН	генератор, управляемый напряжением;
ДНА	диаграмма направленности антенны;
ДПФ	дискретное преобразование Фурье;
ЖИГ	железо-иттриевый гранат;
ИКШ	измерители коэффициента шума;
ИМ	интермодуляция;
ИМИ	интермодуляционные искажения;
ИС	интегральная схема;
ИУ	исследуемое устройство;
КПД	коэффициент полезного действия;
КУ	коэффициент усиления;
КШ	коэффициент шума;
ЛБВ	лампа бегущей волны;
МШУ	малозумящий усилитель;
НО	направленный ответвитель;
ОБПФ	обратное быстрое преобразование Фурье;
ОДПФ	обратное дискретное преобразование Фурье;
ОПФ	обратное преобразование Фурье;
ПАВ	поверхностные акустические волны;
ПИМ	пассивная интермодуляция;
ПЛМ	программируемая логическая матрица;
ПФ	полосовой фильтр;
ПЧ	промежуточная частота;
СВП	структурные возвратные потери;
СВЧ	сверхвысокая частота;
СИ	средство измерений;
УМ	усилитель мощности;
ФВЧ	фильтр верхних частот;
ФНЧ	фильтр нижних частот;
ФЧХ	фазочастотная характеристика;
ШПУ	широкополосный усилитель.

ГЛАВА I

ВВЕДЕНИЕ В СВЧ-ИЗМЕРЕНИЯ

«Измерять значит знать»¹. Это в том числе о науке и искусстве выполнения измерений параметров СВЧ-устройств. И хотя данная работа полностью основывается на науке, здесь есть место и искусству. Цель данной работы состоит в том, чтобы рассмотреть новейшие, отвечающие современному техническому уровню методы и методики выполнения измерений и определить оптимальные для каждого из несметного числа СВЧ-устройств. Следование этой цели естественно приводит к использованию векторного анализатора цепей (ВАЦ) в качестве базового средства измерений (СИ) в совокупности с ваттметрами, анализаторами спектра, генераторами сигналов, генераторами шума, трансформаторами импеданса и другими вспомогательными устройствами.

Стоит отметить, что необходимо с осторожностью использовать термин «оптимальный». Он подразумевает, что существует альтернатива между стоимостью и сложностью измерительной системы, временем или продолжительностью измерений, аналитически вычисленной погрешностью и метрологической прослеживаемостью к эталонам единиц величин, а также наличие некоторых заранее неизвестных факторов, влияющих на окончательный результат измерений. Для получения наилучшего из возможных результатов измерений, без учета временных и денежных затрат, можно отправиться в лаборатории Института национальных стандартов и технологий и отыскать там наилучшие методики, но эти методики далеко не всегда удовлетворяют критериям повседневного или коммерческого использования. Таким образом, суть состоит в том, чтобы попытаться определить оптимальный баланс между минимизацией погрешностей измерений и практической значимостью методики выполнения измерений. Одна из ключевых задач данной книги состоит в том, чтобы описать весь спектр трудностей, с которыми сталкивается инженер, пытаясь тщательно и корректно определить характеристики конкретного СВЧ-устройства. Содержащиеся здесь сведения собирались на протяжении десятилетий практической работы и по результатам решения сотен различных измерительных задач. Некоторые из описанных проблем очевидны и распространены, в то время как другие являются неординарными и редкими. Надеемся, что эта книга поможет читателям сэкономить многие часы рабочего времени.

Большинство математических выкладок в этой книге служат для того, чтобы помочь установить прямую связь между полученными исходными измерительными данными и вытекающими из них характеристиками. В некоторых случаях эта связь будет прослежена от начала и до конца, если эта информация не приводилась в ранее опубликованной литературе, в других случаях будут приведены ссылки на существующие источники. В представленных таблицах и рисунках содержатся ключевые моменты, из которых следуют многие важные формулы. Математический уровень этой книги соответствует уровню подготовки студентов старших курсов технических вузов или

¹ Лорд Кельвин «Об измерениях».

инженеров, имеющих базовые знания о применении наиболее распространенных формул. Так, в математических выкладках предпочтение будет отдаваться суммам вместо интегралов и конечным разностям вместо производных, а применение понятий дивергенции, градиента и ротора будет полностью исключено.

Нижеследующие главы по большей части предназначены для самообразования. Во вступительных главах в большинстве случаев представлен общий материал по видам измерений, таким как математический вывод параметров или методы калибровки и коррекции составляющих систематической погрешности измерений, но ссылки на эти сведения встречаются и в последующих главах, непосредственно посвященных измерениям. В некоторых случаях приводятся устаревшие методы, представляющие исторический интерес (существует множество книг, описывающих эти методы), но в целом представлены только самые современные методы. Целевой аудиторией для материала данной книги являются практикующие инженеры в области СВЧ-техники, сталкивающиеся с решением современных практических измерительных задач.

1.1. Современный измерительный процесс

В ходе изложения будет использоваться поэтапная шестиступенчатая схема выполнения измерений, которая охватывает большинство проблемных моментов, возникающих при выполнении измерений. В соответствии с ней можно выделить следующие этапы измерительного процесса:

1. Оценочные измерения: этот важный первый шаг часто игнорируется, что приводит к напрасной трате времени на бессмысленные измерения. Во время оценочных измерений грубо определяются некоторые характеристики исследуемого устройства. Также выполняется общая оценка работоспособности, в ходе которой исследуемое устройство (ИУ) подключается в измерительную схему и включается, в результате чего дается заключение о его работе в штатном или нештатном режиме. Часто выясняется, что коэффициент усиления, согласование или значения мощности отличаются от ожидаемых и, получив эту информацию уже на этом этапе, можно сэкономить много времени и сил.

2. Оптимизация: после того как выполнены оценочные измерения и грубо определены характеристики исследуемого устройства, параметры измерений и измерительная система могут быть оптимизированы в целях получения наилучших результатов для данного устройства. Это может потребовать добавления аттенюатора на вход измерительного приемника, или введения вспомогательного усилителя в тракт источника сигнала, или просто изменения количества частотных точек, чтобы захватить и корректно отобразить действительную характеристику исследуемого устройства. В зависимости от ожидаемых характеристик конкретного исследуемого устройства и от требуемой погрешности измерений могут быть выбраны различные методы и средства калибровки.

3. Калибровка: многие пользователи приступают к этому этапу только в тех случаях, когда что-то в настройках измерительного оборудования не обеспечивает выполнения важных условий, и вынуждены вернуться к шагу один, повторно провести оценочные измерения и оптимизацию перед повторной калибровкой. Калибровка — это процесс определения собственных параметров измерительной системы в целях исключения или частичной компенсации некоторых составляющих систематической погрешности измерений. Калибровка не сводится к получению сертификата о калибровке

и соответствующей бирки на прибор, это в действительности является первым шагом, шагом *определения* в процессе «коррекции ошибок» (коррекции составляющих систематической погрешности измерений), который позволяет получать более качественные и точные результаты измерений.

4. Измерение: наконец, на вход ИУ подается некоторое тестовое воздействие (зондовый сигнал) и измеряется его отклик на это воздействие. В процессе выполнения измерений, наравне с формулировкой измерительной задачи, должны быть рассмотрены и взвешены многие параметры тестового воздействия. Они включают не только специфические условия измерений, но также и априорные данные, такие как предшествующие режимы работы по уровню входной мощности для вычисления нелинейных характеристик тестируемого устройства.

5. Обработка результатов измерений: после получения необработанных результатов измерений для получения скорректированных результатов к ним необходимо применить параметры коррекции ошибок (*прикладной* шаг процесса коррекции систематической погрешности измерений). На этом этапе результаты измерений могут быть подвергнуты математической обработке для получения более удобных в использовании показателей качества ИУ в целях их дальнейшей систематизации, выявления имеющихся закономерностей и сравнения с данными, полученными при других условиях измерений, что обеспечивает более полезный с практической точки зрения взгляд на ИУ.

6. Сохранение результатов измерений: заключительный этап — сохранение результатов измерений в удобном для дальнейшего использования виде. Порой это может быть простое сохранение информации с экрана в виде графического файла (скриншота), но чаще всего это означает сохранение результатов в таком виде, чтобы их можно было использовать для последующего анализа и моделирования.

1.2. Практический взгляд на измерения

Методики, используемые для измерения параметров устройств в мире микрокомпонентов, кардинально отличаются в зависимости от конкретных свойств и характеристик устройств. Таким образом, первым шагом в описании оптимальных методик выполнения измерений является понимание ожидаемого поведения исследуемого устройства. В описании параметров СВЧ-устройств и методик их измерений желательно вернуться к базовым принципам и вывести все математические соотношения, лежащие в основе каждого устройства и описания процедуры измерения, но это привело бы к увеличению объема книги до нескольких томов. По такому принципу можно было бы, без преувеличения, написать по книге для каждого отдельно взятого устройства. В данной книге основное внимание мы уделим только конечным результатам анализа, которые могут быть использованы с практической пользой в ходе измерений параметров тестируемых компонентов и устройств; все используемые формулы представлены в своем конечном виде, без вывода.

Есть книги по СВЧ-измерениям, изданные в национальных лабораториях стандартов, таких как Национальный институт стандартов и технологий (NIST, США) или Национальная физическая лаборатория (NPL, Великобритания), в которых особое внимание сосредоточено на метрологической стороне измерений [1], но методы, описанные в них, не очень хорошо подходят или вообще не подходят для коммерческого использования. Основное внимание в этой книге сосредоточено на практических

примерах измерений характеристик устройств, нашедших коммерческое применение в аэрокосмической и оборонной отраслях промышленности. Основной задачей измерений, рассматриваемых ниже, будет определение параметров, необходимых для контроля качества производства или иных коммерческих приложений, а не метрологические изыскания, актуальные для национальных лабораторий.

Кроме того, существует множество обобщенных описаний параметров устройств или их идеализированных моделей, а также большой объем научного анализа этих идеализированных устройств. На практике же данные устройства имеют значительные паразитные характеристики, которые приводят к существенным различиям в их поведении относительно описанного в учебниках. И, к сожалению, эффекты, вызванные наличием этих паразитных характеристик, часто недостаточно просты для понимания или их рассмотрение затруднено в аналитическом смысле, и проявляются они только в ходе фактических измерений параметров физического устройства. В этой главе описан идеализированный анализ многих устройств, и описания дополнены их реальными паразитными характеристиками, которые вызывают отклонение результатов измерений выходных характеристик реальных устройств от ожидаемых результатов, полученных в ходе анализа их идеализированных моделей.

1.3. Описание параметров СВЧ-устройств

В этом разделе большая часть характеристик, использованных для описания СВЧ-устройств, получена из фундаментальных измерений напряжения и тока на измерительных портах. Для упрощения математических выкладок сосредоточим наше внимание на измерениях, выполняемых при условии нагрузки измерительного порта на вещественные значения импеданса в целях проведения прямых математических преобразований, готовых к практическому применению.

В СВЧ-измерениях фундаментальным измеряемым параметром является мощность. Одной из ключевых целей проектирования схем СВЧ-устройств является оптимизация передачи мощности от одной цепи к другой, например от усилителя к антенне. В мире СВЧ-устройств мощность почти всегда упоминается как падающая или отраженная в контексте ее распространения вдоль передающей структуры. Концепция бегущих волн имеет фундаментальное значение для понимания СВЧ-измерений и может вызвать затруднения не только у инженеров, не прошедших курса электродинамики и распространения радиоволн, но даже у тех, кто имеет базовое понятие об особенностях распространения радиоволн.

1.3.1. Базовые знания об S-параметрах

Математический аппарат S-параметров был разработан для измерений в СВЧ-диапазоне и напрямую связан с напряжениями и токами. В этом разделе будет введено понятие бегущих волн, на основе которого определяются S-параметры. Чтобы облегчить понимание данной темы, мы не просто приведем конечные выражения, но выполним их последовательный вывод — от простого к сложному.

Сигнал, распространяющийся вдоль линии передачи, известен как бегущая волна [2] и имеет прямую и обратную составляющие. На рис. 1.1 показана схема двухпроводной линии передачи с источником сигнала и нагрузкой.

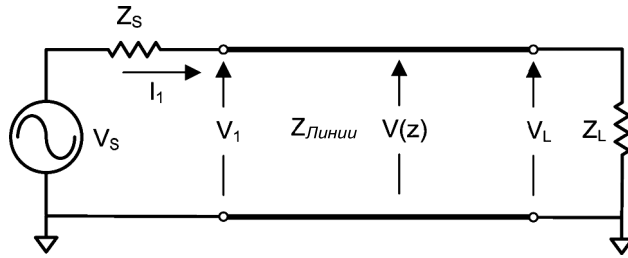


Рис. 1.1. Источник напряжения в двухпроводной цепи

Если напряжение на выходе источника сигнала имеет синусоидальную форму, то оно может быть записано в векторной форме:

$$v_s(t) = \text{Re}(|V_s|e^{j(\omega t + \phi)}) \quad \text{или} \quad V_s(t) = |V_s|e^{j(\omega t + \phi)}. \quad (1.1)$$

Величины напряжения и тока в нагрузке могут быть записаны следующим образом:

$$V_L = |V_L|e^{j\phi_L}, \quad I_L = |I_L|e^{j\phi_L}. \quad (1.2)$$

Напряжение в каждой из точек вдоль линии передачи обозначим как $V(z)$, а ток — $I(z)$, где z — импеданс линии передачи в данной точке. В контрольной точке полное напряжение — $V(0)$ и равно V_1 ; суммарный ток — $I(0)$. Мощность, переданная в нагрузку, может быть записана как

$$P_L = P^F - P^R, \quad (1.3)$$

где P^F — прямая (падающая) мощность, а P^R — обратная (отраженная) мощность. Чтобы выразить их через токи и напряжения, показанные на рис. 1.1, полное напряжение на измерительном порте может быть определено как сумма напряжений падающей волны, распространяющейся по направлению к порту, и напряжения отраженной волны, приходящей со стороны измерительного порта:

$$V_1 = V_F + V_R. \quad (1.4)$$

Напряжение падающей волны дает представление о мощности сигнала, распространяющегося в направлении нагрузки, то есть передаваемой от источника в нагрузку, а напряжение отраженной волны характеризует мощность, распространяющуюся в направлении к источнику сигнала. Для источника синусоидального (гармонического) сигнала напряжение — это функция времени:

$$v_1(t) = V_1^p \cos(\omega t + \phi) = \text{Re}(V_1^p e^{j(\omega t + \phi)}). \quad (1.5)$$

Отсюда следует, что V_1^p является пиковым значением напряжения, а среднеквадратичное (RMS) значение напряжения выражается формулой (1.6):

$$V_1 = \frac{V_1^p}{\sqrt{2}}. \quad (1.6)$$

Коэффициент $\sqrt{2}$ часто встречается в ходе дальнейшего обсуждения понятия мощности сигнала и порой становится камнем преткновения, но если помнить, что среднеквадратичное значение напряжения — это то, что используется для вычисления мощ-

ности гармонического сигнала, а также для выражения значения его амплитуды, тогда в последующих формулах он обретает смысл.

Обозначая импеданс источника через Z_S , а импеданс порта — как Z_0 , упростим задачу, приняв $Z_S = Z_0$, и рассмотрим случай, когда Z_0 является чисто вещественным. В этом случае напряжения падающей и отраженной волн пропорциональны соответствующим значениям мощности. Если бы на рассматриваемом рис. 1.1 в опорные точки имелась возможность включить соответствующие датчики, то появилась бы возможность измерить значения тока и напряжения.

Напряжение источника должно равняться сумме напряжения на порте 1 и падения напряжения на импедансе источника сигнала:

$$V_S = V_1 + I_1 Z_0. \quad (1.7)$$

Тогда напряжение падающей волны равно

$$V_F = \frac{1}{2}(V_1 + I_1 Z_0). \quad (1.8)$$

Видно, что в случае, когда импеданс нагрузки равен Z_0 , напряжение падающей волны представляет собой падение напряжения на порте 1. Зная это и учитывая формулу (1.4), получим выражение для напряжения отраженной волны:

$$V_R = \frac{1}{2}(V_1 - I_1 Z_0). \quad (1.9)$$

Если линия передачи, изображенная на рис. 1.1, имеет большую длину (настолько, что влияние нагрузки незначительно) и ее импеданс в контрольной точке совпадает с импедансом самого источника, который можно назвать *опорным импедансом* порта, то мгновенное значение тока на входе линии передачи равно

$$I_F = V_S \left(\frac{1}{Z_0 + Z_S} \right) = \frac{V_S}{2Z_0} \Big|_{Z_0=Z_S}. \quad (1.10)$$

Напряжение в этой точке совпадает с напряжением падающей волны и может быть найдено из формулы (1.11):

$$V_F = V_S \left(\frac{Z_0}{Z_0 + Z_S} \right) = \frac{V_S}{2} \Big|_{Z_0=Z_S}. \quad (1.11)$$

И мощность, передаваемая по линии (или мощность в нагрузке Z_0):

$$P_F = V_F I_F = \left(\frac{V_F^2}{Z_0} \right) = \frac{V_S^2}{4Z_0}. \quad (1.12)$$

Исходя из выполненных выше преобразований, можно перейти к значениям мощности падающей и отраженной волн, используя их нормированные значения напряжений, которые обозначим соответственно a и b , как показано в [3]:

$$a = \frac{V_F}{\sqrt{Z_0}}, \quad b = \frac{V_R}{\sqrt{Z_0}}, \quad (1.13)$$

где Z_0 — вещественное число, равное импедансу линии передачи.

Или более формально — в виде значений мощности:

$$a = \frac{1}{2} \left(\frac{V_1 + I_1 Z_0}{\sqrt{|\operatorname{Re} Z_0|}} \right), \quad b = \frac{1}{2} \left(\frac{V_1 - I_1 Z_0^*}{\sqrt{|\operatorname{Re} Z_0|}} \right). \quad (1.14)$$

В формуле (1.14) учитываются случаи, в которых Z_0 может быть комплексным [4]. Однако в измерительной практике такая ситуация довольно необычна.

Для вещественных значений Z_0 можно определить падающую мощность (мощность воздействия) как $|a^2|$ и отраженную мощность (рассеянную мощность) — как $|b^2|$, после чего становится очевидным, что значения a и b связаны со значениями напряжений падающей и отраженной волн через квадратный корень. На практике, как правило, пользуются формулой (1.13), так как значение Z_0 почти всегда выбирается равным 50 или 75 Ом. В случае измерений в волноводных трактах импеданс четко не определен и варьируется в зависимости от частоты и типа волновода. В этом случае рекомендуется просто использовать значение нормированного импеданса, равного 1. Это не означает 1 Ом, но используется, чтобы подчеркнуть тот факт, что измерения в волноводе нормированы к импедансу идеального волновода. В (1.13) определены выражения для падающей и отраженной волн, на практике падающие волны являются независимыми переменными, а отраженные волны — зависимыми. Рассмотрим рис. 1.2, на котором изображено двухпортовое устройство.

Здесь мы видим совокупность падающих и отраженных волн для каждого i -го порта:

$$a_i = \frac{V_{Fi}}{\sqrt{Z_{0i}}}, \quad b_i = \frac{V_{Ri}}{\sqrt{Z_{0i}}}. \quad (1.15)$$

А напряжения и токи для каждого порта могут теперь быть представлены как

$$V_i = \sqrt{Z_{0i}}(a_i + b_i), \quad I_i = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}}(a_i - b_i), \quad (1.16)$$

где Z_{0i} — опорный импеданс i -го порта. Стоит отметить важный момент, который часто остается недопонятым. Опорный импеданс необязательно должен быть таким же, как импеданс порта или подключенного устройства. Это «номинальный» импеданс, относительно которого мы рассчитываем S-параметры, но он необязательно должен ассоциироваться с каким-либо из значений импедансов участков измерительной схемы. Таким образом, 50-Омная измерительная система может легко измерить S-параметры 75-Омного устройства, если установлено значение опорного импеданса 75 Ом.

Термин «отраженный» заимствован из оптики, где он относится к свету, отраженному от поверхности линзы или другого объекта с коэффициентом преломления, отличным от коэффициента преломления воздуха. Принимая это во внимание, видим, что корни происхождения термина «рассеяние» и S-матрицы находятся в области физики элементарных частиц и вытекают из аналогии со светом, рассеиваемым внутри

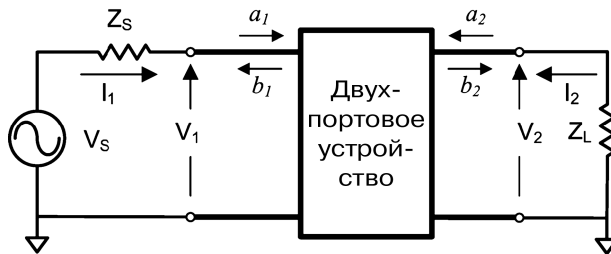


Рис. 1.2. Двухпортовое устройство, подключенное к источнику сигнала и нагрузке

кристалла. В теории СВЧ параметры рассеяния или S-параметры определяют связь независимых параметров входного (воздействующего) сигнала с зависимыми сигналами. Для двухпортового устройства эта связь выглядит так:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (1.17)$$

и может быть представлена в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (1.18)$$

где коэффициенты a выражают падающую мощность для каждого порта, которая является мощностью, втекающей в порт, а коэффициенты b выражают рассеянную мощность, которая является отраженной мощностью или вытекающей из каждого порта. Для более чем двух портов матрица рассеяния примет вид

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad \text{или} \quad [b_n] = [S] \cdot [a_n]. \quad (1.19)$$

Из формулы (1.17) видно, что требуется четыре коэффициента, чтобы связать падающие волны с отраженными, но формула (1.17) содержит только два уравнения. Как следствие, решение для S-параметров цепи требует, чтобы были применены два набора линейно независимых условий для a_1 и a_2 . Чаще всего рассматриваются два предельных случая, когда сначала a_2 приравнивается к нулю и измеряются получившиеся волны b_1 и b_2 , а затем a_1 приравнивается к нулю и измеряется второй набор волн b_1 и b_2 . Математически это выражается так:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}, & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}, \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}, & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}. \end{aligned} \quad (1.20)$$

Формула (1.20) является наиболее распространенной формой представления S-параметров, как функция волн a и b , и часто единственной, приводимой в качестве их определения. Однако в определении S-параметров нет требований равенства нулю одной из падающих волн, и было бы справедливо выразить их с точки зрения двух наборов падающих a_n и a'_n и отраженных b_n и b'_n волн:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left(\frac{b_1 a'_2 - a_2 b'_1}{a_1 a'_2 - a_2 a'_1} \right) & S_{12} &= \left(\frac{b_1 a'_1 - a_1 b'_1}{a_2 a'_1 - a_1 a'_2} \right), \\ S_{21} &= \left(\frac{b_2 a'_2 - a_2 b'_2}{a_1 a'_2 - a_2 a'_1} \right) & S_{22} &= \left(\frac{b_2 a'_1 - a_1 b'_2}{a_2 a'_1 - a_1 a'_2} \right). \end{aligned} \quad (1.21)$$

Из формулы (1.21) следует, что S-параметры определяются для двух источников сигнала. Это становится важным в случае более сложных измерений и при практической реализации измерений S-параметров, так как в реальных условиях невозможно заставить воздействующий сигнал стать нулевым из-за рассогласования измерительной системы.

Эти выражения естественным образом приводят к пониманию, что S_{mn} являются коэффициентами отражения и непосредственно соотносятся со входным импедансом порта исследуемого устройства, а S_{mn} являются коэффициентами передачи и напрямую связаны с коэффициентом усиления или ослаблением исследуемого устройства.

Теперь, когда S-параметры определены, можно связать их с общепринятыми понятиями, используемыми на практике. Рассмотрим схему, представленную на рис. 1.3, где импеданс нагрузки Z_L может быть произвольным, а импеданс источника является опорным.

Рассмотрев схему на рис. 1.3, запишем следующие выражения:

$$V_1 = V_s \left(\frac{Z_L}{Z_L + Z_0} \right), \quad I_1 = V_s \left(\frac{1}{Z_L + Z_0} \right), \quad (1.22)$$

подставив эти выражения в формулы (1.8) и (1.9), и из формулы (1.15) непосредственно вычислим a_1 и b_1 :

$$a_1 = \frac{V_s}{2\sqrt{Z_0}}, \quad b_1 = \frac{V_s}{2\sqrt{Z_0}} \left(\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right). \quad (1.23)$$

Отсюда можно выразить S_{11} :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (1.24)$$

Неофициально принято считать S_{11} входным импедансом устройства:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{V_1}{I_1}. \quad (1.25)$$

Это абсолютно верно для однопортового устройства и может быть распространено на двухпортовое или n -портовое устройство, если все порты устройства, за исключением исследуемого, имеют нагрузку, импеданс которой равен опорному, но в целом нельзя сказать, что S_{11} является входным импедансом устройства, не зная значения импеданса, на которое оно нагружено. Это распространенная ошибка, которую совершают, определяя входной импеданс или S-параметры устройства. Коэффициент S_{11} определяется для любых значений импеданса нагрузки из формул (1.21), но он совпадает со входным импедансом устройства только при условии, что нагружено оно на величину опорного импеданса и, таким образом, удовлетворяет условиям, принятым в формулах (1.20).

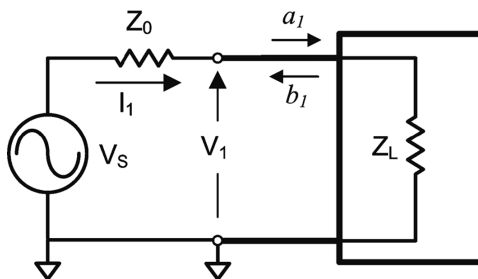


Рис. 1.3. Однопортовое устройство

Рассмотрим схему на рис. 1.2, где импеданс нагрузки не равен опорному. Отметим, что как таковые a_1 и b_1 существуют, и в этом случае Γ_1 (также называемый $\Gamma_{\text{вх}}$ для двухпортового устройства) можно определить как

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} \quad (1.26)$$

для устройства, нагруженного на произвольное значение импеданса. Таким образом, Γ_1 отражает входной импеданс системы, включающей само устройство и импеданс его нагрузки. Важное отличие состоит в том, что S-параметры устройства являются инвариантными к значениям импедансов, подключенных ко входу или выходу; определяя их, мы опираемся на значение опорного импеданса, тогда как входной импеданс устройства зависит от импеданса, нагруженного на каждый из портов устройства. Значение Γ_1 для двухпортового устройства может быть непосредственно вычислено из S-параметров и значения импеданса нагрузки Z_L как

$$\Gamma_1 = \left(S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right), \quad (1.27)$$

где Γ_L вычисляется, как приведено в формуле (1.24):

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (1.28)$$

А в случае двухпортового устройства, нагруженного на произвольную нагрузку, — как

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2}. \quad (1.29)$$

Точно так же можно рассчитать выходной импеданс устройства, на вход которого подключен источник сигнала с произвольным значением импеданса:

$$\Gamma_2 = \left(S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right). \quad (1.30)$$

Другим распространенным термином, характеризующим входной импеданс устройства, является *коэффициент стоячей волны по напряжению* (КСВН), часто называемый просто КСВ, он характеризует отношение значений максимума и минимума напряжения, которые можно было бы измерить вдоль всей длины линии передачи с импедансом Z_0 и подключенной к выходу нагрузкой с произвольной величиной импеданса. Можно показать, что это отношение может быть записано через S-параметры устройства как

$$\text{КСВН} = \left(\frac{1 + |\Gamma_1|}{1 - |\Gamma_1|} \right). \quad (1.31)$$

Если устройство нагружено на величину опорного импеданса, то Γ_1 принимает значение S_{11} . Еще одним распространенным термином, используемым для того чтобы выразить входной импеданс, является коэффициент отражения $\rho_{\text{вх}}$, где

$$\rho_{\text{вх}} = |\Gamma_{\text{вх}}|, \quad (1.32)$$

с учетом которого следует запись:

$$\text{КСВН} = \left(\frac{1 + \rho}{1 - \rho} \right). \quad (1.33)$$

Также с входным импедансом связан термин «возвратные потери», которые определяются как

$$RL = 20 \cdot \log_{10}(\rho) \text{ или } RL = -20 \cdot \log_{10}(\rho). \quad (1.34)$$

Второе выражение является более правильным, поскольку, из определения потерь, они должны быть положительными в случае, когда отраженный сигнал меньше, чем воздействующий. Но во многих случаях первое выражение более приемлемо для использования. Инженер должен просто обратиться к контексту использования термина, чтобы определить нужный знак. Таким образом, говоря, что антенна имеет возвратные потери величиной 14 дБ, понимаем, что ее коэффициент отражения равен 0,2 и что цифра, индицируемая средством измерений, может быть прочитана как «-14 дБ».

При измерениях передаточной характеристики показателем качества часто является коэффициент усиления (КУ) или вносимые потери (иногда также называемые развязкой, когда потери очень высоки). Как правило, они выражаются в дБ, так же как и возвратные потери, но часто упоминаются как положительное число. Таким образом,

$$КУ = 20 \log_{10}(|S_{21}|). \quad (1.35)$$

Вносимые потери, или развязка, определяются как

$$\text{Вносимые потери} = \text{Развязка} = -20 \log_{10}(|S_{21}|). \quad (1.36)$$

Опять же инженер-метролог должен принимать во внимание, в каком контексте используется термин, чтобы понять, что коэффициент передачи устройства с развязкой в 40 дБ отобразится на дисплее прибора как -40 дБ в процессе математической обработки прибором формулы (1.35).

Отметим, что в выражениях для возвратных потерь, коэффициента усиления и вносимых потерь перевод значения в дБ осуществляется посредством формулы $20 \cdot \log_{10}(|S_{nm}|)$, и это часто становится источником неразберихи, потому что для наиболее распространенного в технических расчетах децибела или дБ есть выражение $X_{\text{дБ}} = 10 \cdot \log_{10}(X)$. Эта очевидная противоречивость происходит из стремления приравнять коэффициент усиления, выраженный в дБ по мощности, к коэффициенту усиления по напряжению, также выраженному в дБ. В устройстве, запитанном от источника с импедансом Z_0 и нагруженном на Z_0 , усиление по мощности определяется как отношение мощности, переданной в нагрузку к мощности, пришедшей из источника, и вычисляется по формуле

$$\text{Коэффициент усиления по мощности} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{Переданная в нагрузку}}}{P_{\text{Источника}}} \right). \quad (1.37)$$

Мощность источника — это падающая мощность, $|a_1|^2$, а мощность, переданная в нагрузку, — $|b_2|^2$. S-параметром, характеризующим коэффициент усиления, является S_{21} , и при условии согласованного источника и нагрузки он выражается так:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}, \quad |S_{21}|^2 = \left| \frac{b_2}{a_1} \right|^2 = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = \text{Коэффициент усиления по мощности}. \quad (1.38)$$

Таким образом, вычислив коэффициент усиления по мощности согласно формуле (1.37) и преобразовав его в децибелы, получим знакомую формулу:

$$\text{Коэффициент усиления по мощности} = 10 \log_{10}(|S_{21}|^2) = 20 \log_{10}(|S_{21}|). \quad (1.39)$$

Здесь будет уместен комментарий относительно мощности, поскольку под термином «мощность» понимается несколько распространенных смысловых значений, которые могут быть перепутаны, если не применять их с осторожностью. Для любого источника сигнала, как показано на рис. 1.1, существует нагрузка, которой может быть передана максимальная мощность. Это возможно в случае, когда импеданс нагрузки является комплексно сопряженной величиной импедансу источника, тогда максимальное значение мощности будет равно

$$P_{\max} = \frac{|V_s|^2}{4 \cdot \operatorname{Re}(Z_s)}. \quad (1.40)$$

Но важно отметить, что значение максимальной мощности, как определено в формуле (1.40), совпадает с $|a_1|^2$, если исходный импеданс — действительная величина, равная значению опорного импеданса. Таким образом, выходная мощность источника сигнала с импедансом Z_0 всегда является максимальной мощностью, которая может быть передана в нагрузку. Фактическая мощность, переданная в нагрузку, может быть определена в терминах падающих (a) и отраженных волн (b):

$$P_{\text{det}} = |a|^2 - |b|^2. \quad (1.41)$$

Если рассматривается пассивное двухпортовое устройство без потерь, то мощность, переданная в нагрузку, должна быть меньше или равна подводимой мощности за вычетом доли мощности, отраженной от входа. Математическая запись этого факта в терминах безразмерных S-параметров имеет вид

$$|S_{21}|^2 \leq 1 - |S_{11}|^2, \quad (1.42)$$

она в случае устройства без потерь приводит к равенству

$$|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1. \quad (1.43)$$

1.3.2. Фазовая характеристика цепей

Несмотря на то что до настоящего момента при рассмотрении S-параметров мы оперировали понятиями мощности, включая падающую, отраженную и переданную в нагрузку, в действительности S-параметры являются комплексными числами и имеют помимо амплитудной еще и фазовую составляющую. При измерениях отраженных сигналов фазовый компонент крайне важен и обеспечивает понимание свойств входных элементов цепи. Подробно об этом будет рассказано в главе 2, особенно при обращении к диаграммам Вольперта — Смитта.

При измерениях параметров передачи зачастую для описания радиотехнических систем используется амплитудная характеристика, но во многих коммуникационных системах фазовая характеристика имеет более важное значение. Фазовой характеристикой системы чаще всего называют

$$\phi_{S_{21}} = \arctan \left[\frac{\operatorname{Im}(S_{21})}{\operatorname{Re}(S_{21})} \right], \quad (1.44)$$

где значения арктангенса обычно находятся в пределах $\pm 180^\circ$. Однако предпочтительней выводить на дисплей зависимость абсолютной фазы, график которой непрерывен. Иногда ее называют «развернутой» фазой, в таком варианте отображения последующий

цикл арктангенса определяется из предыдущего, начиная со значений постоянного тока. Таким образом, развернутая фаза однозначно определяется для зависимости S_{21} только тогда, когда она включает все значения частот, вплоть до постоянного тока.

Влияние линейности фазовой характеристики на сигналы с комплексной модуляцией хорошо заметно. В частности, утверждается, что линейные цепи не могут вызвать нелинейные искажения, но это верно только для одиночного синусоидального сигнала на входе. Линейные цепи могут вызвать искажение формы огибающей сигналов с комплексной модуляцией, даже если амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) (амплитуда S_{21}) является равномерной. Это вызвано тем, что фазовая характеристика цепи непосредственно влияет на относительное время, за которое различные частоты комплексно модулированного сигнала проходят эту цепь. Рассмотрим сигнал, приведенный на рис. 1.4.

Фаза S_{21} цепи определяет, какой сдвиг претерпит та или иная частотная составляющая модулированного сигнала. Даже несмотря на то что амплитудная характеристика для обоих сигналов, изображенных на рис. 1.4, остается одинаковой, фазовая характеристика отличается и огибающая результирующего выходного сигнала изменяется.

Важным термином, который чаще всего используется для описания величины задержки сигнала на пути от входа до выхода цепи, является *групповое время задержки* (ГВЗ) цепи, определяемое как

$$\tau_{GD} = \frac{d\phi_{S_{21}}^{rad}}{d\omega} = \frac{-d\phi_{S_{21}}^{\circ}}{360 \cdot df}. \quad (1.45)$$

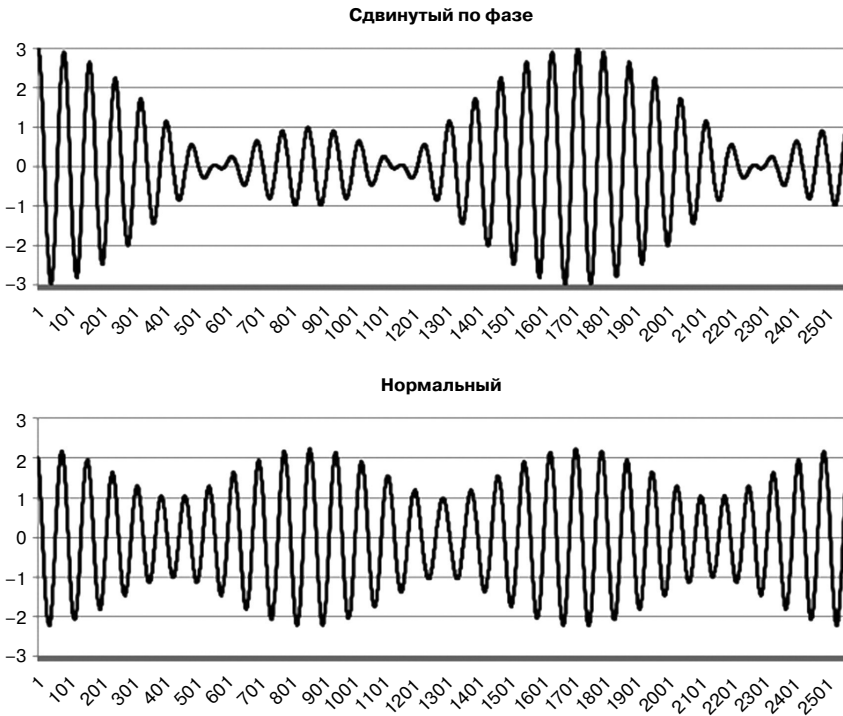


Рис. 1.4. Модулированный сигнал, проходя через цепь, демонстрирует искажения, вызванные фазовым сдвигом

Несмотря на простоту выражения, зависимость группового времени задержки цепи достаточно трудно измерить и/или интерпретировать. Данный факт является следствием того, что средство измерений фиксирует дискретные значения фазы, а ГВЗ является производной от фазы по частоте. Использование дискретного дифференцирования может затруднить вычисления. В главе 5 освещаются некоторые трудности, с которыми можно столкнуться на практике при измерении ГВЗ, так же как и некоторые пути их преодоления.

Для большинства комплексно модулированных сигналов идеальным случаем фазо-частотной характеристики (ФЧХ) цепи является линейная фазовая характеристика. Отклонение от линейной фазы является показателем качества фазовой линейности цепи и тесно связано с другим показателем качества — равномерностью зависимости ГВЗ. Таким образом, идеальная цепь имеет равномерную характеристику ГВЗ и линейную ФЧХ. Однако во множестве сложных коммуникационных систем применяется коррекция АЧХ для устранения некоторых фазовых эффектов.

Зачастую коррекция АЧХ может учитывать искажения фазы первого или второго порядка, в таком случае показателем качества является отклонение ФЧХ от параболической формы, которое позволяет измерить величину отклонения фазовой характеристики от полинома второй степени. Такие измерения будут рассмотрены далее в главе 5.

1.4. Показатели мощности

1.4.1. Падающая и отраженная мощность

Так же как и разнообразные S-параметры, полученные из фундаментальных параметров падающей и отраженной волн a и b , существует множество показателей мощности, связанных с этими же волнами. Как говорилось выше, основными показателями мощности являются падающая (прямая) и отраженная (обратная) мощности для каждого из портов, которые для вещественных значений Z_0 определяются как

$$P_{\text{Падающая}} = P_F = |a|^2, \quad P_{\text{Отраженная}} = P_R = |b|^2. \quad (1.46)$$

Правильное толкование этих понятий заключается в том, что падающая и отраженная мощности — это значения мощности, которые были бы переданы в согласованную (Z_0) нагрузку. Если поместить идеальный (Z_0) направленный ответвитель в линию передачи, в которой распространяется сигнал, он выделил бы падающую волну (если бы ответвитель был включен для ответвления падающей мощности) или отраженную волну (если бы ответвитель был включен для ответвления отраженной мощности). При моделировании идеальные направленные ответвители часто используются именно таким образом.

1.4.2. Номинальная мощность¹

Максимальную мощность, которая может быть получена от генератора, называют номинальной мощностью или $P_{\text{ном}}$, и она может быть описана как мощность, поступающая от источника с импедансом Z_S :

¹ В оригинальном тексте использован термин «available power» — «доступная мощность» (дословно). — *Прим. пер.*

$$P_{\text{ном.}} = P_{AS} \frac{|a_s|^2}{(1-|\Gamma_s|^2)}, \quad (1.47)$$

где Γ_s вычисляется в соответствии с формулой (1.24):

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0}. \quad (1.48)$$

Таким образом, максимальная мощность будет передана в нагрузку в случае, если ее импеданс является комплексно сопряженным импедансу источника, $Z_L = Z_s^*$.

1.4.3. Поглощенная мощность

Мощность, которая рассеивается в произвольной нагрузке, называют поглощенной мощностью и вычисляют непосредственно из разности падающей и отраженной мощностей:

$$P_{\text{погл.}} = |a|^2 - |b|^2. \quad (1.49)$$

В большинстве случаев данный показатель мощности представляет наибольший интерес. Например, в случае передатчика этот параметр отражает мощность, переданную антенне, которая в свою очередь является излученной мощностью, за исключением потерь мощности на активном сопротивлении антенны.

1.4.4. Номинальная мощность на выходе цепи

Особым случаем номинальной мощности является номинальная мощность на выходе цепи, когда цепь подключена к источнику с произвольным импедансом. В этом случае номинальная мощность является функцией только импеданса цепи и источника сигналов и не является функцией импеданса нагрузки. Этот параметр характеризует максимальную мощность, которая может быть передана в нагрузку при условии, что импеданс нагрузки был идеально согласован, она может быть найдена по аналогии с номинальной мощностью на выходе источника сигнала из формулы (1.47), но с заменой коэффициента отражения источника на коэффициент отражения цепи Γ_2 (формула (1.30)), как показано в формуле (1.50):

$$P_{\text{выходная_ном.}} = \frac{|b_2|^2}{(1-|\Gamma_2|^2)}. \quad (1.50)$$

Когда на вход двухпортового устройства подается сигнал с генератора, имеющего произвольный импеданс, рассеянная волна на его выходе, поступающая в согласованную нагрузку, может быть записана как

$$b_2 = \frac{a_s S_{21}}{1 - \Gamma_s S_{11}}. \quad (1.51)$$

Здесь падающая волна обозначена a_s , а не a_1 , как напоминание, что источник не согласован, и Γ_s определяется из формулы (1.48). Мощность, падающая со стороны нагрузки, будет определяться как

$$|b_2|^2 = \frac{|a_s|^2 |S_{21}|^2}{|1 - \Gamma_s S_{11}|^2}. \quad (1.52)$$

Объединив формулы (1.52) и (1.50) получим, что номинальная мощность на выходе цепи, переданная от генератора с импедансом Γ_S , равна

$$P_{\text{выходная_ном.}} = \frac{|b_2|^2}{(1-|\Gamma_2|^2)} = \frac{|a_S|^2 |S_{21}|^2}{|1-\Gamma_S S_{11}|^2 (1-|\Gamma_2|^2)}, \quad (1.53)$$

где Γ_2 определяется из формулы (1.30).

1.4.5. Номинальный коэффициент усиления

Номинальный коэффициент усиления — это коэффициент усиления, который может обеспечить усилитель при работе на нагрузку с комплексно сопряженным импедансом при подаче ему на вход сигнала от источника с определенным значением выходного импеданса и рассчитывается по формуле

$$K_{y_ном} = \frac{(1-|\Gamma_S|^2)|S_{21}|^2}{|1-\Gamma_S S_{11}|^2 (1-|\Gamma_2|^2)}, \quad (1.54)$$

$$\text{где } \Gamma_2 = \left(S_{22} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_S}{1-S_{11} \Gamma_S} \right).$$

Другие производные значения, такие как максимальное возможное усиление и максимальное возможное устойчивое усиление, будут рассмотрены в главе 6.

1.5. Коэффициент шума и шумовые параметры

Для приемника ключевым показателем качества является его способность принимать слабые сигналы или чувствительность. Она, в свою очередь, ограничена шумами, создаваемыми самим устройством, то есть уровнем собственных шумов, который для усилителей и смесителей описывается через *коэффициент шума (КШ)*. КШ определяется как отношение сигнал/шум на входе устройства, деленное на отношение сигнал/шум на выходе, выраженное в дБ:

$$NF \equiv N_{\text{Figure}} = 10 \log_{10} \left(\frac{\text{Signal}_{\text{Input}} / \text{Noise}_{\text{Input}}}{\text{Signal}_{\text{Output}} / \text{Noise}_{\text{Output}}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{(S/N)_I}{(S/N)_O} \right). \quad (1.55)$$

Также КШ может быть выражен в безразмерных единицах, в таком представлении его иногда называют «фактором шума» или «шум-фактором»:

$$N_F \equiv N_{\text{Factor}} = \left(\frac{\text{Signal}_{\text{Input}} / \text{Noise}_{\text{Input}}}{\text{Signal}_{\text{Output}} / \text{Noise}_{\text{Output}}} \right) = \frac{(S/N)_I}{(S/N)_O}. \quad (1.56)$$

Здесь величины сигнала и шума представлены в виде уровней мощности, как правило, номинальной мощности, но также могут описываться и через падающую мощность. Преобразовав формулу, (1.55), получим:

$$N_{\text{Factor}} = \frac{N_O}{\text{Gain} \cdot N_I} = \frac{N_{O_Avail}}{G_{\text{Avail}} \cdot N_{I_Avail}}. \quad (1.57)$$

В большинстве случаев уровень входного шума известен очень хорошо, поскольку он представляет собой только тепловой шум, определяемый температурой собственного

активного сопротивления источника. Это так называемый номинальный уровень шума на выходе источника, и рассчитывается он как

$$N_{Avail.} = N_a = kTB, \tag{1.58}$$

где k — постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К); B — шумовая полоса; T — температура, К.

Необходимо отметить, что номинальная мощность шума не зависит от импеданса источника. Из формулы (1.57) очевидно, что если температура сопротивления источника изменится, то и КШ усилителя также изменится в пропорциях, выраженных формулой. Поэтому выработана общая договоренность, что величина КШ в общем случае приводится для фиксированного значения температуры, это значение обозначается как T_0 и равно 290 К.

Итак, номинальная мощность шума — это мощность шума, которая была бы передана от источника в комплексно сопряженную согласованную нагрузку. Образно мощность шума может быть представлена как шумовая волна по аналогии с сигналами, таким образом, можно выделить понятие падающей шумовой волны (иногда называемой эффективной шумовой мощностью), которая определяется как шум, переданный в согласованную и неизлучающую нагрузку, и выражается следующим образом:

$$N_{Incident} = N_E = N_A(1 - |\Gamma_S|^2), \tag{1.59}$$

что вытекает из формулы (1.47). Так как номинальный уровень шума на выходе цепи и номинальный КУ цепи не зависят от импеданса нагрузки, а номинальный уровень шума на входе цепи может быть вычислен в соответствии с формулой (1.58), то результаты измерений КШ исходя из этого не зависят от согласования шумового приемника. Один из путей осознания данного факта заключается в понимании того, что номинальное усиление представляет собой максимальный КУ, который может быть обеспечен при заданной нагрузке. Если нагрузка не является комплексно сопряженной с Γ_2 , тогда и номинальный КУ, и номинальная мощность шума на выходе были бы уменьшены пропорционально, оставляя значение КШ неизменным и независимым от импеданса нагрузки шумового приемника. Таким образом, в случае шумовых измерений номинальная мощность шума и номинальный КУ исторически были важными характеристиками.

В настоящее время в основе всех современных методик лежат понятия мощности падающей волны шума и КУ. Если импеданс известен, мощность падающей волны шума может быть вычислена в соответствии с формулой (1.59), и если мощность падающей волны шума на выходе цепи N_{OE} может быть измерена, то номинальную мощность шума на выходе можно вычислить по формуле

$$N_{OA} = \frac{N_{OE}}{(1 - |\Gamma_2|^2)}, \tag{1.60}$$

подставив это выражение в формулу (1.57), получим:

$$N_F = \frac{1}{G_A} N_{OA} \frac{1}{N_{IA}} = \frac{|1 - \Gamma_S S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)}{(1 - |\Gamma_S|^2) |S_{21}|^2} \frac{N_{OE}}{(1 - |\Gamma_S|^2)} \frac{1}{kTB} = \frac{|1 - \Gamma_S S_{11}|^2 N_{OE}}{(1 - |\Gamma_S|^2) |S_{21}|^2 (kTB)}. \tag{1.61}$$

Когда источник является согласованным, это выражение упрощается до

$$N_F = \frac{N_{OE}}{|S_{21}|^2 (kTB)}. \tag{1.62}$$

Таким образом, для простой системы, состоящей из усилителя, нагруженного на импеданс Z_0 , на который подан сигнал от источника с импедансом Z_0 , КШ может быть вычислен просто из значения мощности шума, измеренного в нагрузке, и коэффициента передачи S_{21} . Однако формула (1.61) определяет КШ усилителя исходя из значения импеданса источника, и это ключевой момент. В общем, несмотря на то что для генераторов шума обычно приводится КШ при нагрузке с импедансом 50 Ом, он измерен только для того случая, когда собственный импеданс генератора шума в точности равен 50 Ом. В случае когда импеданс генератора шума не равен 50 Ом, КШ при нагрузке с импедансом 50 Ом простым путем не может быть определен.

1.5.1. Шумовая температура

Из-за распространенности показателя температуры во многих вычислениях КШ мощность шума иногда представляется в виде номинальной шумовой температуры:

$$T_A = \frac{N_A}{kB}. \quad (1.63)$$

Из этой формулы КШ выражается так:

$$N_F = \frac{T_A}{G_A \cdot 290} = \frac{T_{RNA}}{G_A}, \quad (1.64)$$

где T_{RNA} — относительная номинальная шумовая температура, выраженная в кельвинах свыше 290 К.

1.5.2. Эффективная или избыточная входная шумовая температура

Для устройств с очень низким КШ часто удобно выразить их КШ через понятие избыточной мощности, которая была бы на входе вследствие более высокой температуры нагрузки генератора, что привело бы к той же самой номинальной шумовой температуре на выходе. Она может быть вычислена как

$$T_e = 290(N_F - 1). \quad (1.65)$$

Таким образом, у идеальной цепи, в которой отсутствует шум, была бы нулевая входная шумовая температура, а усилитель с КШ 3 дБ будет иметь избыточную шумовую температуру 290 К или на 290 К выше расчетной температуры.

1.5.3. Избыточная мощность шума и рабочая температура

Для исследуемого усилителя отношение мощности шума на выходе к мощности шума, равной kTB , называется избыточной мощностью шума, P_{NE} , и вычисляется как

$$P_{NE} = N_F |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_S S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)}. \quad (1.66)$$

Для согласованного источника и нагрузки избыточный шум свыше значения kTB измеряется в нагрузочном резисторе и может быть вычислен как

$$P_{NE} = (|S_{21}|^2 N_F), \quad (1.67)$$

иногда его называют относительной мощностью падающей волны шума или RNPI (в противоположность относительной номинальной мощности шума или RNP). Погрешности в измерении КШ часто являются результатом ненадлежащего учета того факта, что импеданс источника или нагрузки не соответствует в точности значению Z_0 . В качестве связанного параметра в этом случае можно рассматривать рабочую температуру, которая является аналогом входной шумовой температуры для выхода усилителя и вычисляется как

$$T_o = \frac{T_{oA}}{(1-|\Gamma|^2)}. \quad (1.68)$$

В то время как эффект влияния импеданса нагрузки может быть преодолен введением понятия номинального усиления, которое не зависит от импеданса нагрузки, влияние рассогласования импеданса источника преодолевается более сложным способом, который приведен ниже.

1.5.4. Спектральная плотность мощности шума

Избыточный шум измеряется относительно уровня шума kTB и выражается в дБн относительно уровня шума при T_0 . Однако мощность шума может также быть выражена в абсолютных единицах, таких как дБм. Но измеренная мощность шума зависит от полосы пропускания детектора, и поэтому вводится понятие *спектральной плотности мощности шума*, которое представляет собой усредненное значение мощности шума для полосы частот шириной в 1 Гц. Таким образом, спектральная плотность мощности шума связана с избыточным шумом следующим выражением:

$$P_{\text{Noise Power Density}} = \frac{N_{NE}}{B} = k(T_0 + T_e). \quad (1.69)$$

1.5.5. Шумовые параметры

Формальное определение КШ усилителя позволяет определить его только для импеданса или коэффициента отражения конкретного внутреннего сопротивления источника сигналов, но этот КШ не соответствует КШ для импеданса 50 Ом. Скорее это КШ усилителя для импеданса источника. В основном, не обладая дополнительной информацией об усилителе, из этой величины нельзя вычислить КШ для 50 Ом. Рассмотрим усилитель, изображенный на рис. 1.5, с внутренними источниками шума, создающими волны шумовой мощности, которые можно рассматривать как нормированные волны мощности a и b .

Внутреннее сопротивление источника порождает волну шумового воздействия a_{NS} , и она накладывается на собственный шум усилителя, который может быть представлен как источник шума на входе a_{Namp} . Здесь рассеянные шумовые волны представлены шумом, создаваемым на входе усилителя, b_{N1} , и волной шума, падающей на нагрузку, b_{N2} . Из анализа этого рисунка можно провести прямые аналогии с S-параметрами и увидеть, что отраженная мощность шума может быть прибавлена или вычтена из мощности шумового воздействия и может повлиять на суммарную мощность шума. Однако на входе усилителя его собственный шум в основном не коррелирован с шумом, возникающим во внутреннем сопротивлении источника, так что они не складываются друг с другом

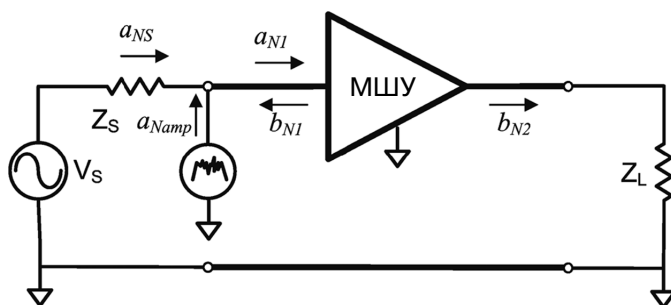


Рис. 1.5. Усилитель с внутренними источниками шума

обычным образом. Из-за этого мощность шума на выходе усилителя и, как следствие, КШ имеют сложную зависимость от импеданса источника. Это сложное взаимодействие определяется двумя скалярными параметрами и одним комплексным параметром, в совокупности известными как *шумовые параметры*. КШ при любом значении коэффициента отражения источника может быть вычислен как

$$N_F = N_{Fmin} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)}, \quad (1.70)$$

где N_{Fmin} — минимальный КШ; Γ_{opt} — так называемая гамма оптимальная, коэффициент отражения (модуль и фаза), при котором значение КШ минимально; R_n — шумовое сопротивление, которое описывает, как КШ увеличивается вследствие отклонения импеданса источника от гаммы оптимальной. Процедура определения этих параметров крайне сложна и описана в главе 6.

1.6. Параметры нелинейных искажений

До сих пор все параметры описывались исходя из предположения, что ИУ линейно. Однако, когда ИУ, особенно усилитель, обрабатывает сигнал большой мощности, нелинейность передаточной характеристики оказывает существенное влияние, порождая потребность в совершенно новом наборе параметров, которые позволят описать эти нелинейные особенности.

1.6.1. Гармоники

Одним из первых достойных внимания эффектов, возникающих при обработке сигналов большой мощности, является формирование гармоник на частотах, кратных частоте входного сигнала. Гармоники описываются уровнем их мощности на выходе, но чаще всего уровнем мощности, отнесенным к мощности несущей на выходе, и почти всегда в дБн (дБ относительно несущей), и их номером. Гармоника с порядковым номером два или просто вторая гармоника — это гармоника с частотой, в два раза большей частоты несущей, несмотря на то что фактически она первая после несущей. Третья гармоника соответственно имеет частоту в три раза больше, чем несущая, и так далее. Удивительно, но нет общепринятого символического обозначения для гармоник. В данной книге

для обозначения величины амплитуды, выраженной в дБн, будет использоваться обозначение $H_2, H_3 \dots H_n$, для гармоник с порядковым номером 2, 3, ..., n соответственно. В главе 6 в процессе описания X-параметров будет полностью раскрыта тема измерения параметров гармоник, для описания выходной нормализованной мощности гармоник с порядковым номером m на выходе ИУ (порт 2) там используется обозначение $b_{2,m}$. Подобное же обозначение используется при рассмотрении гармонического воздействия на усилитель.

Одно из важнейших свойств гармоник — это то, что для большинства устройств уровень гармоник в дБ возрастает вместе с ростом мощности входного сигнала и прямо пропорционально номеру гармоники, как показано на рис. 1.6. На этом рисунке на ось X нанесены значения мощности обрабатываемого сигнала, а на ось Y — измеренная выходная мощность несущей и гармоник.

1.6.2. Точка пересечения второго порядка

Кривые уровня гармоник в условиях увеличения мощности входного сигнала имеют тенденцию роста с крутизной, зависящей от порядкового номера гармоники, но этот рост не может продолжаться бесконечно, иначе мощность гармоники превысит мощность несущей. Хотя это и возможно теоретически, на практике усилитель входит в режим насыщения и уровни мощности гармоник перестают расти, как, впрочем, и мощность сигнала на частоте несущей, а значит, кривые мощности гармоник никогда не пересекутся с кривой мощности несущей. Однако если использовать область более низких уровней мощности, чтобы линейно экстраполировать зависимости мощностей несущей и каждой из гармоник, то они пересекутся на определенной отметке уровня входной мощности (оси X), как показано на рис. 1.6. Уровень, на котором сходятся эти линии, называют точкой пересечения порядка n , где n — номер соответствующей гармоники. Чаше

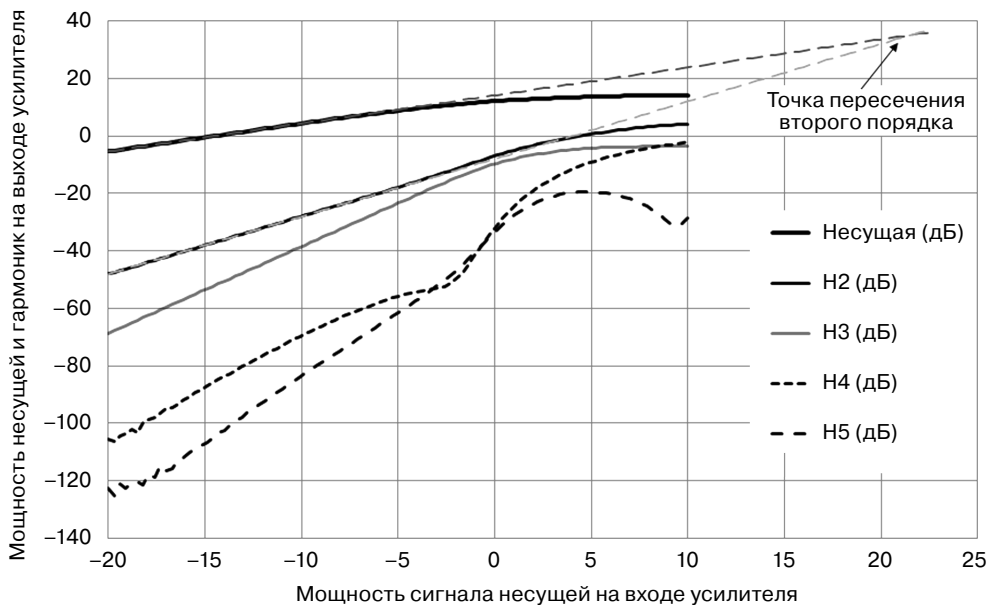


Рис. 1.6. Выходная мощность гармоник усилителя

всего используют точку пересечения второго порядка и обозначают как SOI (second-order intercept). Точки пересечения третьего порядка и выше используются редко.

Иногда возникают трудности в применении термина «точки пересечения второго порядка». Хотя он и используется чаще всего в отношении второй гармоники, в некоторых случаях он также используется для обозначения точки пересечения второго порядка в двухтоновом режиме, которая используется как показатель искажений, возникающих в результате подачи на вход ИУ двух сигналов с разными частотами (двухтоновый входной сигнал). Наиболее правильно употреблять термин «двухтоновая SOI», чтобы подчеркнуть различие с гармонической SOI.

1.6.3. Двухтоновые интермодуляционные искажения

Хоть измерение параметров гармоник и является непосредственной характеристикой нелинейных свойств цепи, зачастую частоты гармоник достаточно далеки от частоты несущей, и на практике во многих схемах их попросту отфильтровывают. Таким образом, измеряя только параметры выходного сигнала, невозможно исследовать показатели нелинейного поведения такой цепи. Конечно, если измерять коэффициент усиления, то по характеру изменения величины S21 в зависимости от уровня входного сигнала можно определить уровень компрессии усилителя. Но удобно иметь меру или показатель качества, характеризующий нелинейные искажения усилителя, который опирается только на измерения параметров выходного сигнала. С этой целью на вход усилителя может быть подан двухтоновый сигнал, имеющий достаточно большой уровень, чтобы вызвать нелинейные искажения сигнала на выходе, которые можно зафиксировать. На рис. 1.7 показаны результаты измерений уровня двухтонового сигнала на входе (нижняя кривая) и на выходе усилителя (верхняя кривая).

Очевидно, что на выходе усилителя вследствие его нелинейности присутствует несколько других тонов с частотами, отличными от входных, появившихся в результате смешивания гармоник высших порядков с входными тонами. Основными сигналами, представляющими интерес, являются верхняя и нижняя частоты интермодуляции (ИМ), PwrN_Hi и PwrN_Lo, где N является порядком интермодуляционных искажений (ИМИ). Основной характеристикой интермодуляционных составляющих является их мощность, отнесенная к мощности несущей, выражаемая в дБн, и эти показатели записывают как IMN_Hi и IMN_Lo. Например, мощность нижней интермодуляционной составляющей третьего порядка будет записана как Pwr3_Lo, а уровень верхней интермодуляционной составляющей третьего порядка относительно несущей запишем как IM3_Hi. Частоты верхних и нижних составляющих можно найти из формулы

$$f_{3Hi} = 2f_{Hi} - f_{Lo}, \quad f_{3Lo} = 2f_{Lo} - f_{Hi}. \quad (1.71)$$

А в общем случае

$$\begin{aligned} f_{mHi} &= \left(\frac{m+1}{2}\right)f_{Hi} - \left(\frac{m-1}{2}\right)f_{Lo}, & f_{mLo} &= \left(\frac{m+1}{2}\right)f_{Lo} - \left(\frac{m-1}{2}\right)f_{Hi} \Big|_{m \text{ нечетный}}, \\ f_{mHi} &= (m-1)f_{Hi} - (m-1)f_{Lo}, & f_{mLo} &= (m-1)f_{Lo} - (m-1)f_{Hi} \Big|_{m \text{ четный}}. \end{aligned} \quad (1.72)$$

В данном случае на вход усилителя подан такой сигнал, что пятая интермодуляционная составляющая спектра визуально различима на фоне шумов на верхней кривой (рис. 1.7).

Интермодуляционные составляющие, как и гармоники, описываются теми же показателями относительно мощности сигнала на входе, а мощность интермодуляционных

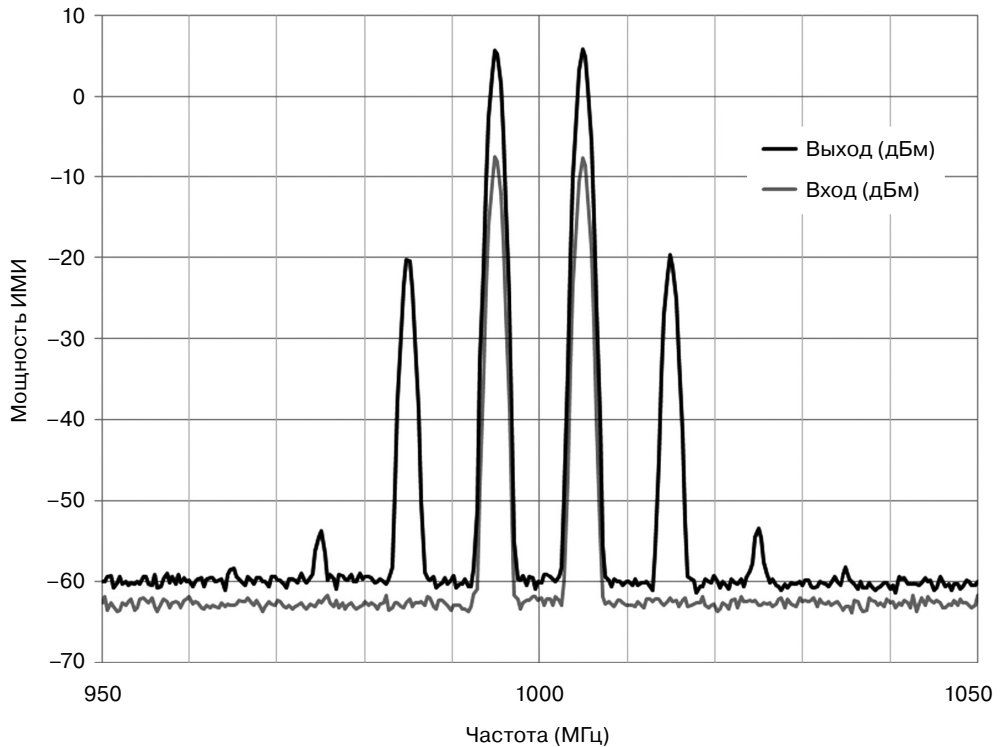


Рис. 1.7. Измерение двухтонового сигнала на входе и выходе усилителя

составляющих (иногда называемая мощностью тона или PWR_m для ИМ-составляющей порядка m) увеличивается прямо пропорционально мощности входного сигнала и порядковому номеру интермодуляционной составляющей. Таким образом, если кривая мощности тона будет построена на одной координатной плоскости с выходной мощностью, а по оси X при этом будет отложена мощность входного сигнала, то получится график, похожий на рис. 1.8, на котором продолжения кривых мощности основного тона и интермодуляционной составляющей третьего порядка, линейно экстраполированные из области малых мощностей входного сигнала, пересекутся. Эта точка пересечения с интермодуляционной составляющей третьего порядка называется точкой пересечения третьего порядка или IP3. Точно так же IP5 является точкой пересечения пятого порядка и так далее.

Также стоит отметить, что при большом уровне мощности сигнала на входе мощность интермодуляционных составляющих может не только увеличиваться, но и уменьшаться или иметь локальные минимумы. Это происходит из-за эффекта повторного смещения интермодуляционных составляющих более высокого порядка, в результате которого появляются сигналы значительных уровней, которые накладываются на составляющие более низкого порядка и могут увеличить или уменьшить их уровень в зависимости от фазы этих сигналов.

Часто возникают затруднения при использовании терминов «интермодуляционные составляющие третьего порядка» (IM3) и «точка пересечения третьего порядка» (IP3), оба этих термина иногда упоминаются как «интермоды третьего порядка». Для ясности в этой книге точка пересечения будет всегда упоминаться как IP.

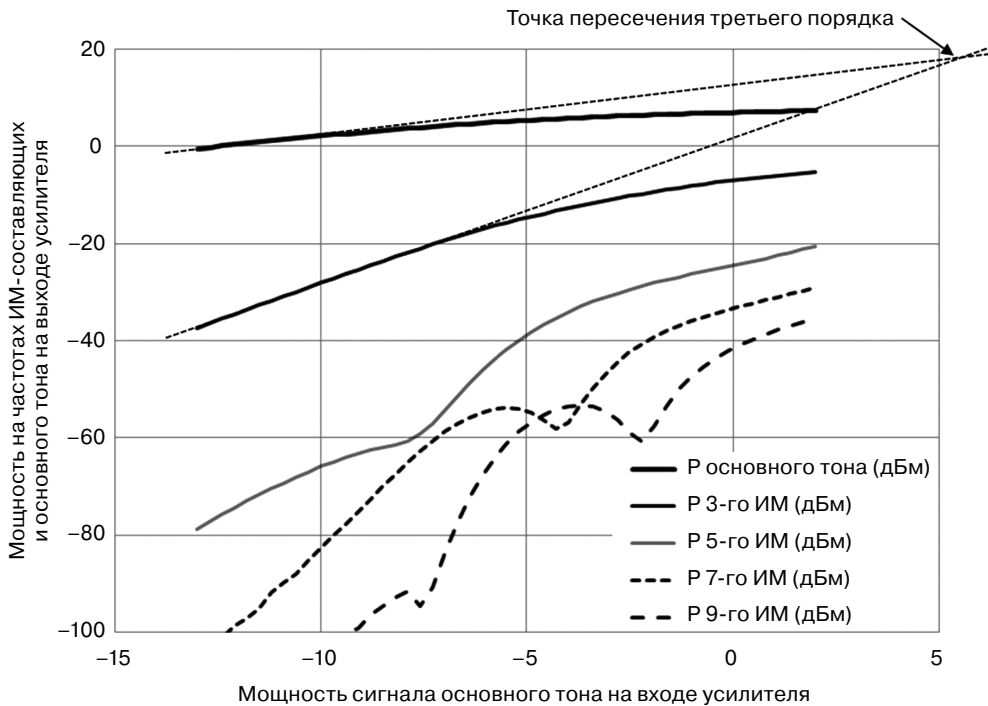


Рис. 1.8. Зависимость мощностей выходного сигнала и интермодуляционных составляющих от мощности входного сигнала

Наконец, для усилителей, используемых в качестве маломощных усилителей (МШУ) во входных каскадах приемника, часто желательно указывать уровень IP, отнесенный ко входной мощности тона, породившего эту точку пересечения на выходе. В этом случае она называется входной точкой пересечения (ИП), а для исключения путаницы в терминах нормализованная точка пересечения по отношению к выходной мощности тона будет именоваться ОИР.

На практике чаще всего используют точки пересечения третьего порядка, ОИР3 и ИП3. Входные и выходные точки пересечения отличаются на величину коэффициента усиления усилителя при одном и том же значении входной мощности.

Более детально измерения эффектов двухтоновой интермодуляции рассмотрены в главе 6.

1.7. Особенности СВЧ-устройств

СВЧ-устройства отличаются от прочих радиотехнических устройств некоторыми особенностями. Принципиальной отличительной их чертой является то, что их физический размер нельзя не учитывать. На практике размер многих устройств составляет существенную часть длины волны на рассматриваемых частотах. Вследствие этого фаза распространяющегося в устройстве сигнала существенно изменяется относительно входного значения, поэтому СВЧ-устройства необходимо рассматривать как устройства с распределенными параметрами. Второй отличительный признак — это то, что шина

заземления устройства не рассматривается как точка, а также распределена. Действительно, во многих случаях шина заземления не описывается достаточно хорошо. В некоторых ситуациях шины заземления устройств приходится изолировать друг от друга путем разнесения на достаточное расстояние, для того чтобы сигнал из одного устройства через заземление не просочился в другое. Далее, даже если устройства описываются как последовательно соединенные (без шины заземления), нужно понимать, что всегда есть заземление, а значит, существует и некоторый импеданс по отношению к этому заземлению. На практике заземлением служит шасси или корпус устройства, или шина питания, или другая шина заземления на печатной плате.

Наконец, только в СВЧ-устройствах применимо понятие распространения радиоволн. В волноводных устройствах нет никакого «сигнала» и никакой «земли». Скорее, волна электромагнитного поля, наведенная в устройство и излученная из устройства, без привязки к шине заземления. Для этих устройств даже длина передающих трактов, например волновода, составляет большой процент от длины волны сигнала. Общие понятия, такие как импеданс, при измерениях в волноводах становятся неоднозначными и должны применяться с особой осторожностью.

1.8. Пассивные СВЧ-устройства

1.8.1. Кабели, соединители и линии передачи

1.8.1.1. Кабели

Самыми простыми и наиболее распространенными СВЧ-компонентами являются линии передачи. Они встречаются во множестве форм и вариантов исполнений и выступают в роли связующих звеньев, обеспечивая взаимодействие элементов СВЧ-цепей. ВЧ- и СВЧ-кабели часто являются первыми представителями семейства СВЧ-устройств и систем передачи, с которыми сталкивается радиоинженер. Наиболее распространенным примером является коаксиальный кабель, используемый в системах кабельного телевидения.

Основными характеристиками коаксиальных кабелей являются характеристическое (волновое) сопротивление и погонное активное сопротивление (потери). Характеристики коаксиальных кабелей обычно выражаются через их эквивалентные распределенные параметры [5], показанные на рис. 1.9, и описываются *телеграфными уравнениями*:

$$\frac{dv(z)}{dz} = -(r + j\omega l) \cdot i(z), \quad (1.73)$$

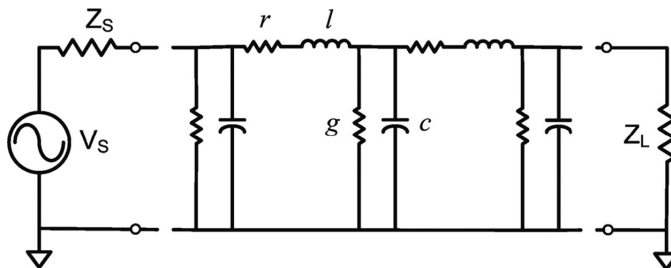


Рис. 1.9. Линия передачи с распределенными параметрами

$$\frac{di(z)}{dz} = -(g + j\omega c) \cdot v(z), \quad (1.74)$$

где $v(z)$ и $i(z)$ — напряжение и ток в линии передачи; r , l , g и c — погонные (отнесенные к единице длины линии) сопротивление (Ом/м), индуктивность (Гн/м), проводимость (См/м) и емкость (Ф/м) соответственно.

Для кабеля без потерь волновое сопротивление может быть вычислено как

$$Z = \sqrt{\frac{l}{c}}, \quad (1.75)$$

но если учитывать потери, это выражение усложняется и волновое сопротивление линии передачи становится комплексной величиной:

$$Z_{lossy} = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{g + j\omega c}}. \quad (1.76)$$

В большинстве случаев погонная проводимость кабеля незначительна, особенно на низких частотах, таким образом, остается только один элемент активных потерь — погонное сопротивление:

$$Z_{lossy} = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{j\omega c}}. \quad (1.77)$$

Анализ формулы (1.77) показывает, что волновое сопротивление линии должно расти с понижением частоты вплоть до постоянного тока. На рис. 1.10 графически продемонстрированы результаты расчета для коаксиального кабеля с номинальным волновым сопротивлением 75 Ом, погонным сопротивлением 0,0001 Ом/мм и погонной емкостью 0,07 пФ/мм (справочные данные для кабеля RG 6, часто применяемого в системах кабельного телевидения). В этом случае волновое сопротивление отклоняется от номинального значения на частоте 300 кГц более чем на 10 Ом и на 1 Ом на частоте 1 МГц.

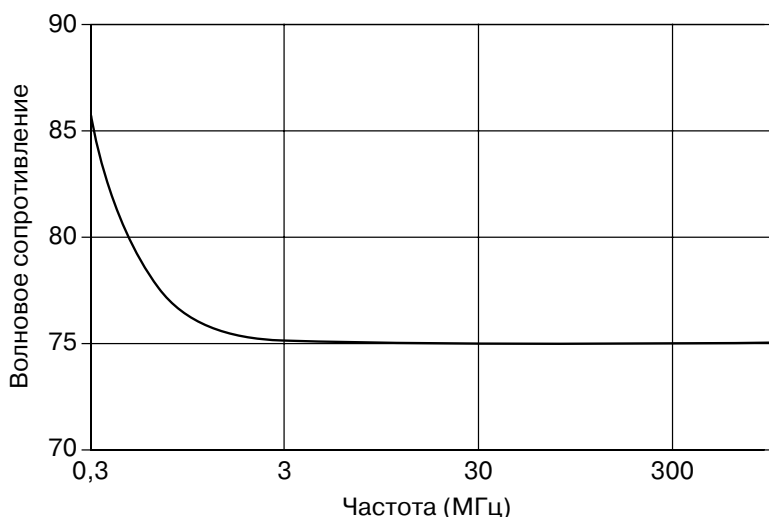


Рис. 1.10. Волновое сопротивление реальной линии передачи в области низких частот

Такое поведение кривой, описывающей частотную зависимость волнового сопротивления кабеля на низких частотах, часто становится неожиданностью для тех, кто не знаком с формулой (1.77), и иногда расценивается как ошибка в измерениях. Однако все реальные линии передачи должны показать подобные результаты на низких частотах, и методики их поверки должны учитывать этот эффект.

«Воздушная» коаксиальная линия представляет собой коаксиальный кабель с воздушным диэлектриком, в котором центральный проводник иногда поддерживается посредством диэлектрических шайб, а иногда просто центральными проводниками коаксиальных соединителей, к которым подключается эта линия, как показано на рис. 1.11. У этого типа кабелей практически отсутствует погонная проводимость, таким образом, единственным элементом активных потерь остается погонное сопротивление. Маленькое белое кольцо на центральном проводнике воздушной линии — диэлектрическая шайба, иногда используемая для устранения провисания центрального проводника относительно внешнего для упрощенного подключения линии без дополнительной центровки.

В некоторых специализированных областях применения ни один из элементов телеграфного уравнения нельзя игнорировать, например, при измерении параметров линии передачи, заполненной неизвестным материалом, когда целью является определение характеристик этого материала.

На более высоких частотах потери в кабеле возрастают из-за скин-эффекта, влияние которого увеличивается пропорционально квадратному корню частоты [6]:

$$r = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}. \quad (1.78)$$

Поскольку вносимые потери коаксиальной воздушной линии зависят только от ее погонного сопротивления, то вносимые потери (в дБ) на единицу длины (также называемые удельным ослаблением сигнала или просто потерями), как функция частоты, могут быть записаны так:

$$\text{Потери}(f) = 8,68 \frac{r}{4\pi Z_0} \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} \right) = A \cdot f^{1/2}, \quad (1.79)$$



Рис. 1.11. Отрезок воздушной коаксиальной линии передачи. Фото размещено с разрешения Agilent Technologies¹

¹ В 2014 году Группа электронных измерений Agilent Technologies стала независимой компанией Keysight Technologies. — Прим. пер.

где R_a и R_b — внутренний и внешний радиусы центрального и внешнего проводников; r — потери из-за скин-эффекта, имеющие частотную зависимость. Таким образом, все эти значения могут быть объединены одним параметром — коэффициентом потерь, обозначенным как A . Рис. 1.12 иллюстрирует потери реальной воздушной коаксиальной линии длиной 15 см, и эти результаты хорошо коррелируют с идеализированными расчетными значениями, полученными по формуле (1.79), что служит хорошим практическим подтверждением теории. Однако введение диэлектрика внутрь коаксиальной линии вносит дополнительные потери, обусловленные тангенсом угла диэлектрических потерь. Эти дополнительные потери обычно выражают в виде эквивалентной погонной проводимости, и часто они более существенны, чем потери из-за скин-эффекта. Поэтому расчеты, выполненные для большинства кабелей по формуле (1.79), не соответствуют практическим значениям из-за наличия в них диэлектрических потерь. В целях учета разницы в значениях потерь примененная формула может быть преобразована путем введения дополнительного показателя степени частоты:

$$\text{Потери}(f) = A \cdot f^b. \quad (1.80)$$

Здесь ослабление выражается в дБ, а A и b — коэффициент потерь и степень потерь. Измерив значения ослабления на двух частотных точках, можно вычислить коэффициент потерь и степень потерь, хотя измерения значений ослабления на нескольких частотных точках с последующей аппроксимацией полученных значений по методу наименьших квадратов дадут более точные результаты. На рис. 1.12 иллюстрируются потери отрезка полужесткого коаксиального кабеля диаметром 0,141 дюйма и длиной 15 см. Значения потерь в первой четверти и в третьей четверти рассматриваемого диапазона частот записаны. Из этих двух значений потерь можно вычислить коэффициент потерь и степень потерь:

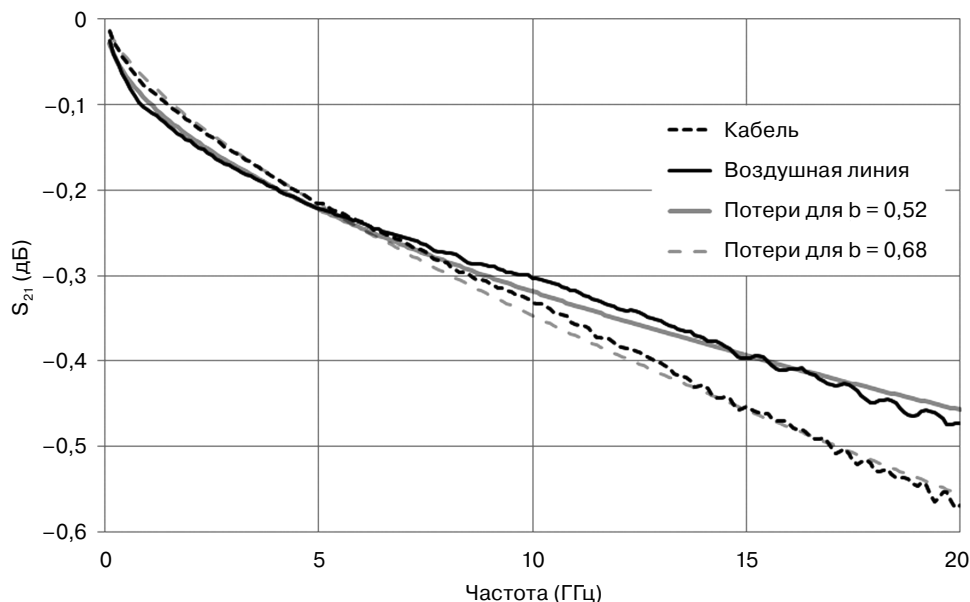


Рис. 1.12. Ослабление, вносимое воздушной линией длиной 15 см и полужестким коаксиальным кабелем с тефлоновым диэлектриком длиной 15 см

$$L_1 = A \cdot (f_1)^b, \quad L_2 = A \cdot (f_2)^b.$$

Прологарифмируем оба эти равенства и объединим их в систему линейных уравнений:

$$\begin{aligned} \log(L_1) &= \log(A) + b \cdot \log(f_1), \\ \log(L_2) &= \log(A) + b \cdot \log(f_2). \end{aligned} \quad (1.81)$$

И эта система линейных уравнений может быть решена для коэффициента потерь A и степени потерь b :

$$A = \exp\left(\frac{\log(f_1) \cdot \log(L_2) - \log(f_2) \cdot \log(L_1)}{\log(f_1) - \log(f_2)}\right), \quad (1.82)$$

$$b = \frac{\log(L_1) - \log(L_2)}{\log(f_1) - \log(f_2)}. \quad (1.83)$$

Значения потерь, вычисленные по формуле (1.80), для любых частотных точек также хорошо коррелируют с измеренными значениями. Неравномерность кривой графика, иллюстрирующего результаты измерений, возможна из-за небольших погрешностей калибровки, как далее будет рассмотрено в главе 5.

Вносимый кабелем сдвиг фазы может быть вычислен аналогично. На практике достаточно аппроксимировать величину сдвига фазы по линейному закону, но реальное значение сдвига фазы с ростом частоты также отклоняется от линейной зависимости, как и потери.

Скорость распространения сигнала в линии передачи без потерь:

$$v = \frac{1}{\sqrt{1 \cdot c}}. \quad (1.84)$$

Как следует из формулы (1.77), линия с потерями описывается комплексным сопротивлением, следовательно, и вносимый сдвиг фазы с приближением к области низких частот *должен* отклониться от линейной зависимости вследствие изменения фазовой скорости. В особом случае для воздушных линий, не имеющих диэлектрических потерь,

$$v_{prop} \approx \sqrt{\frac{2\omega}{rc}} \Big|_{\omega \ll \omega_c}. \quad (1.85)$$

Диэлектрические потери в кабелях, как правило, влияют на скорость распространения сигнала, так же как и на вносимые потери. До сих пор нами обсуждались идеальные кабели с низким уровнем потерь, но на практике у кабелей есть дефекты, которые приводят к отклонению значения волнового сопротивления кабеля от номинала на некоторых его участках. Если эти дефекты случайны и пренебрежимо малы, то они, как правило, просто пропускаются, за исключением случаев, когда они столь велики, что вызывают локальные переотражения сигнала (подробнее об этом в главе 5). В состав оборудования по производству кабелей, например, таких как намоточная машина, входит множество круглых элементов (шкивов, шпинделей и т.д.). Если у этих деталей есть какие-либо отклонения от круглости или хотя бы местный дефект, например каверна, то она может вызвать малые, но периодические отклонения волнового сопротивления кабеля от номинала. Дефект, вызывающий отклонение волнового сопротивления

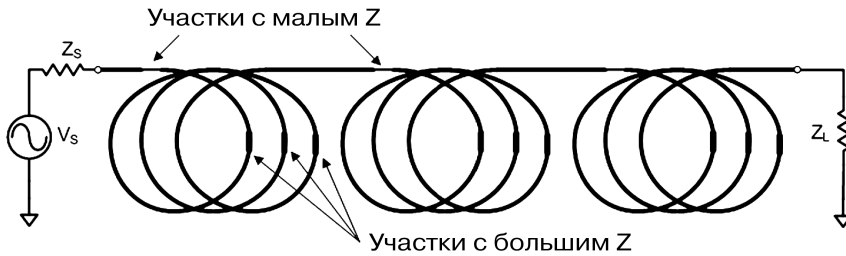


Рис. 1.13. Модель коаксиальной линии с периодическими отклонениями величины волнового сопротивления от номинала

кабеля от номинала даже на 0,1 Ом периодически по всей его длине, может стать причиной возникновения значительных системных проблем, так называемых структурных возвратных потерь (СВП), рис. 1.13. Эти периодические дефекты складываются воедино на определенных частотах и могут вызвать очень узкие (в полосе порядка 100 кГц), но очень высокие пики на графике возвратных потерь и, как следствие, скачки величины вносимых потерь на этих же частотах. Практически проверка на СВП является самой важной для длинных кабелей с малыми паспортными значениями потерь, которые применяются в системах кабельного телевидения. На рис. 1.14 иллюстрируется модель структурных возвратных потерь в кабеле, вызванных отклонением волнового сопротивления на +0,1 Ом от номинала на участках кабеля протяженностью 15 мм каждые 30 см длины кабеля и на -0,1 Ом каждые 2,7 м длины кабеля при общей длине кабеля 300 м, и вносимых потерь, типичных для магистральных кабелей систем кабельного телевидения. Из рисунка очевидно наличие двух периодических структурных дефектов, вызывающих структурные возвратные потери: меньшие — примерно каждые 50 МГц, из-за областей пониженного волнового сопротивления через каждые 2,7 м длины кабеля, и намного более высокие — примерно каждые 500 МГц из-за областей повышенного волнового сопротивления через каждые 30 см длины кабеля. Отклонения величины

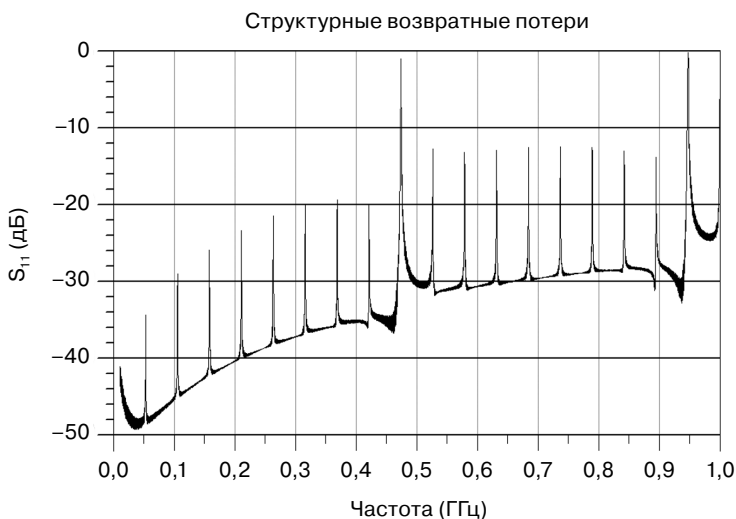


Рис. 1.14. Зависимость возвратных потерь линии, в которой проявляется эффект структурных возвратных потерь

волнового сопротивления в большую сторону происходят чаще, а следовательно, периодические ошибки будут иметь больший кумулятивный эффект, приводящий к почти полному отражению, как показано на графике.

1.8.2. Переходы и соединители

Соединители используются для передачи сигнала из одной среды распространения или линии передачи в другую. Они часто не рассматриваются как часть устройства или измерительной системы, но эффекты, вызванные их наличием в цепи, могут оказать доминирующее воздействие на результат измерений, особенно в случае устройств с малыми потерями. Соединители классифицируются по качеству изготовления и по области применения. Исключительной особенностью соединителей является трудность в измерении их характеристик с заданной точностью. Эта особенность проистекает из того, что большинство соединителей обеспечивают передачу сигнала между различными устройствами или средами распространения, например из коаксиального кабеля или с печатной платы на рабочие поверхности контактов соединителя и далее. В то время как параметры соединителя в плоскости рабочей поверхности контактов, как правило, описаны хорошо, «оборотная часть» соединителя часто описана довольно плохо.

Для обеспечения передачи сигнала от вилки к розетке в рамках одного стандартизованного типа тракта используют так называемые переходы с однотипными соединителями. С их помощью коммутируют между собой устройства и элементы цепи. Их параметры описать проще всего, поскольку в этом случае достаточно хорошо поддаются описанию параметры измерительных портов, калибровочные комплекты, как правило, легко доступны, а методы калибровки предельно понятны. Переходы с соединителями разных типов, обеспечивающие коммутацию тракта одного типа с трактом другого стандартизованного типа, также хорошо поддаются описанию, но еще до недавнего времени это было затруднительно, так как не было приемлемых калибровочных мер для измерений параметров таких переходов. Недавние улучшения в методиках калибровки, по сути, устранили любые трудности в определении характеристик переходов с соединителями разных типов. На рис. 1.15 показаны некоторые примеры переходов с однотипными и разнотипными соединителями.

В СВЧ-технике получили широкое распространение несколько основных типов соединителей, которые можно встретить на подавляющем большинстве радиотехнических устройств и приборов. В табл. 1.1 приведен список распространенных типов соединителей, а также диапазоны их рабочих частот. Они разделены на три обширных категории: прецизионные «беспольные» соединители, прецизионные соединители типа вилка-розетка и соединители общего назначения или сервисные соединители. Это, как правило, соединители для линий с волновым сопротивлением 50 Ом, но и для линий с волновым сопротивлением 75 Ом стандартизовано несколько типов соединителей.

Из табл. 1.1 видно, что фактически есть три частоты, характеризующие соединитель: понятная всем рабочая частота (часто продиктованная максимальной рабочей частотой серийных средств калибровки для данного типа тракта), частота первой моды и максимальная частота, определяемая типом волны, распространяющейся вдоль линии передачи. Рабочая частота всегда ниже частоты первой моды, чаще всего на несколько процентов. Первая мода во многих типах соединителей возникает чаще всего из-за диэлектрических элементов внутри линии, обеспечивающих поддержку центрального проводника на заданном расстоянии от внешнего. Обычно для этих целей применяются



Рис. 1.15. Переходы с одностипными соединителями и переходы с соединителями разных типов. Фото размещено с согласия Agilent Technologies

элементы из пластика, имеющие большой тангенс угла диэлектрических потерь и более низкую частоту первой моды. Для соединителей и кабелей моды — это термин, характеризующий переход электромагнитного поля внутри коаксиального кабеля в режим распространения продольных волн, характерный для круглого волновода и зависящий от внутренних габаритов внешнего проводника. Добавление диэлектрика в виде шайбы, поддерживающей центральный проводник, теоретически занижает частоту образования мод, но если шайба коротка, то мода будет быстро затухающей (нераспространяющейся) и может несущественно повлиять на качество. На более высоких частотах может возникнуть мода, распространяющаяся при диэлектрической проницаемости воздуха и данном диаметре центрального проводника, но если подключенный к соединителю кабель достаточно мал, то мода может также не распространиться. Возникновение распространяющихся мод приводит к существенным провалам выходного сигнала, и, что более важно, эти провалы не могут быть устранены по результатам калибровки, так как они не локализованы, и переотражения мод передаваемого сигнала, возникающие далеко от рабочих поверхностей контактов соединителя, могут взаимодействовать с модами соединителя, вызывая частотную зависимость эффекта мод, которая при подключении разных устройств повторяться, скорее всего, не будет. Если же эта зависимость остается неизменной при подключении различных устройств, то влияние эффекта распространяющихся мод может быть учтено при калибровке.

Прецизионные беспольные¹ соединители на текущий момент нашли применение только в метрологических лабораториях. Их основным достоинством является высокая повторяемость параметров соединителей и идентичность характеристик соединяемых друг с другом ответных частей. К тому же довольно легко проводится калибровка измерительной системы, после которой любое ИУ с подобными соединителями может быть

¹ Под «беспольными» соединителями здесь и далее понимаются такие соединители, у которых нет деления на вилку и розетку, поскольку ответные части абсолютно идентичны по конструкции. — *Прим. пер.*

Таблица 1.1. Соединители, используемые в ВЧ- и СВЧ-технике

Наименование	Диаметр внешнего проводника, мм	Номинальное значение рабочей частоты, ГГц	Частота первой моды, ГГц	Максимальная частота применения, ГГц
Тип <i>N</i> (50 Ом) прецизионный	7	18	18,6	26,5*
Тип <i>N</i> (50 Ом) общего назначения	7	12	12,5	15
Тип <i>N</i> (75 Ом) прецизионный	7	18	18,6	18
Тип <i>N</i> (75 Ом) общего назначения	7	12	12,5	15
7 мм	7	18	18,6	18
SMA	3,5	18	19	22
3,5 мм	3,5	26,5	28	33
2,92 мм («К»)	2,92	40	44	44
2,4 мм	2,4	50	52	55
1,85 мм («V»)	1,85	67	68,5	70
1 мм	1	110	120	120

* Некоторые производители устанавливают переходы с соединителем этого типа на приборы с рабочей частотой до 26,5 ГГц по причине того, что он имеет конструкцию повышенной прочности; частота первой моды у соединителей типа *N* и 7 мм совпадает.

подключено между парой кабелей в любом направлении. Создание соединителей такого класса сыграло важную роль для научной метрологии, поскольку в прошлом было трудно иметь дело с так называемыми неподключаемыми с точки зрения выполнения калибровки устройствами (неподключаемое устройство — это устройство с соединителями одинакового типа с обеих сторон: вилка-вилка или розетка-розетка). Прецизионный соединитель типа 7 мм часто можно встретить на прецизионных аттенюаторах и воздушных линиях, применяемых в качестве образцовых мер коэффициента передачи. Соединитель типа 7 мм также известен как GPC-7 — основной прецизионный соединитель (general precision connector), или как APC-7TM — прецизионный соединитель Amphenol (Amphenol precision connector). Ввиду того, что эти соединители являются бесполыми, необходимость в использовании переходов для соединения устройств между собой или подключения к ним кабелей измерительных портов отпадает сама собой.

1.8.2.1. Соединитель типа 7 мм (APC-7, GPC-7)

У соединителя типа 7 мм есть несколько интересных особенностей: канга центрального проводника не разделена на ламели, но она подпружинена и слегка выступает над плоскостью соприкосновения, см. рис. 1.16.

При подключении канга центрального проводника одного из соединителей мягко соприкасается с кангой другого, обеспечивая хороший контакт. В неразрезном внешнем цилиндрическом контакте центрального проводника есть небольшая проточка. Физическую плоскость соприкосновения, как и в случае почти всех прочих ВЧ-соединителей, формирует внешний проводник. На большинстве соединителей имеется подвижная цилиндрическая муфта с резьбой, выдвигающаяся из-под внешней контактной гайки. Для соединения двух разъемов такого типа на одном из них муфта должна быть выдвинута, а на другом убрана. Гайка соединителя с убранной муфтой накручивается



Рис. 1.16. Соединитель типа 7 мм. Фото размещено с согласия Agilent Technologies

на муфту другого и затягивается, тем самым обеспечивается прочное механическое соединение. Затягиваться должна только одна гайка, хотя существует повсеместная ошибочная практика затягивать сразу обе гайки. На практике затягивание сразу двух гаек может привести к разрыву между контактами центрального проводника и ухудшению электрического контакта. Встречаются соединители данного типа, у которых контактная муфта может находиться только в выдвинутом положении и нет вращающейся гайки. Они широко распространены на более старом оборудовании, предназначенном для непосредственного подключения к измерительному порту ВАЦ с соединителями типа 7 мм.

1.8.2.2. Соединитель N-типа 50 Ом

Соединители N-типа широко применяются в радиотехнических устройствах ВЧ- и нижней части СВЧ-диапазонов при сравнительно высоких уровнях мощности сигнала. Диаметр внешнего проводника соединителей данного типа такой же, как и у соединителей типа 7 мм, но они делятся на вилки и розетки. У соединителей данного типа есть необычная особенность стыковки контактных поверхностей — внешний проводник (который почти всегда является электрической опорной плоскостью отсчета фаз) входит внутрь соединителя типа розетка. Центральный проводник розетки выступает (в электрическом смысле) относительно опорной плоскости, а центральный проводник вилки утоплен. Как следствие, электрические модели калибровочных мер с соединителями вилка и розетка N-типа очень асимметричны.

У соединителей N-типа есть прецизионное исполнение, в одном из вариантов оно подразумевает неразрезную цангу центрального проводника (соединители метрологического класса), в другом — прецизионную цангу с шестью ламелями, монолитный цилиндрический внешний проводник (соединители такого исполнения можно найти на большинстве образцов измерительной техники коммерческого исполнения — это соединители приборного класса) и соединители общего назначения, имеющие разрезной внешний проводник и разрезную цангу центрального проводника с четырьмя или даже двумя ламелями. Соединители типа розетка с неразрезными цангами представляют собой прочный полый цилиндр с четырьмя или шестью подпружиненными контактными пластинами, которые заполняют допусковые зазоры между центральным проводником вилки и внутренней стенкой цилиндра. Таким образом, диаметр цанги розетки вообще не зависит от радиуса контактной части вилки. Стандартные соединители типа розетка с разрезными цангами расширяются или, наоборот, сжимаются, когда в них входит

контактная часть вилки, из-за чего их внешний диаметр (а значит, и импеданс) изменяется в зависимости от величины отклонения от номинала диаметра контактной части вилки.

Соединители общего назначения можно найти на множестве устройств и соединительных кабелей. Соединители типа розетка этого класса имеют два распространенных и ярко выраженных недостатка: в них часто применяется резиновая «погодная прокладка», уплотнительная O-образная резиновая шайба в основании соединителя, а на внешней части гайки выполнено рифление, но отсутствуют торцевые плоскости для затяжки моментным ключом. Первый недостаток усиливает второй, поскольку контактная поверхность внешнего проводника вилки зачастую не соприкасается с основанием розетки вследствие того, что внешняя (предположительно неконтактная) поверхность розетки упирается в резиновую уплотнительную прокладку и препятствует полному соприкосновению контактных поверхностей внешних проводников вилки и розетки. Если бы было можно полностью затянуть соединитель N-типа, то резиновая O-образная прокладка сжалась бы и контакт между внешним проводником вилки и основанием розетки был бы установлен, но на гайке отсутствуют торцевые плоскости для затяжки моментным ключом, что сильно усложняет затяжку такого соединителя в целях обеспечения достаточной повторяемости соединения. Эта проблема стала причиной сотен часов, потраченных на проведение повторных измерений в случаях, когда устройства не проходят допусковый контроль по величине возвратных потерь. Существует простое решение этой проблемы: всякий раз перед проведением измерений удаляйте резиновую прокладку из основания вилки. Для удаления этой ненавистой прокладки вам понадобится пинцет и плоскогубцы с остроконечными губками. Заметьте, что ни в одном из прецизионных исполнений соединителей N-типа не предусмотрена



Рис. 1.17. Примеры переходов с соединителями N-типа, верхние — общего назначения, нижние — приборного класса. Фото размещено с согласия Agilent Technologies

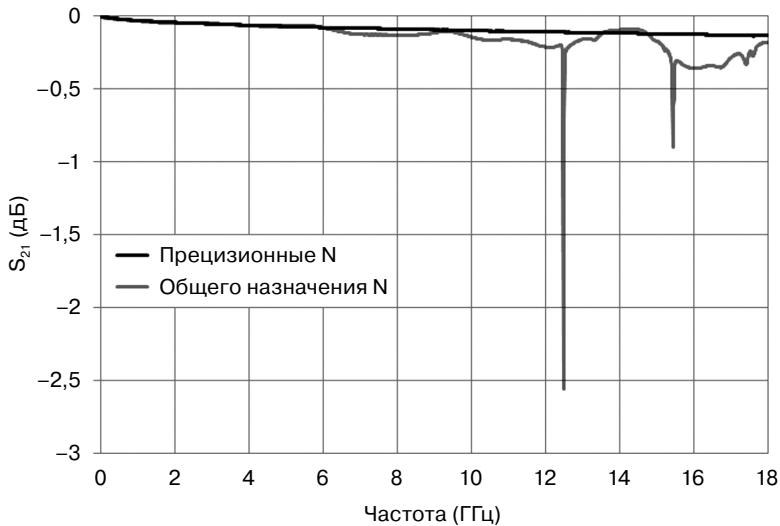


Рис. 1.18. Вносимые потери пары переходов с соединителями N-типа, прецизионных и общего назначения

резиновая прокладка. На рис. 1.17 показаны некоторые примеры переходов с соединителями N-типа. Два верхних — общего назначения, а два нижних — приборного класса. На рис. 1.18 иллюстрируется частотная зависимость величины вносимых потерь пары включенных последовательно переходов с соединителями вилка-вилка и розетка-розетка N-типа приборного класса и такая же зависимость для пары аналогичных переходов с соединителями общего назначения. Потери нормированы к длине переходов. Пара общего назначения может применяться только до 12 ГГц вследствие возникновения высших мод. В прецизионной паре высшие моды не возникают вплоть до 18 ГГц.

1.8.2.3. Соединитель N-типа 75 Ом

Соединители N-типа выпускаются и в исполнении 75 Ом, для которого диаметр внешнего проводника тот же, а центрального — меньше. В некоторых случаях это заканчивается плачевно, поскольку меньшая цанга розетки может быть повреждена при подключении вилки N-типа стандарта 50 Ом. Есть два варианта исполнения цанги центрального проводника розетки 75 Ом: один — с короткими прорезями и шестью ламелями, а второй — с длинными прорезями и четырьмя ламелями. Также существует прецизионная версия с неразрезной цангой. У варианта исполнения с короткими прорезями больший потенциал для высокоточных измерений, поскольку ламели раздвигаются меньше, а значит, меньше и погрешность вследствие возникновения паразитной емкости. Однако на многих устройствах с соединителями N-типа 75 Ом они применяются именно в исполнении с длинными прорезями. Цанги с длинными ламелями были спроектированы таким образом, чтобы принять внутрь себя центральный проводник вилки 50 Ом без повреждений хотя бы несколько раз. Зачастую у соединителей N-типа 75 Ом имеется дополнительная кольцевая проточка или прорезь для облегчения их идентификации. Варианты исполнения соединителей N-типа стандарта 75 Ом приведены на рис. 1.19. На рис. 1.20 иллюстрируется частотная зависимость величины вносимых потерь пары включенных последовательно переходов с соединителями вилка-вилка и розетка-розетка N-типа стандарта 75 Ом приборного класса и такая же зависимость для пары



Рис. 1.19. Примеры переходов с соединителями N-типа 75 Ом, верхние — прецизионные, нижние — общего назначения. Фото размещено с согласия Agilent Technologies

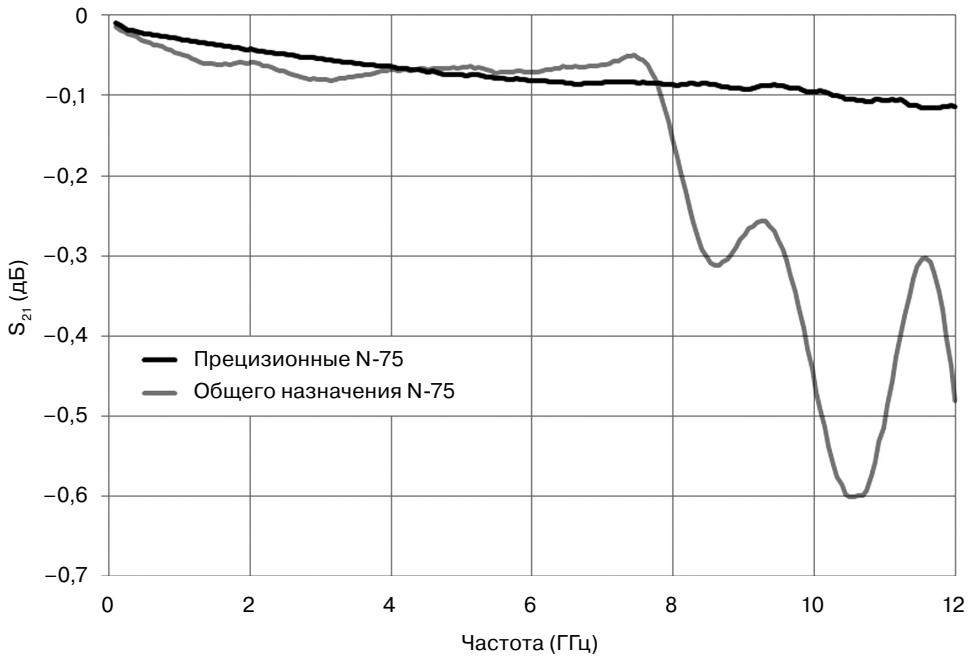


Рис. 1.20. Вносимые потери пары переходов с соединителями N-типа 75 Ом, прецизионных и общего назначения

аналогичных переходов с соединителями общего назначения. Потери нормированы к длине переходов. На соединители N-типа 75 Ом часто накладываются частотные ограничения в 2-3 ГГц, но это определяется лишь тем, что доступные в продаже калибровочные комплекты имеют такие паспортные частотные ограничения. На практике соединители данного типа могут без особых трудностей использоваться на частотах вплоть до 7-8 ГГц. АЧХ соединителей общего назначения обычно ограничена не высшими модами (так как потери малы), а скорее вследствие недостаточного контроля импеданса в области расположения диэлектрической шайбы, поддерживающей центральный проводник и вносящей некоторое рассогласование.

1.8.2.4. Соединители типов 3,5 мм и SMA

Соединители 3,5 мм имеют вдвое меньший диаметр внешнего проводника, чем соединители N-типа, и обеспечивают перекрытие более широкого частотного диапазона. Центральный проводник соединителя стандарта 3,5 мм поддерживается пластиковой шайбой, а не сплошным диэлектрическим заполнением, следовательно, имеет рабочую область без высших мод в более широком частотном диапазоне, чем SMA. Традиционно паспортные рабочие частоты соединителей типа 3,5 мм ограничены отметкой 26,5 ГГц, но первая мода возникает в них только на 30 ГГц, а на практике их можно использовать вплоть до 38 ГГц. Интересной особенностью высших типов мод является то, что первая мода соединителя 3,5 мм возникает из-за шайбы (в зависимости от типа диэлектрика), но эта мода не распространяется, следовательно, имеет смысл использовать эти соединители на более высоких частотах. Розетки соединителей типа 3,5 мм выпускаются с несколькими вариантами исполнения контактной части центрального проводника, основные из них — это цанга с четырьмя ламелями и неразрезная прецизионная цанга, которую можно встретить у большинства мер из состава серийно выпускаемых калибровочных комплектов. Интересно, что даже если подпружиненные внутренние контактные пластины неразрезной цанги будут повреждены вследствие подключения вилки с негабаритной или несоосной контактной частью центрального проводника (под микроскопом можно заметить, что одна или несколько пластин вдавлены внутрь соединителя), это не влияет на технические характеристики ВЧ-оборудования, т. к. сам цилиндр неразрезной цанги остается неповрежденным. Фактически о повреждении контактных пластин неразрезной цанги можно говорить только по результатам визуального осмотра, т. к. ВЧ-характеристики существенно не изменяются, пока целой остается хотя бы одна контактная пластина.

Соединитель типа SMA механически совместим с соединителем 3,5 мм, но заполнен твердым диэлектриком — политетрафторэтиленом (PTFE), вследствие чего имеет более низкую верхнюю границу диапазона рабочих частот. Традиционно соединители типа SMA используются на частотах до 18 ГГц, но первая распространяющаяся мода возникает только на 20 ГГц в зависимости от типа кабеля, распаянного в разъем с соединителем типа SMA. Главным преимуществом соединителей типа SMA является их низкая цена, особенно в совокупности с полужесткими коаксиальными кабелями. Их размеры таковы, что центральный проводник коаксиального кабеля может использоваться в качестве центрального контакта соединителя типа SMA, для получения соединителя типа вилка только внешний цилиндрический контакт соединителя должен быть смонтирован на внешний проводник кабеля. Но такой тип разделки кабелей печально известен плохим соблюдением необходимых требований к центральному проводнику формируемого соединителя, чаще всего центральный контакт плохо обработан и ненадлежащим

образом обрезан, что может привести к серьезным проблемам при подключении к ответной части — соединителю типа розетка. Это особенно актуально при подключении их к соединителям типа 3,5 мм (розетка), в частности с неразрезной цапгой. На рис. 1.21 приведены примеры соединителей типов 3,5 мм и SMA.

На рис. 1.22 проиллюстрированы результаты измерений частотной зависимости вносимых потерь пары переходов вилка-вилка и розетка-розетка 3,5 мм, подключенных



Рис. 1.21. Верхняя часть: слева соединители 3,5 мм розетка и вилка соответственно, справа — SMA-розетка и вилка. Ниже: переходы с соединителями 3,5 мм и SMA. Фото размещено с согласия Agilent Technologies

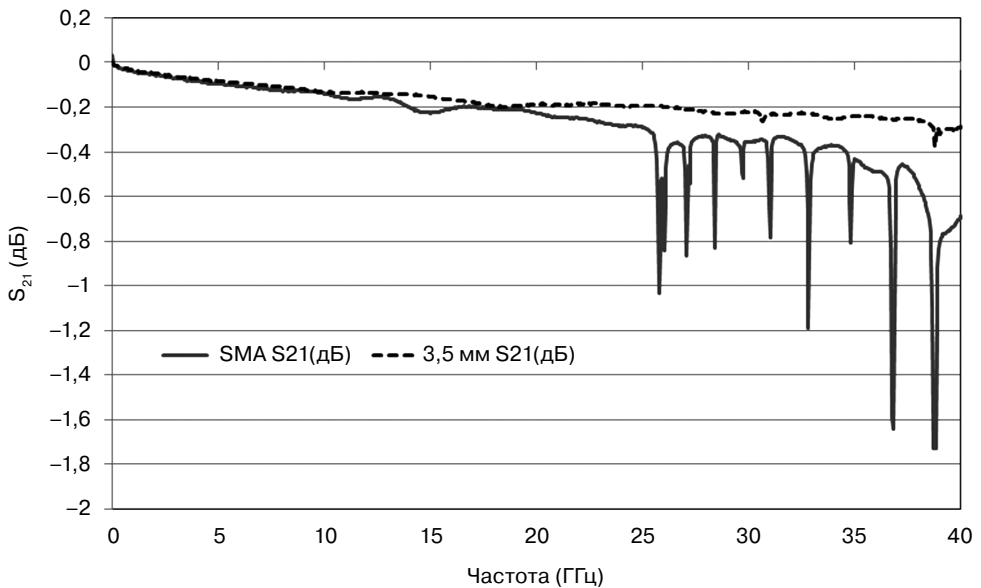


Рис. 1.22. Вносимые потери пары переходов с соединителями типов SMA и 3,5 мм

последовательно, и такой же пары переходов с соединителями типа SMA. Возникновение высших типов мод в соединителе типа SMA четко наблюдается начиная с частоты 25 ГГц. Для стандарта 3,5 мм высшие моды проявляются на частотах чуть выше 27 ГГц и снова на 38 ГГц.

1.8.2.5. Соединители типа 2,92 мм

Соединитель типа 2,92 мм получен из соединителя типа 3,5 мм путем уменьшения внутреннего диаметра внешнего проводника и механически может быть присоединен и к соединителям типа 3,5 мм, и SMA. Меньший внутренний диаметр внешнего проводника означает, что режим работы без возникновения мод возможен в пропорционально более высокой полосе частот, в данном случае до 40 ГГц, а применим соединитель данного типа вплоть до 46 ГГц. Центральный контакт розетки имеет цангу с двумя ламелями, которая обеспечивает достаточную гибкость для коммутации больших по диаметру центрального проводника вилок соединителей 3,5 мм и SMA, но такое соединение менее пригодно для прецизионных измерений вследствие увеличения погрешности, обусловленной неоднородностью в точке контакта и разностью диаметров центральных проводников. Также следует заметить, что толщина металла ламелей цанги розетки соединителя типа 2,92 мм довольно невелика, что делает ее предрасположенной к повреждению в случае, если подключаемый контакт центрального проводника имеет размер, больший номинального значения, или несоосен. Часто можно видеть розетки



Рис. 1.23. Переходы с соединителями 3,5 мм (слева) в сравнении с 2,92 мм, вилка и розетка

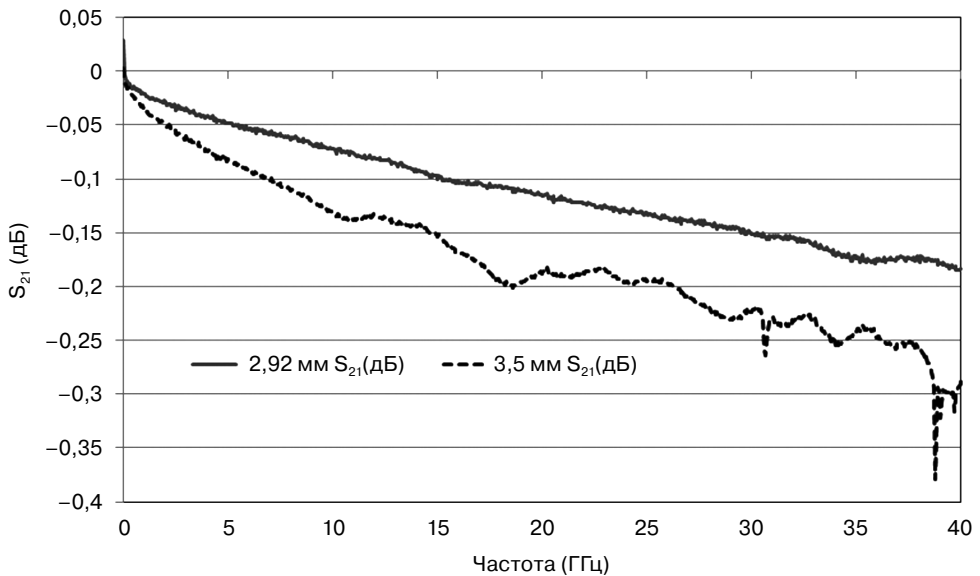


Рис. 1.24. Вносимые потери пары переходов типа 2,92 мм по сравнению с парой типа 3,5 мм

типа 2,92 мм без одной ламели в канге. Соединители типа 2,92 мм были распространены компанией Anritsu (официально Wiltron), которая ввела его как соединитель типа К, и довольно часто встречается именно такое его обозначение.

На рис. 1.23 приведены некоторые примеры соединителей типа 2,92 мм. Их основной отличительный признак — большой внутренний диаметр внешнего проводника. На рис. 1.24 проиллюстрирована частотная зависимость вносимых потерь пары переходов розетка-розетка и вилка-вилка с соединителями типа 2,92 мм наряду с такой же парой переходов типа 3,5 мм, высшие моды в которых хорошо заметны на графике.

1.8.2.6. Соединители типа 2,4 мм

Соединитель типа 2,4 мм является по сути модифицированной версией соединителя 3,5 мм, полученной путем пропорционального масштабирования в сторону максимальной рабочей частоты. Чаше он применяется на частотах до 50 ГГц, но может быть использован и до 60 ГГц. Этот соединитель не может быть подключен ни к соединителю типа 3,5 мм, ни SMA, ни 2,92 мм и фактически был спроектирован таким образом, чтобы предотвратить повреждения в случае попытки подключения к нему соединителей перечисленных типов. Существуют варианты исполнения как с неразрезной кангой, так и с кангой, разделенной на ламели, по аналогии с соединителем 3,5 мм.

1.8.2.7. Соединители типа 1,85 мм

Существует два варианта исполнения соединителя типа 1,85 мм, изначально разработанных Anritsu и Agilent. Вариант компании Anritsu принято называть соединителем типа V, а вариант компании Agilent называют соединителем типа 1,85 мм. Они механически совместимы друг с другом и изначально были созданы для работы в диапазоне частот до 67 ГГц, но применимы вплоть до 70 ГГц. Также эти соединители механически совместимы с соединителем типа 2,4 мм.

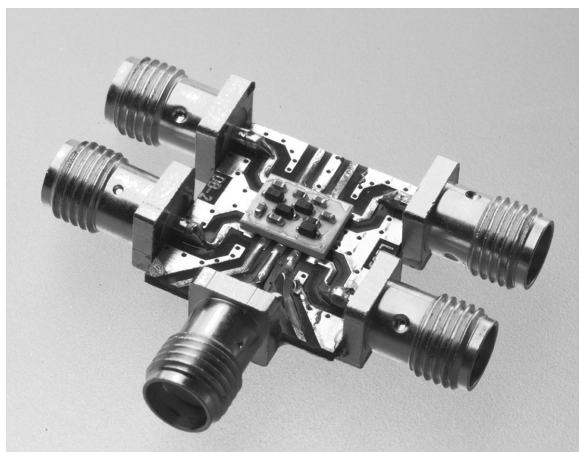


Рис. 1.25. Соединители типа SMC, установленные на печатную плату. Фото размещено с согласия Agilent Technologies

1.8.2.8. Соединители типа 1 мм

Соединитель типа 1 мм получен путем пропорционального уменьшения соединителя 1,85 мм, но механически с ним несовместим. Характеристики данного типа соединителей чаще всего нормируются до 110 ГГц, но применяется данный тип вплоть до 120 ГГц, а в некоторых случаях и до 140 ГГц.

1.8.2.9. Соединители для установки на печатную плату и кабельные соединители

При решении различных инженерных и измерительных задач исследуемая цепь зачастую может быть выполнена на печатной плате. Существует множество типов и вариантов исполнения соединителей для установки на печатную плату, в основном на базе соединителя типа SMA с одной стороны и имеющих контакты для монтажа на печатную плату с другой, а также миниатюрные версии соединителей, такие как QMA. Подобные соединители могут быть выполнены для установки как на край платы, так и на саму плату под прямым углом. Их параметры довольно трудно описать, поскольку стандартизованный соединитель имеется только с одной стороны. Пример соединителей, устанавливаемых на печатную плату, приведен на рис. 1.25. Методики измерений параметров таких соединителей также, как и методы исключения их влияния на результат измерений параметров элементов печатного монтажа, будут рассмотрены в главе 9.

С соединителями для коаксиальных кабелей тоже возникают подобные проблемы, поскольку трудно выделить характеристику одного соединителя из общей характеристики так называемой кабельной сборки, в состав которой они входят, и чаще всего описываются параметры кабельной сборки в целом. Для устранения этой проблемы применяются методики измерений во временной области, которые будут рассмотрены в главе 5.

1.8.3. Некоаксиальные линии передачи

Зачастую линии передачи обеспечивают связь между радиокомпонентами в микросхемах или на печатных платах. С точки зрения подходов к измерению их параметров такие

линии имеют определенные особенности, поскольку чаще всего они имеют небольшую длину и не экранированы. Кроме того, довольно трудно обеспечить подключение к ним измерительной оснастки, а тем более исключить ее влияние на результат измерений. Данному вопросу были посвящены целые книги, поэтому далее последует лишь краткий обзор некоторых распространенных структур линий передачи и их параметров с упором на особенности, играющие важную роль при проведении измерений. Линии передачи характеризуются несколькими параметрами: волновое сопротивление, эффективная диэлектрическая проницаемость и потери.

1.8.3.1. Микрополосковые линии

Конечно же, самыми распространенными линиями передачи являются микрополосковые, см. рис. 1.26. Их можно встретить в планарных структурах, таких как печатные платы и микросхемы. Состоящие из тонких металлических полос на диэлектрической подложке поверх заземленной проводящей пластины (основания), они используются как для обеспечения связи между элементами, так и для создания таких элементов тракта, как фильтры и ответвители [7].

Даже при том, что конструктивно микрополосковые линии могут иметь любые значения номинального волнового сопротивления и алгоритм расчета их основных параметров описан во множестве литературных источников, для метрологических целей обычно применяются линии с номинальным волновым сопротивлением 50 Ом. В большинстве случаев относительная диэлектрическая проницаемость используемых подложек меньше или равна 10, а значит, соотношение ширины проводника и толщины диэлектрической подложки для получения микрополосковой линии с волновым сопротивлением 50 Ом должно быть больше единицы. Приближенное значение волнового сопротивления микрополосковой линии можно вычислить из формул [10]:

$$Z_{\mu\text{strip}} = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) & \text{для } \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{377}{\sqrt{\epsilon_{re}} \left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1,444 \right) \right]} & \text{для } \frac{w}{h} \geq 1, \end{cases} \quad (1.86)$$

где ϵ_{re} — эффективная относительная диэлектрическая проницаемость, определяемая из формулы

$$\epsilon_{re} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \cdot \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2}. \quad (1.87)$$

Эффективная относительная диэлектрическая проницаемость определяет скорость распространения сигнала в линии передачи, но в микрополосковой линии часть электромагнитных полей распространяется в подложке, а часть — в воздухе. Вследствие

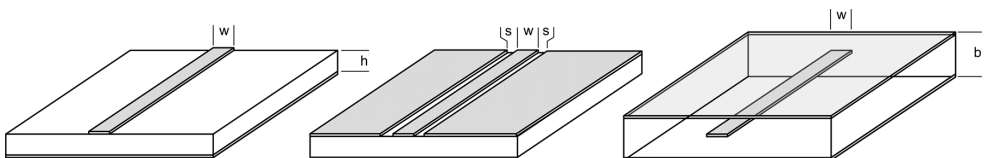


Рис. 1.26. Планарные линии передачи: (а) микрополосковая, (б) копланарный волновод, (в) полосковая линия

этого микрополосковые линии нельзя считать чистыми ТЕМ-линиями, и из-за этого некоторые структуры на их основе сложны в проектировании, особенно связанные линии, ведь скорость распространения четных и нечетных мод в них не одинакова. Вместе с тем по той же причине на высоких частотах становятся весьма заметными эффекты дисперсии, поскольку эффективное значение задержки линии не остается постоянным с изменением частоты.

Потери микрополосковой линии довольно трудно вычислить, т.к. они зависят от многих факторов, включая проводимость микрополосковой линии и заземленной проводящей пластины, тангенса угла диэлектрических потерь материала подложки, потерь на излучение из-за неидеальности экранировки корпуса или экранирующего кожуха и потерь, вызванных шероховатостью поверхности проводников и изрезанностью кромки проводника сигнальной шины. Причем последние значительны для схем, выполненных на печатных платах или по технологии низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (*low-temperature cofired-ceramic* — ЛТСС-технология), и весьма зависимы от особенностей технологического процесса. Наряду с высококачественными материалами печатных плат (например такими, как материалы торговых марок Duriod™ или ГТЕК™) одним из самых распространенных является материал, известный как FR4, значение диэлектрической проницаемости которого имеет значительный разброс, так же как и потеря. Кроме того, материал подложки печатной платы может состоять из нескольких слоев, скрепленных клеем, при этом окончательная его толщина будет зависеть от особенностей технологического процесса, а значит, наилучшим решением при расчете микрополосковых линий является использование простых структур, которые позволяют определить точные свойства материала.

Одним из применяемых высококачественных материалов является монокристаллический сапфир, обладающий необычным свойством — направленностью диэлектрической проницаемости, ее значение составляет 10,4 в одном из измерений и несколько меньше, 9,8, в двух других. Другим широко распространенным высококачественным диэлектриком является керамика, которая применяется в тонкопленочной, толстопленочной и ЛТСС-технологиях. Она имеет унифицированное значение диэлектрической проницаемости, обычно в пределах от 9,6 до 9,8, в зависимости от чистоты и зернистости структуры.

1.8.3.2. Другие квазимикрополосковые структуры

Для многих областей применения геометрические размеры микрополосковой линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом не удовлетворяют решаемым задачам по обеспечению связи с габаритными устройствами или компонентами печатной платы. Самой распространенной модификацией, позволяющей решить эту проблему, является микрополосковая линия с подвешенной подложкой, у которой заземленная проводящая пластина находится на некотором расстоянии от диэлектрической подложки, вследствие чего снижается эффективная диэлектрическая проницаемость, а значит, возрастает волновое сопротивление линии. Таким способом можно обеспечить подключение элемента с более широкими контактными площадками посредством более широкого отрезка линии передачи, не внося рассогласования в общую цепь. Зачастую микрополосковые линии полностью закрыты экранирующим кожухом (теоретические модели микрополосковых линий не имеют верхней экранировки), металлический верх которого становится причиной снижения волнового сопротивления линии, что особенно актуально для микрополосковых линий с подвешенной подложкой.

1.8.3.3. Копланарный волновод

Одна из трудностей в использовании микрополосковых линий передачи заключается в том, что заземленная проводящая пластина и сигнальная шина находятся в разных физических плоскостях. Копланарный волновод (CPW), как подразумевает его название, представляет собой структуру типа земля—сигнал—земля, полностью находящуюся в одной физической плоскости, как показано на рис. 1.26б. Его разновидностью является заземленная копланарная линия, у которой оборотная часть так же является проводящей, к тому же на практике все копланарные линии имеют связь с шиной заземления в виде корпуса устройства, но такое заземление можно проигнорировать в случае, если имеется значительный воздушный зазор между диэлектрической подложкой печатной платы и корпусом устройства.

Приведенные ниже источники предоставляют некоторые расчеты различных структур копланарных линий передачи [8, 9]. В СВЧ-измерениях копланарные линии передачи широко применяются для обеспечения контакта при измерениях характеристик устройств, выполненных на диэлектрической подложке или предназначенных для установки на таковую, а также используются для обеспечения крайне малой индуктивности относительно земли при измерениях характеристик СВЧ-транзисторов и цепей, как показано на рис. 1.27, для случаев, когда заземление находится сверху (на рисунке слева) и когда заземление находится на оборотной стороне (справа). Стоит обратить внимание, что поскольку волновое сопротивление копланарной линии зависит только от ширины промежутков между проводниками, это позволяет выполнить и довольно большие контактные площадки (такие как площадки для подключения пробников), а также трансформировать их путем масштабирования в более маленькие площадки, предоставляющие возможность подключения таких миниатюрных устройств, как интегральные схемы.

Копланарные линии передачи несут в себе несколько проблем, обусловленных нахождением шины заземления на поверхности диэлектрической пластины. Во многих случаях копланарные волноводы помещаются в металлический корпус, в котором стенки являются заземленной проводящей пластиной. Если расстояние от стенки корпуса до кромки заземленной пластины соизмеримо с четвертью длины волны, распространяющейся в линии, или одной из ее гармоник, то может возникнуть режим, при котором заземленная пластина копланарного волновода относительно заземленного корпуса может вести себя как нагрузка холостого хода для линии. Этот так называемый эффект «горячего заземления» применительно к копланарным волноводам неоднократно

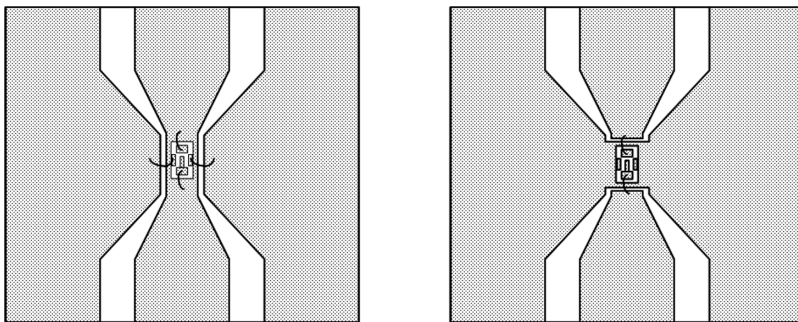


Рис. 1.27. Копланарный волновод с установленной на него интегральной схемой

описывался, и иногда для предупреждения его возникновения применяются периодическое соединение пластин заземления слоев печатной платы посредством межслойных переходных отверстий и установка перемычек для соединения с заземленной пластиной на оборотной стороне копланарной линии. Другой метод — это введение развязывающих элементов между заземленной боковой стенкой в виде поглощающих материалов или тонких пленок резистивного материала для уменьшения нежелательного взаимодействия. Альтернативным методом является обработка копланарной линии передачи, как в случае с подвешенной подложкой, только в проеме между заземлением и проводником. Для этого требуется «простегать» шину заземления копланарного волновода с оборотной стороной посредством некоторого количества проводящих межслойных переходных отверстий, как ткань нитками. Вследствие введения дополнительного заземления импеданс этих структур снижается, из-за чего необходимо вносить корректировку толщины сигнальной шины, чтобы скомпенсировать влияние дополнительного заземления.

1.8.3.4. Полосковая линия

Полосковая линия получила широкое применение в качестве линии передачи во внутренних слоях печатной платы. Она состоит из тонкой металлической полосы или прямоугольного проводника, запрессованного между двумя заземленными пластинами, разделенными диэлектрической прокладкой с однородной диэлектрической проницаемостью, как показано на рис. 1.26*в*. Волновое сопротивление такой линии передачи значительно меньше, чем у микрополосковой линии той же ширины, но в силу своих конструктивных особенностей она имеет существенное преимущество, будучи линией, в которой распространяются только ТЕМ-волны, таким образом, часто проектирование таких устройств, как связанные линии, на базе полосковых линий значительно облегчается благодаря одинаковой скорости распространения в них четных и нечетных мод. Приблизительная формула для вычисления импеданса полосковой линии с сигнальной шиной нулевой толщины такова [10]:

$$Z_{stripline} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{b}{W_e + 0,441b}, \quad (1.88)$$

$$W_e = \begin{cases} w & \text{для } w/b > 0,35 \\ (w - (0,35 - w/b)^2) \cdot b & \text{для } w/b < 0,35 \end{cases} \quad (1.89)$$

Более сложные формулы, которые имеют более широкий диапазон применимости и учитывают эффекты конечной толщины металлической полосы и асимметричного ее расположения, можно найти во многих источниках [11, 12].

1.9. Фильтры

Существует множество типов фильтров, основные из них: фильтры нижних частот (ФНЧ), полосовые фильтры (ПФ), фильтры верхних частот (ФВЧ) и режекторные фильтры. В большинстве своем это двухпортовые устройства (четыреполюсники), но встречаются и многопортовые фильтры, например так называемые диплексоры и мультиплексоры, которые используют для разделения или комбинирования сигналов разных частот, поступающих с общего сигнального входа для последующей передачи

выделенных сигналов на нужный выходной порт. Дуплексоры иногда называют дуплексерами, но дуплекс — это режим работы системы связи, когда одновременно передается информация от оператора и принимается информация от корреспондента; устройство, обеспечивающее такой режим работы, может быть несколько сложнее, чем простой фильтр. Дуплексор же применяется для обеспечения дуплексного режима в системах связи с общей антенной посредством разделения сигнала собственного передатчика и сигнала, принимаемого от корреспондента, что к тому же предохраняет приемник от попадания в него сигнала большого уровня собственного передатчика и, как следствие, выхода его из строя.

Классификация и многообразие фильтров почти бесконечны, но все они по своему определению удовлетворяют нескольким общим признакам: малые потери и коэффициент отражения в полосе пропускания и значительные потери и коэффициент отражения за пределами полосы пропускания (в так называемой полосе задерживания). Почти всегда целью их проектирования является минимизация нежелательных потерь, и это качество фильтра называется *добротностью* (Q) фильтра. В СВЧ-технике фильтры проектируются для работы в согласованном режиме в цепях с общим опорным импедансом. В таких цепях потери всегда ассоциируются с мощностью сигнала источника, поглощенной в нагрузке. Добротность фильтра в рабочем режиме ограничена величиной согласования нагрузки портов и никогда не будет бесконечной. Качество фильтра определяется добротностью в ненагруженном режиме, для которого рассчитывается номинальное значение потерь мощности сигнала при его прохождении от источника через фильтр в идеально согласованную нагрузку.

Для многих фильтров номинальные показатели — это компромисс между получением максимально плоского участка АЧХ в полосе пропускания и максимально крутого участка на частотах отсечки, достигнутый в процессе проектирования. Таким образом, измерения передаточной характеристики фильтра крайне важны для оценки качества его проектирования. Большинство фильтров, применяемых в системах связи, проектируется таким образом, чтобы получить равномерно плоскую передаточную характеристику (вместо максимально плоской) во всей полосе пропускания, такую как у фильтров Чебышева (равномерно изрезанную в полосе пропускания) [13]. Проектирование в целях достижения резкой отсечки привело к появлению множества фильтров с АЧХ эллиптической формы, которая предполагает конечное число нулей передаточной функции. Характеристики полосы отсечки высокоэффективных фильтров также требуют тщательного подхода к их измерению с учетом того, что на некоторых участках полосы отсечки требования к развязке превышают 130 дБ. Эти экстремально высокие требования к развязке крайне осложняют задачу проектирования фильтра, в равной степени как и задачи проектирования и эксплуатации измерительных систем, необходимых для их контроля.

В современных системах связи используют комплексную модуляцию, в связи с чем ФЧХ фильтра также становится очень важным показателем качества, и одним из ключевых условий при проектировании фильтров для таких систем становится контроль линейности ФЧХ, при котором основная измерительная задача сводится к определению величины отклонения фазы от линейной зависимости. Прямым путем к этому при проектировании является обеспечение постоянного группового времени запаздывания во всей полосе пропускания. Применяются методы выравнивания ФЧХ (эквалайзирования), которые позволяют исключить влияние ФЧХ гармонических составляющих высокого порядка, так что другой измерительной задачей по анализу ФЧХ фильтра

является отклонение от квадратичного закона, когда форма ФЧХ приближается к параболе и основным показателем качества становится величина отклонения от этой формы. Некоторые фильтры используются в качестве составных частей систем обратной связи или согласования, где их ФЧХ, как и абсолютная фаза, и задержка, должны очень тщательно контролироваться.

Определение зависимости коэффициента отражения фильтра также является ключевой измерительной задачей. Во-первых, любой отраженный сигнал далее уже не распространяется в сторону нагрузки, следовательно, высокий коэффициент отражения влечет большие потери. Однако потери вследствие отражения для любого хорошо согласованного фильтра гораздо меньше, чем потери из-за рассеяния мощности сигнала на элементах фильтра. К тому же даже малое значение коэффициента отражения каждого из элементов может привести к существенной неравномерности передаточной характеристики многокаскадной цепи. Даже сравнительно небольшой коэффициент отражения в цепях большой мощности может стать причиной выхода из строя предшествующего каскада усилителя мощности. Таким образом, низкий коэффициент отражения, как правило, — крайне важное условие при проектировании фильтров и довольно сложный с точки зрения контроля показатель качества. Это особенно актуально для диплексоров и мультиплексоров, когда нагрузка любого из выходных портов влияет на величину сигнала, который отразится в их общий входной порт.

При высоких уровнях мощностей обрабатываемых сигналов фильтр сам может стать источником интермодуляционных искажений, а измерение величины пассивной интермодуляции (ПИМ) становится одной из основных измерительных задач для фильтров сигналов высокой мощности. Плохой механический контакт между элементами фильтра, плохая металлизация корпуса фильтра или использование магнитных материалов при металлизации корпуса или в конструкции самого фильтра могут вызывать эффекты гистерезиса, которые, в свою очередь, могут стать причиной интермодуляционных искажений, обычно не возникающих в пассивных структурах. Чаще всего уровень ИМИ, возникающих в фильтрах, не превышает -155 дБн, но этот показатель не должен оставаться без внимания в процессе проектирования и сборки.

Большинство высококачественных фильтров для систем связи проектируются по схеме связанных резонаторов [14, 15]. Вследствие наличия производственных допусков фильтры данного типа не могут быть сразу изготовлены с требуемыми характеристиками, они нуждаются в настройке как самих резонаторов, так и межрезонаторной связи. Методики настройки таких фильтров освещены достаточно хорошо, и ключевым аспектом при решении измерительной задачи по их настройке является обеспечение высокоточных измерительных данных о коэффициенте передачи и коэффициенте отражения в реальном времени.

Еще один тип фильтров, чаще всего встречающийся в трактах ПЧ приемников, — это фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ). С развитием технологий рабочие частоты фильтров на ПАВ постоянно возрастают, и иногда их можно встретить в первых каскадах приемника. Они могут иметь достаточно высокий порядок и обеспечивать очень большую задержку (порядка единиц микросекунд). По причине таких высоких задержек сигнала для высокоскоростных измерений применяются специальные методики. Другой тип фильтров на акустических волнах — это фильтры на пленочном объемном акустическом резонаторе. Они малы в размерах и нашли широкое применение в блоках преемопередающих дуплексоров мобильных телефонов.

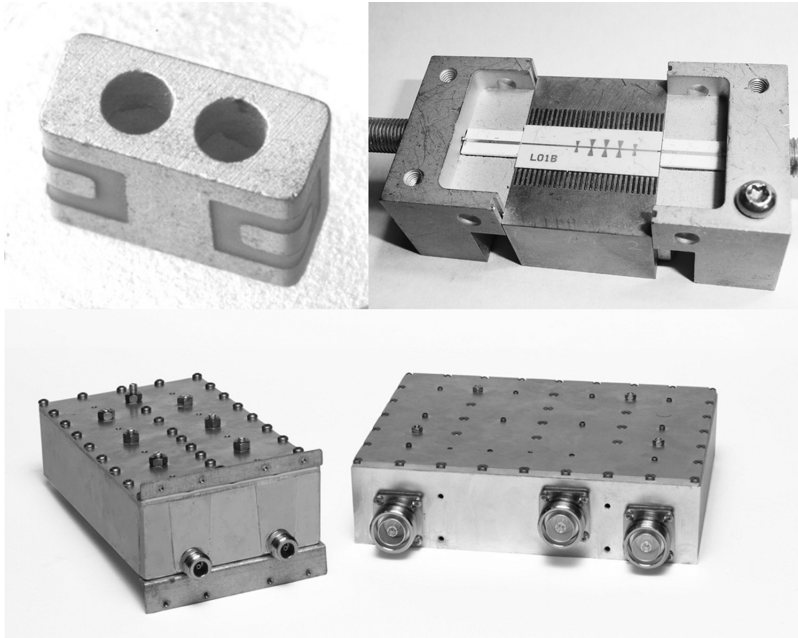


Рис. 1.28. Примеры СВЧ-фильтров: (верхний левый) фильтр мобильного телефона, (верхний правый) тонкопленочный фильтр, (снизу) фильтры базовых станций сотовой связи. Фото размещено с согласия Agilent Technologies

Керамические фильтры на связанных резонаторах также в основном используются в мобильных телефонах и системах радиосвязи. Вследствие наличия производственных допусков настройка таких фильтров обычно является частью производственного процесса и заключается в шлифовке и обрезке с помощью лазера электродов до достижения необходимых характеристик фильтра. Для фильтров на связанных резонаторах настройка осложняется тем, что может производиться только в одну сторону и в случае превышения необходимого значения резонансной частоты не может быть повторена. Это обуславливает необходимость высокоскоростных измерений, обеспечивающих минимальную длительность паузы между очередной манипуляцией по настройке и минимальный шаг настройки.

Некоторые примеры фильтров приведены на рис. 1.28.

1.10. Направленные ответвители

Направленные ответвители (НО) разделяют падающую и отраженную волны в передающем тракте (см. раздел 1.3). Направленные ответвители в классическом виде характеризуются как четырехпортовые устройства, зачастую с хорошо согласованной нагрузкой, подключенной к одному из портов вспомогательного канала (рис. 1.29), и на практике отключение этой согласованной нагрузки конструктивно вообще не предусмотрено. Направленный ответвитель имеет четыре основных характеристики: вносимые поте-

ри, переходное ослабление, развязка и направленность. Фактически направленность связана с остальными тремя характеристиками следующим соотношением:

$$\text{Направленность} = \frac{\text{Развязка}}{\text{Переходное ослабление} \times \text{Вносимые потери}} \quad (1.90)$$

Большинство направленных ответвителей имеют пренебрежимо малые вносимые потери, следовательно, направленность примерно равна отношению величин развязки и переходного ослабления, но для устройства, вносящего более существенные потери,

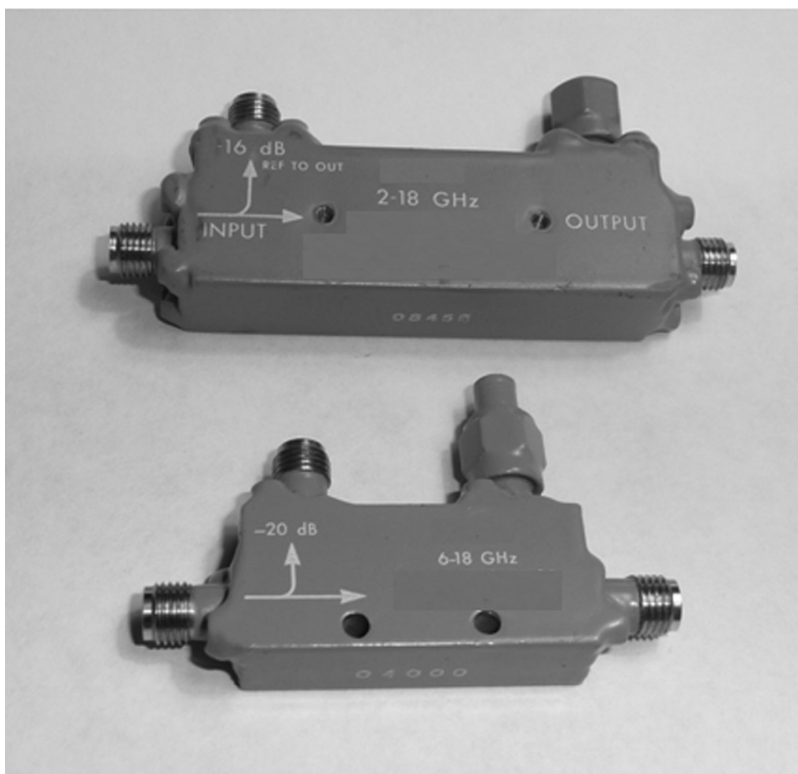


Рис. 1.29. Направленные ответвители

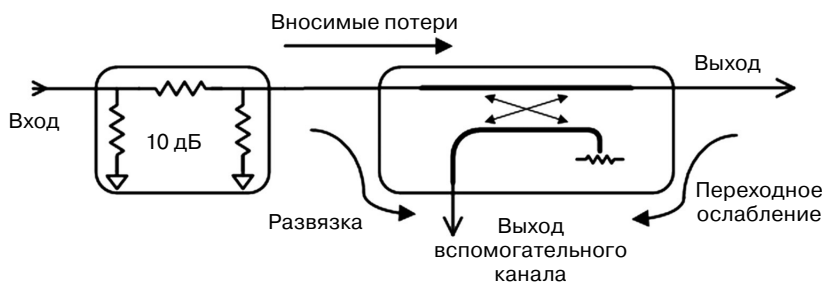


Рис. 1.30. Влияние дополнительного ослабления сигнала на входе направленного ответвителя

такого как КСВН-мост, направленность рассчитывается по формуле (1.90). Действительно, на примере направленного ответвителя с переходным ослаблением 20 дБ, развязкой 50 дБ и вносимыми потерями 0,05 дБ получим направленность около 30 дБ. Если ко входу подключить развязывающий аттенюатор 10 дБ, как показано на рис. 1.30, то развязка возрастет на 10 дБ, потери также возрастут на 10 дБ, а переходное ослабление останется прежним. Таким образом, исходя из упрощенной формулы направленности, отношения величин развязки и переходного ослабления мы бы тоже получили рост направленности на 10 дБ.

Наилучшим практическим способом определения направленности является измерение мощности, ответвленной во вспомогательный канал. Снова обратимся к рис. 1.30: если на вход направленного ответвителя подан сигнал мощностью 0 дБм, а на выходе обеспечивается полное отражение сигнала (подключена нагрузка короткого замыкания или холостого хода), на выходе вспомогательного канала ваттметр покажет мощность сигнала приблизительно -30 дБм (10 дБ — вносимые потери, полное отражение сигнала на выходе, плюс переходное ослабление 20 дБ, развязка в данный момент не учитывается). В случае когда к выходу основного канала подключена согласованная нагрузка, сигнал претерпевает ослабление 10 дБ в основном канале, плюс 50 дБ — развязка, и, таким образом, мощность сигнала на выходе вспомогательного канала составит порядка -60 дБм. Разница между значениями мощности, ответвленной во вспомогательный канал при подключении к выходу нагрузок холостого хода и согласованной, составляет 30 дБ, следовательно, направленность имеет значение 30 дБ и добавление развязывающего аттенюатора на вход не оказало никакого эффекта.

На практике одним из важнейших параметров является рассогласование выхода НО, поскольку оно может оказать доминирующее влияние на направленность. На рис. 1.31 приведен потоковый сигнальный граф прохождения сигнала через НО. Рассогласование выхода НО влияет на направленность в пропорции один к одному. Величина рассогласования выхода НО в совокупности с величиной рассогласования входа НО формирует общий показатель — согласование источника сигналов. Согласование источника влияет на значение мощности, измеренной на выходе вспомогательного канала НО при измерении параметров нагрузок со значительным коэффициентом отражения, подключенных к измерительному порту. Вследствие наличия рассогласования источника в измерительном тракте распространяются сигналы, отраженные от измерительного порта, затем переотражаются от входа НО и далее повторно попадают в измерительный порт и отражаются от нагрузки измерительного порта, при этом суммируются или вычитаются из основного отраженного сигнала, тем самым внося погрешность в результат измерений мощности сигнала на выходе вспомогательного канала НО.

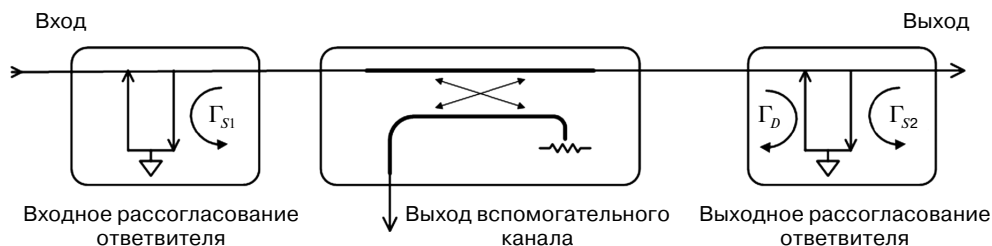


Рис. 1.31. Направленный ответвитель с рассогласованием на выходе основного канала, направленный граф

Таким образом, выходное рассогласование — это непосредственный источник погрешности измерений и причина появления паразитного отраженного сигнала на выходе вспомогательного канала НО, влияющие на итоговую направленность.

1.11. Циркуляторы и вентили

В то время как большинство пассивных устройств линейны и взаимны (потери при прохождении сигнала в прямом направлении равны потерям в обратном направлении), существует особый класс устройств, основанных на ферромагнитном эффекте, не подчиняющихся этим правилам. Примерами таких устройств являются циркуляторы и вентили. Циркулятор — это трехпортовое устройство с малыми потерями в одном направлении между портами (например от порта 1 к порту 2, от порта 2 к порту 3 и от порта 3 к порту 1), но с высокими потерями (называемыми развязкой) в обратном направлении (от порта 2 к порту 1, от порта 3 к порту 2 и от порта 3 к порту 1). Вентиль — это особый частный случай циркулятора с хорошей согласованной нагрузкой, подключенной к порту 3, являющийся, таким образом, двухпортовым устройством. Измерения параметров циркуляторов представляют определенную сложность, поскольку развязка между портами зависит от качества согласованной нагрузки, подключенной к третьему порту. Таким образом, для высококачественных измерений развязки требуется обеспечить очень хорошее эффективное согласование измерительных портов.

Более того, циркуляторы обычно настраиваются намагничиванием постоянного магнита, приложенного к циркулятору, и желательно, чтобы измерительная система была способна определить развязку между всеми тремя портами за одно подключение и с высокой скоростью. Для этих целей были созданы многопортовые (имеющие более чем два порта) измерительные системы, упрощающие подключение таких устройств, а также разработаны методики многопортовой калибровки для обеспечения высококачественной коррекции составляющих систематической погрешности измерений.

Несмотря на то что циркуляторы и вентили являются пассивными устройствами, иногда их АЧХ исследуют при высоких уровнях входной мощности для определения компрессии и уровня ИМИ. Для ферромагнетиков характерно наличие петли гистерезиса, что может вызвать ИМИ и компрессию, если речь идет о больших мощностях

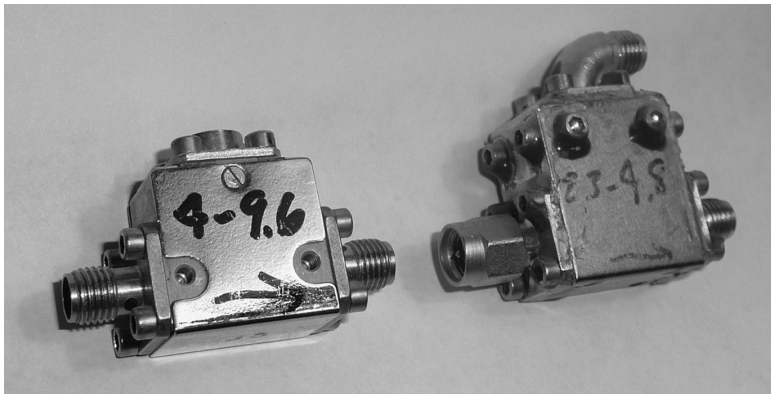


Рис. 1.32. Вентиль и циркулятор

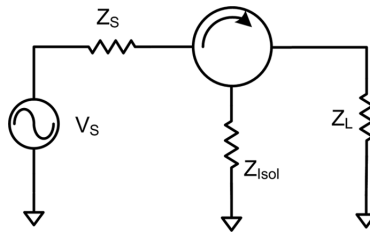


Рис. 1.33. Схематическое представление циркулятора

обрабатываемых сигналов. На рис. 1.32 проиллюстрированы вентиль (слева) и циркулятор (справа), а на рис. 1.33 показано прохождение сигнала через циркулятор. На рис. 1.32 вентиль слева имеет встроенную в корпус согласованную нагрузку сверху, циркулятор справа состоит из трех портов с соединителем типа SMA вместо нагрузки вентилья.

1.12. Антенны

Как для средства обеспечения пространственного интерфейса любой системы связи, характеристики антенны становятся первыми (для приемника) и последними (для передатчика) характеристиками, влияющими на общие показатели всей системы. Антенна может быть как очень маленькой и простой, например штыревая антенна, используемая в телефонных трубках, так и крайне сложной, к примеру фазированные антенные решетки радиолокационных систем. У антенн есть два основных параметра: коэффициент отражения (КСВН) и диаграмма направленности.

КСВН антенны есть мера эффективности преобразования мощности передатчика в пространственную электромагнитную волну. В идеальном случае антенна должна быть согласована с выходным импедансом передатчика. Фактически же антенна проектируется так, чтобы соответствовать по значению собственного импеданса величине опорного импеданса, чаще всего 50 Ом, в свою очередь, передатчик тоже изготавливается с расчетом на то же значение опорного импеданса. Такой подход подразумевает, что антенна конструктивно уже должна быть согласована с передатчиком, но чаще всего это не так. Рассогласование возникает из-за производственных допусков антенны и передатчика, вследствие которых отклонение значения импеданса антенны и импеданса передатчика от значения опорного импеданса 50 Ом может быть как в большую, так и в меньшую сторону. Таким образом, фаза рассогласования антенны может не совпадать с фазой рассогласования передатчика. Наименьших потерь мощности передатчика можно добиться в том случае, когда импеданс передатчика и импеданс антенны имеют симметричные значения отклонения относительно величины опорного импеданса (являются комплексно сопряженными величинами).

Следует также отметить, что простые антенны имеют хорошее согласование в довольно узкой полосе частот, и важной задачей при проектировании антенны становится обеспечение ее хорошего согласования на протяжении как можно более широкого диапазона частот. Одним из распространенных типов антенн является биконическая антенна, обычно применяемая для измерений уровня электромагнитных излучений от радиокомпонентов. Преимущество же узкополосных антенн заключается в хорошем согласовании в пределах диапазона рабочих частот и, следовательно, низком коэффициенте отражения. Это позволяет минимизировать мощность отраженного от антенны

обратно в передатчик сигнала, что крайне важно, когда выходная мощность передатчика достаточно велика.

Коэффициент усиления и диаграмма направленности антенны позволяют оценить эффективность антенны при излучении электромагнитной волны в желаемом направлении (или ширину пучка) относительно теоретической ненаправленной антенны, которую обычно называют изотропным излучателем. Единица измерений этого показателя качества — дБи (dBi) или децибелы относительно изотропного излучателя.

Диаграмма направленности антенны (ДНА) — это построенная в полярных координатах эквипотенциальная поверхность электромагнитного поля, создаваемого антенной, пронормированная в значениях дБи, где нулем градусов системы полярных координат является направление максимума излучения антенны или главного лепестка ДНА. Измерение ДНА может проводиться как простым методом посредством измерения КУ антенны, вращающейся на поворотном столе, так и более сложным — зондированием электромагнитного поля в ближней зоне фазированной антенной решеткой. Такие сложные измерения выходят за рамки данной книги, но в ней будут рассмотрены многие тонкости измерений возвратных потерь антенн, включая методики коррекции составляющих систематической погрешности измерений.

1.13. Компоненты печатных плат

Это очень обширная тема, но в данной книге мы сосредоточим свое внимание на измерениях параметров пассивных компонентов печатных плат, конструктивно выполненных по технологии поверхностного монтажа или SMT (surface mount technology): резисторов, конденсаторов и дросселей. Перечисленные SMT-компоненты представляют собой подавляющее большинство используемых в радиотехнических цепях схемных элементов и одновременно, вследствие своих паразитных параметров, являются причиной возникновения некоторых наиболее нежелательных побочных эффектов. Ниже следует обзор физических моделей этих компонентов. В процессе измерений основная трудность заключается в правильном понимании относительной важности особенностей этих моделей и получении характеристик их отдельных элементов.

1.13.1. SMT-резисторы

Резисторы являются простейшими из рассматриваемых радиоэлектронных компонентов, а закон Ома, отражающий их основной параметр — сопротивление, — один из фундаментальных законов радиотехники:

$$R = \frac{V}{I}. \quad (1.91)$$

Однако модель резистора на ВЧ становится гораздо более сложной с ростом частоты, проявляются дополнительные паразитные эффекты, а сам резистор становится элементом с распределенными параметрами. Ниже речь пойдет об SMT-компонентах печатных плат, поскольку именно они сегодня широко используются в современных схемотехнических решениях. Тонкопленочные и толстопленочные гибридные резисторы имеют схожие паразитные эффекты, и, хотя эти эффекты проявляются и на более низких частотах, речь пойдет об особенностях их работы на ВЧ и СВЧ.