

Основы векторного анализа цепей

Michael Hiebel



ROHDE & SCHWARZ

Михаэль Хибель
(Michael Hiebel)

Основы векторного анализа цепей

*Перевод с английского
профессора С.М. Смольского
под редакцией Уте Филипп (Ute Philipp)*

Москва
Издательский дом МЭИ
2009

УДК 621.396.011

ББК 32.84

X 428

Хибель М.

X428 Основы векторного анализа цепей / Михаэль Хибель. — пер. с англ. С.М. Смольского; под ред. У. Филипп. — М.: Издательский дом МЭИ, 2009. — 500 [4] с.: ил.

ISBN 978-5-383-00442-5

Все права зарезервированы, в частности, на перевод, перепечатку (фотокопирование) и воспроизведение. При использовании книги запрещены, в частности, сканирование и преобразование текста и рисунков в цифровую электронную форму, перезапись в виде микрофотокопий, перезапись и показ в виде пленки и любая передача и распространение книги через сети, например, в режиме он-лайн. Разрешено использование материалов преподавателями для целей обучения, если указываются источник и право пользования.

Хотя содержание книги тщательно отработано, не предполагается никакой ответственности за правильность и полноту информации. Автор и издатель, а также переводчик и редактор не несут ответственности при любых обстоятельствах за возможное прямое или не прямое повреждение или ущерб, которые могут возникнуть от использования информации, содержащейся в книге.

Схемы, оборудование и методы, описанные в книге, возможно защищены патентами, полезными моделями или другим образом, даже если это явно не указано. Любое коммерческое использование материала книги без подтверждения необходимыми лицензиями представляет собой нарушение промышленных прав собственности и может вести к обвинениям в убытках или порче. Это же относится к именам продуктов, именам компаний и логотипам, упомянутым в книге; таким образом, отсутствие символов ® или ™ не дает оснований предполагать, что указанные имена или логотипы не защищены.

Если эта книга прямо или косвенно ссылается на законы, правила, инструкции и стандарты (DIN, VDE, IEEE, ISO, IEC, PTB и т.д.) или цитирует информацию из них, ни автор, ни издатель, включая переводчика и редактора, не гарантируют правильность, полноту или современность информации. В необходимых случаях советуем читателю обратиться к последней версии соответствующей документации.

УДК 621.396.011

ББК 32.84

© Copyright 2005 Rohde&Schwarz GmbH & Co. KG

© Смольский С.М., перевод на русский язык, 2009

© Издание на русском языке.

ISBN 978-5-383-00442-5

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 2009

Предисловие от переводчика

Настоящая книга подготовлена и переведена на русский язык по заказу компании Роде и Шварц, долгое время разрабатывающей современную радиотехническую измерительную аппаратуру. В книге описаны принципы действия, особенности внутреннего устройства, и методы работы с высококачественными и высокоточными векторными анализаторами цепей. Такие векторные анализаторы функционируют в очень широком частотном диапазоне, и в отличие от более простых скалярных анализаторов, работают не только с амплитудами (мощностями) измеряемых радиотехнических сигналов, но и с их фазами. Это обстоятельство существенно расширяет круг решаемых задач, и позволяет повысить точность измерений за счет применения специальной цифровой обработки данных. Последнее обстоятельство, естественно, требует более аккуратного и квалифицированного обращения с многофункциональными векторными анализаторами.

С другой стороны, широкое использование компанией Роде и Шварц самых современных подходов к построению радиочастотных, микроволновых и миллиметровых измерительных систем, широкое использование цифровых методов формирования и обработки радиосигналов, активное использование компьютерных средств и методик, в том числе в плане разработки специализированного программного обеспечения, существенно упрощают работу с приборами. Конечно же, из этого совсем не следует, что такие сложные приборы, как векторные анализаторы цепей, могут активно использоваться прямо с первого дня после их приобретения даже очень квалифицированными специалистами. Понятно, что необходим (иногда продолжительный) подготовительный период, чтобы воспользоваться всеми современными возможностями этих замечательных приборов. На этом этапе настоящая книга является полезной как для начинающих инженеров и исследователей, так и для опытных специалистов, приступающих к работе с векторными анализаторами.

Хотелось бы отметить дружественный и уважительный стиль автора, ориентированный как на высокопрофессиональных экспертов в области анализа радиочепей, экспериментальной отладки и разработки современных радиоустройств, так и на менеджеров

компаний, обладающих только начальными сведениями и навыками. Книга будет очень полезна и для студентов радиотехнических специальностей.

Указанные обстоятельства иногда заметно усложняли работу переводчика и редактора. С одной стороны, было очень привлекательным сохранить стиль изложения и манеру пояснений, принятую автором. Но в процессе работы над переводом книги обнаружались определенные терминологические несоответствия с русской язычной научно-технической литературой. Мы старались использовать отечественную терминологию, если она уже широко применяется, но иногда приходилось следовать автору, в частности для тех терминов, которые пока в России не прижились. В необходимых случаях применяемая терминология снабжена примечаниями переводчика и редактора.

С.М. Смольский

Предисловие

Кому адресована эта книга?

Эта книга является идеальной для специалистов, начинающих работать в области анализа цепей, и дополняет специализированную информацию, содержащуюся в рабочих инструкциях, рекомендациях по применению, или в академических статьях. Книга может также служить полезным справочником для специалистов. Следуя этой цели, мы выделяем важную новую терминологию жирным шрифтом. Там, где это возможно, информация приводится в виде легко воспринимаемых таблиц.

Как применять эту книгу?

В зависимости от Ваших базовых знаний и области Вашей работы, Вы можете применять информацию, содержащуюся в этой книге, несколькими способами. Соответствующие примеры даны ниже. Начинаям мы настоятельно советуем прочитать главу 1 в качестве введения.

Применение 1 Если Вы нуждаетесь в информации о том, как выполнить конкретные измерительные действия, читайте главы 4, 6, 7, 8 и 9. Перед прочтением главы 6, изучите главу 5, чтобы получить твердое понимание фундаментальных соотношений.

Применение 2 Если Вы интересуетесь тем, как устроены приборы, и как они функционируют, читайте главу 2. Вы можете также захотеть выбрать правильный метод калибровки для Вашей задачи, или оптимизировать точность Вашей испытательной установки. В этом случае читайте главу 3.

Применение 3 Доступные технические словари разъясняют только часть специальных терминов по анализу цепей. Вы можете получить необходимые дополнительные сведения, или найти более подробные определения терминов, используя ссылки, на соответствующие страницы книги, руководствуясь подробным индексом, находящимся в завершающей главе книги.

Для объяснения основных понятий, в книгу включено приблизительно 400 больших цветных рисунков. Более того, книга структурирована таким образом, чтобы требовать, насколько это возможно, минимума специальных знаний из других областей. Для облегчения интерпретации приводимых формул, в приложение включены некоторые полезные математические сведения.

Содержание

1	Введение	14
1.1	Что такое анализатор цепей?	14
1.2	Волновые величины и S-параметры	16
1.3	Почему необходим векторный анализ цепей?	20
1.4	Пример измерения параметров цепи	22
2	Внутреннее устройство N-портового анализатора цепей	26
2.1	Структурная схема	26
2.2	Особенности устройства тестовой установки	27
2.2.1	О постоянстве волны a	29
2.2.2	Поправка на отражение	30
2.2.3	Поправка на направленность	31
2.2.4	Рассогласование измерительного порта и многократные отражения	35
2.2.5	Выводы	37
2.2.6	Дальнейшие перспективы	38
2.3	Реализации выделяющих элементов	40
2.3.1	Мосты для измерения КСВН	41
2.3.2	Направленные ответвители	44
2.3.3	Другие реализации	51
2.4	Другие компоненты измерительной установки	51
2.4.1	Ступенчатые аттенюаторы приемника	52
2.4.2	Ступенчатые аттенюаторы генератора	56
2.4.3	Активная и пассивная тестовые установки	58
2.5	Генератор	60
2.6	Опорный и измерительный приемники	61

2.7	Процедура измерений	66
2.7.1	Процедура измерения S-параметров	66
2.7.2	Цепочка обработки данных измерений	67
2.7.3	Генерация кривой отклика	68
2.8	Главные установочные параметры	69
2.8.1	Интерфейс пользователя	69
2.8.2	Настройки каналов	71
2.8.3	Настройка графиков	76
2.9	Дистанционное управление прибором	83
2.9.1	Использование простых цифровых сигналов	83
2.9.2	Интерфейсы на основе протоколов	84
2.9.3	Автоматизация	87
2.10	Упрощенные реализации анализаторов цепей	91
2.10.1	Анализатор цепей с $N + 1$ приемниками	92
2.10.2	Анализатор цепей с N -портовой переключающей матрицей	93
3	Точность измерений и калибровка приборов	96
3.1	Снижение случайных ошибок измерений	97
3.1.1	Тепловой дрейф	97
3.1.2	Повторяемость	97
3.1.3	Шум	101
3.2	Коррекция систематических ошибок измерения	103
3.2.1	Нелинейные воздействия	103
3.2.2	Линейные воздействия	104
3.3	Стандарты для калибровки	106
3.3.1	Коаксиальные калибровочные стандарты	109
3.3.2	Волноводные калибровочные стандарты	119
3.3.3	Микрополосковые калибровочные стандарты	123
3.3.4	Копланарные калибровочные стандарты	126
3.3.5	Унифицированная модель стандарта калибровки	131
3.4	Линейные модели ошибок и техника калибровки	133
3.4.1	3-компонентная модель ошибки (OSM техника)	133

3.4.2	7-компонентная модель ошибки (TOM, TRM, TRL, TNA, UOSM техники)	136
3.4.3	10-компонентная и 12-компонентная модели ошибки (TOSM техника)	143
3.4.4	15-компонентная модель ошибки (ТОМ-Х техника)	148
3.4.5	Адаптеры и не вставляемые испытуемые устройства	149
3.4.6	Неполная техника калибровки	153
3.4.7	Практические подсказки для калибровки	155
3.5	Верификация	159
3.5.1	Т-контроль и стандарт Битти	160
3.5.2	Измерение эффективных системных данных	164
3.5.3	Букварь статистики	171
3.5.4	Анализ неопределенности измерения	175
3.6	Единство измерений	181
3.6.1	Международная система единиц	181
3.6.2	Псевдо-единицы дБ и дБм	183
3.6.3	Некоторые важные не-SI единицы	184
3.6.4	Организация единства единиц	185
3.6.5	Единство измерений анализатора цепей	186
4	Линейные измерения	187
4.1	Выполнение ТОМ калибровки	187
4.2	Выполнение TNA калибровки	191
4.3	Измерение коэффициента отражения и КСВ	193
4.4	Измерение коэффициента передачи	199
4.5	Измерение группового запаздывания	201
4.6	Измерение фазового запаздывания, автоматической длины	205
4.7	Измерение устойчивости	208

4.8	Измерение со внедрением виртуальных цепей (Embedding)	210
4.9	Измерение с удалением виртуальных цепей	216
4.10	Измерение симметричных линий	221
4.11	Измерение перекрестных помех на ближнем и дальнем концах	226
4.12	Фильтр с симметричным и несимметричным портами	230
4.13	Измерение времени переключения и эффектов дрейфа	236
4.14	Измерения усилителей, работающих в импульсном режиме	243
4.15	Измерение эффективности (КПД)	245
5	Измерения во временной области	249
5.1	Анализ во временной области	249
5.1.1	Импульсная и ступенчатая характеристика	250
5.1.2	Анализ линейных ВЧ цепей во временной области	252
5.1.3	Рефлектометрия во временной области, использующая осциллограф	253
5.1.4	Преобразование Фурье	261
5.2	Численное обратное преобразование Фурье	263
5.2.1	Обратное дискретное преобразование Фурье	264
5.2.2	Оконная обработка	272
5.2.3	Полосно-пропускающий режим (Bandpass mode)	278
5.2.4	Преобразования, оптимизированные по времени вычислений	282
5.3	Использование опций измерений во временной области	283
5.3.1	Работа в режиме низкочастотного пропускания	285

5.3.2	Работа в режиме полосового пропускания	288
5.3.3	Выигрыши от экстраполяции	289
5.3.4	Последовательность обработки	291
5.4	Временные окна	293
5.5	Таблицы и диаграммы	298
5.5.1	Импульсные и ступенчатые отклики для важных коэффициентов отражения	298
5.5.2	Сравнение важных оконных функций в частотной области	305
5.5.3	Сравнение важных оконных функций во временной области	306
5.5.4	Диаграмма для определения области неопределенности	308
6	Примеры измерений во временной области	309
6.1	Измерение расстояния до повреждения	309
6.2	Измерения ПАВ фильтра во временной области	316
6.3	ВЧ отображение для неразрушающей оценки	322
6.4	Измерение комплексных эффективных системных данных	326
7	Нелинейные измерения	331
7.1	Возможности, используемые для нелинейных измерений	331
7.1.1	Автоматическое управление уровнем	332
7.1.2	Калибровка мощности источника	335
7.1.3	Калибровка мощности приемника	337
7.1.4	Качание мощности	339
7.1.5	Концепция многократного источника	340
7.1.6	Произвольный режим	341
7.1.7	Прямой доступ к генератору и приемнику	343
7.1.8	Датчики мощности как приемники	344
7.1.9	Управление внешним генератором	345
7.1.10	Дополнительное оборудование	346

7.2	Измерение точки компрессии	347
7.3	Измерение характеристики детектора	348
7.4	Гармоники	350
7.4.1	Модель гармонических искажений	350
7.4.2	Измерение гармоник и их точек пересечения	355
7.5	Интермодуляция	362
7.5.1	Модель интермодуляционных искажений	362
7.5.2	Измерение интермодуляционных продуктов и их точек пересечения	365
7.6	Усилитель мощности с внешней тестовой установкой	376
7.7	Измерение горячих S-параметров	379
7.8	Измерения с толчками нагрузки	381
7.9	Действительно дифференциальные измерения	386
8	Измерения смесителей	388
8.1	Сигналы и параметры смесителей	388
8.1.1	Входные и выходные сигналы смесителя	388
8.1.2	Продукты смешивания высокого порядка	391
8.1.3	Важные параметры смесителя	392
8.2	Особенности измерения смесителей	397
8.2.1	Режим измерения смесителей	397
8.2.2	Присоединение опорного смесителя	399
8.3	Пример 1: Измерение смесителя	400
8.4	Пример 2: Измерения модуля преобразования частоты вниз	404
8.5	Расширение диапазона частот	407

9	Измерения антенных устройств и эффективной площади рассеяния	414
9.1	Измерения антенных устройств	415
9.2	Основные измеряемые характеристики антенн	423
9.3	Измерения радиолокационного поперечного сечения	427
10	Заключение и благодарности	431
A	Приложения	433
A1	Математические принципы	433
A1.1	Комплексные числа	433
A1.2	Операции с матрицами	437
A2	Основные символы и величины	441
A3	Символы структурных схем	446
A4	Акронимы и аббревиатуры	447
A5	Источники рисунков	452
A6	Библиография	453
A6.1	Избранные источники рекомендаций по применениям	453
A6.2	Книги, научные публикации, и стандарты	455
A7	Индекс (English – Русский)	460
A8	Индекс (Русский – English)	480
A9	Текущая продукция компании Роде и Шварц по анализаторам цепей	493

1 Введение

1.1 Что такое анализатор цепей?

Одной из наиболее важных измерительных задач в радиотехнике является анализ цепей (схем). Анализатор цепей является прибором, который предназначен для решения этой задачи с высокой точностью и эффективностью. Цепи, которые могут быть проанализированы с помощью **анализаторов цепей**, имеют широкий диапазон применений, начиная от простых устройств, таких как фильтры и усилители, и кончая сложными модулями, используемыми в коммуникационных спутниках.



Рис. 1.1.1

Автор книги при работе на испытательной станции для ВЧ интегральных схем (анализатор цепей R&S® ZVA 24, ручная зондовая станция SUSS MicroTec PM8).

Анализатор цепей представляет собой одну из наиболее сложных частей многоцелевого испытательного оборудования в области высокочастотной (ВЧ) радиотехники и сверхвысокочастотной СВЧ. Он используется на стадии научных исследований и разработок, а также при проведении испытаний в промышленном производстве аппаратуры. При комбинировании с одной или более антеннами, анализатор цепей становится по существу радиолокационной системой. Подобные системы могут использоваться для обнаружения невидимых дефектов материалов без обращения к рентгеновской технологии. На рис. 1.1.2 показан типичный дефект мате-

риала, выявленный с помощью измеренных данных, записанных с помощью анализатора цепей, с последующим использованием техники графического отображения.

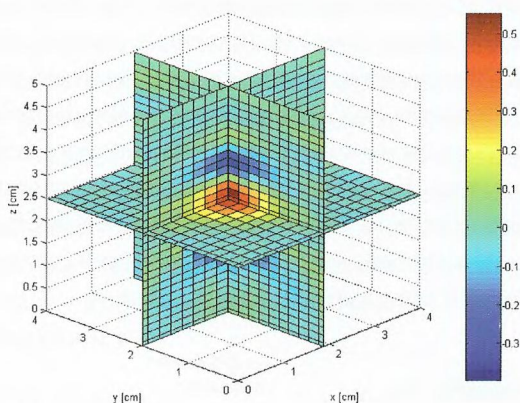


Рис. 1.1.2
Дефект материала.

Аналогичные измерения необходимы при оценке возможностей радиолокаторов, входящих в систему управления воздушным движением. В этой системе определяющей характеристикой самолета является его эффективная площадь рассеяния (ЭПР). Она может быть измерена на модели самолета, как показано на рис. 1.1.3.

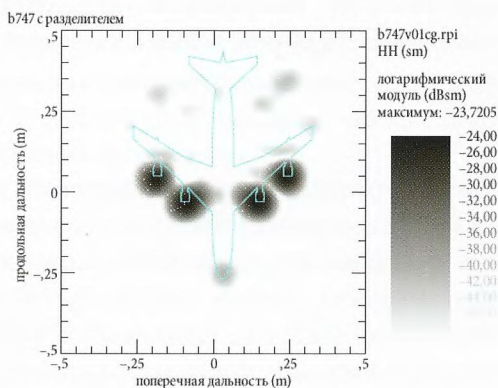


Рис. 1.1.3
Изображение модели самолета Боинг 747, полученное методом обратной синтезированной апертурой (ISAR).

Для измерений с менее серьезными техническими требованиями, например, при измерении уровня заполнения резервуара без физического контакта с содержимым, или при определении толщины слоя лака, обычно используются более простые подходы.

1.2 Волновые величины и S-параметры

В качестве характеристик ВЧ цепей предпочтительны так называемые **волновые величины**. Мы будем различать в подводящих линиях передачи **падающие волны** a и **отраженные волны** b . Падающая волна распространяется от анализатора к испытываемому устройству (ИУ). Отраженная волна распространяется в противоположном направлении: от испытываемого устройства обратно в анализатор. На последующих рисунках падающие волны будут показаны зеленым цветом, а отраженные – желтым цветом. На рис. 1.2.1 показано **одно-портовое устройство** (двухполюсник) с относящимися к нему волновыми величинами.

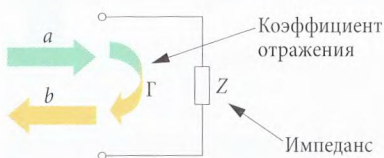


Рис. 1.2.1

Одно-портовое устройство с падающей и отраженной волнами.

Интенсивность волновых величин измеряется в единицах $\sqrt{W}$. Значение активной мощности, поступающей на одно-портовое устройство, равно $|a|^2$, а активная мощность, которую это устройство отражает, равна $|b|^2$. **Коэффициент отражения** Γ представляет собой отношение отраженной волны к падающей волны.

$$\Gamma = \frac{b}{a} \quad (1.2-1)$$

Обычно это также комплексная величина, и она может быть вычислена через измеряемый в омах комплексный импеданс Z . При **опорном импедансе** (его также иногда называют волновым, или характеристическим), равном обычно $Z_0 = 50 \Omega$ ¹⁾, безразмерный нормированный импеданс определяется формулой $Z = Z/Z_0$. Нормированный импеданс используется для определения комплексного коэффициента отражения по формуле

1) В ВЧ и СВЧ радиотехнике при измерениях обычно используется опорный импеданс 50Ω . В системах радиопередачи часто более предпочтительным оказывается опорный импеданс 75Ω . Значение импеданса в 50Ω является компромиссным для коаксиальных линий передачи. Как известно, при изменении диаметров внутреннего и внешнего проводников коаксиальной линии передачи, минимальное погонное затухание обеспечивается при характеристическом импедансе 77Ω , а максимальная пропускаемая мощность обеспечивается при характеристическом импедансе 30Ω .

$$\Gamma = \frac{z-1}{z+1} \quad (1.2-2)$$

Коэффициент отражения Γ может быть представлен точкой на диаграмме Смита. Эта диаграмма, которую называют также круговой номограммой¹⁾, представляет собой плоскость комплексного коэффициента отражения в полярной системе координат, дополненную вспомогательной координатной сеткой для импедансов. Для примера на рис. 1.2.2 на диаграмме Смита зеленым цветом показана точка ① нормированного импеданса $z = 2 + 1.5j$. На этой же диаграмме показаны также характерные точки: **точка короткого замыкания** ($|\Gamma| = 1$, $\arg \Gamma = \pi$), **точка холостого хода** ($|\Gamma| = 1$, $\arg \Gamma = 0$) и **точка согласования** ($\Gamma = 0$).

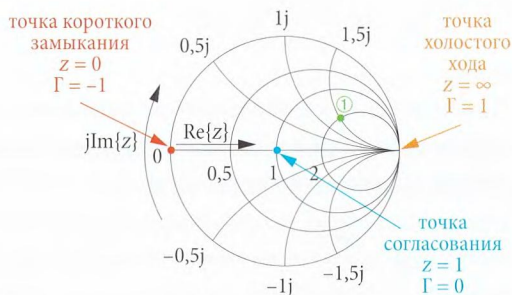


Рис. 1.2.2
Диаграмма Смита с характерными точками.

В двух портовом устройстве (четырехполюснике), кроме отражений по каждому порту, существует прохождение сигнала между портами в прямом и обратном направлениях.

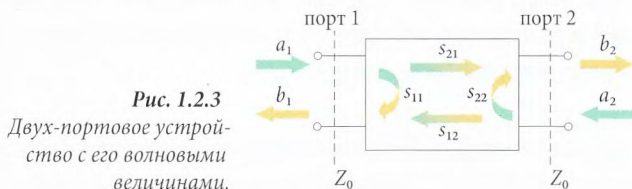


Рис. 1.2.3
Двух-портовое устройство с его волновыми величинами.

Поэтому в качестве характеристик устройства здесь определяются **параметры рассеяния (S-параметры)** s_{11} , s_{12} , s_{21} и s_{22} как отношения соответствующих комплексных волновых величин. При измерениях прохождения в прямом направлении на порте 2 используется не отражающая, то есть согласованная до значения $\Gamma = 0$ нагрузка,

1) В России используют также название диаграмма Вольперта.

или же иное согласованное приемное устройство. Это означает, что $a_2 = 0$. Порт 1 при этом возбуждается падающей волной $a_1 \neq 0$.

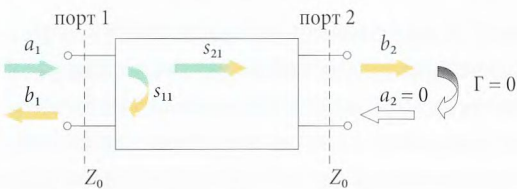


Рис. 1.2.4

Двух-портовое устройство при измерениях в прямом направлении.

При таких рабочих условиях мы измеряем входной коэффициент отражения s_{11} на порту 1 и коэффициент прямой передачи s_{21} между портом 1 и портом 2.

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}; s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (1.2-3)$$

При измерениях в обратном направлении (см. рис. 1.2.5) на порту 1 используется режим согласования $\Gamma = 0$ (т.е. $a_1 = 0$, а порт 2 возбуждается падающей волной $a_2 \neq 0$).

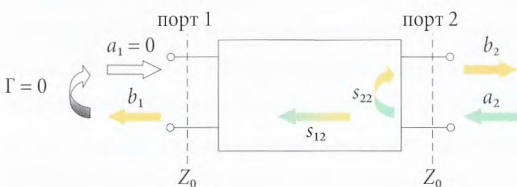


Рис. 1.2.5

Двух-портовое устройство при измерениях в обратном направлении.

При этих рабочих условиях мы измеряем выходной коэффициент отражения s_{22} на порту 2 и коэффициент обратной передачи s_{12} между портом 2 и портом 1.

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}; s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (1.2-4)$$

Вообще говоря, обе падающие волны могут быть ненулевыми ($a_1 \neq 0$ и $a_2 \neq 0$). Этот случай может рассматриваться как суперпозиция двух измерительных ситуаций $a_1 = 0, a_2 \neq 0$ и $a_1 \neq 0, a_2 = 0$. Это приводит к следующей системе уравнений:

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{aligned} \quad (1.2-5)$$

Удобно сгруппировать вместе параметры рассеяния s_{11} , s_{12} , s_{21} и s_{22} , чтобы получить **матрицу S-параметров (S-матрицу, или матрицу рассеяния)**. Аналогично, также можно сгруппировать в один столбец (в колонку) волновые величины, чтобы получить **векторы а и б**. Это приводит к более компактной матричной записи системы уравнений:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.2-6)$$

или

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a} \quad (1.2-7)$$

Многие стандартные компоненты ВЧ устройств могут быть представлены как одно- или двух-портовые цепи¹⁾. Однако, поскольку интеграция устройств постоянно возрастает, все более распространенными становятся испытываемые устройства с более чем двумя портами. И это приводит к необходимости введения и использования термина **N-портовое устройство**. Например, при $N = 3$ **трех-портовая цепь** (или шестиполюсник) характеризуется следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 + s_{13}a_3 \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 + s_{23}a_3 \\ b_3 &= s_{31}a_1 + s_{32}a_2 + s_{33}a_3 \end{aligned} \quad (1.2-8)$$

Естественно, более короткая векторная запись (1.2-7) является применимой и для трех-портовой цепи. В формуле (1.2-6) единственно, что требуется для этого, это расширение размерности векторов **а** и **б** до трех элементов. Соответствующая S-матрица будет иметь размерность три-на-три элемента. Диагональные элементы s_{11} , s_{22} , s_{33} соответствуют коэффициентам отражения для портов 1-3, которые должны быть измерены при не отражающих нагрузках (то есть,

1) Примечание переводчика. В русскоязычной литературе такие цепи обычно называются двухполюсниками и четырехполюсниками.

при условиях $\Gamma = 0$) на всех остальных портах. Для этих же условий применения идеально согласованных нагрузок (или приемных устройств) оставшиеся недиагональные элементы S -матрицы представляют собой шесть возможных коэффициентов передачи. Соответствующая трактовка элементов матрицы рассеяния быть распространена аналогичным образом на испытываемые устройства с числом портов $N > 3$.

1.3 Почему необходим векторный анализ цепей?

Векторный анализатор цепей вырабатывает синусоидальный тестовый сигнал заданной частоты, который подводится к ИУ как управляющее воздействие (например, a_1). Считая, что испытываемое устройство является линейным, анализатор измеряет отклик устройства (например, b_2), который также является синусоидальным. Соответствующие волновые величины a_1 и b_2 показаны на рис. 1.3.1. В общем случае эти величины имеют различающиеся значения амплитуд и фаз. Эти различия как раз и учитываются комплексным параметром s_{21} .

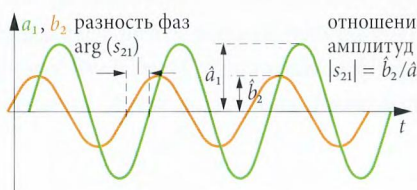


Рис. 1.3.1
Сигналы a_1 и b_2 .

Скалярный анализатор цепей измеряет только разницу в амплитудах между волновыми величинами. **Векторный анализатор цепей** требует значительно более сложной реализации, поскольку он измеряет как амплитуды, так и фазы волновых величин, а затем использует эти значения для расчета комплексных S -параметров. Модуль S -параметра (например, $|s_{21}|$) соответствует отношению амплитуд волновых величин (например, $\hat{b}_2$ и $\hat{a}_1$). Фаза S -параметра (например, $\arg(s_{21})$) соответствует разности фаз между волновыми величинами. В данной книге рассматриваются только векторные анализаторы цепей. Это обусловлено следующими выгодами, которые они обеспечивают:

- ♦ Только векторный анализатор цепей может выполнять полную коррекцию систематических ошибок измерительной системы.

Такая коррекция компенсирует систематические аппаратные ошибки измерительных приборов с максимально-возможной точностью.

- ♦ Только векторные измерительные данные могут быть недвусмысленно трансформированы в временную область. Это открывает много возможностей для интерпретации и для дальнейшей обработки данных.
- ♦ Удаление и внедрение виртуальных цепей (так называемая *deembedding-embedding technique*) является специальной техникой обработки данных. С помощью данной техники возможно математически рассчитать испытательные приспособления на основе измерительных данных, либо математически учитывать при условии их физического отсутствия. Обе эти возможности могут быть реализованы только при наличии векторных измерительных данных.
- ♦ Для представления результатов измерений на диаграмме Смита необходимо иметь коэффициенты отражения в векторной форме.

Существуют два существенно различающихся принципа построения векторных анализаторов цепей.

- ♦ Анализаторы цепей, построенные по **гомодинному принципу**, имеют только один генератор. Этот генератор формирует сигнал возбуждения, и этот же сигнал используется как опорный также и для обработки отклика измеряемого устройства. Большинство анализаторов, основанных на этом принципе, являются относительно недорогими. Однако, из-за различных присущих им технических ограничений, анализаторы по гомодинному принципу удобны только для простых применений, например, для измерения уровня заполнения резервуара на основе радиолокационного зондирования.
- ♦ Точные исследования требуют анализаторов цепей, которые базируются на гетеродинном принципе. Семейства анализаторов цепей, рассматриваемые в этой книге, основаны именно на этом принципе. Подробное обсуждение в деталях внутреннего устройства анализаторов цепей, построенных по гетеродинному принципу, приводится в разделе 2.6.

1.4 Пример измерения параметров цепи

На рис. 1.4.1 показана цепь, которая очень часто используется в радиотехнике: преобразователь частоты. Этот модуль преобразует частоту $f_{\text{ВЧ}}$ в диапазоне от 3 ГГц до 7 ГГц в фиксированную промежуточную частоту $f_{\text{ПЧ}} = 404,4$ МГц. Для предварительной селекции принимаемой частоты используется перестраиваемый полосовой фильтр ❶ в начале цепочки обработки сигнала. Отфильтрованный сигнал следует через полужесткий кабель ❷ на смеситель ❸, который преобразует сигнал от высокой частоты $f_{\text{ВЧ}}$ к промежуточной частоте $f_{\text{ПЧ}}$. Переключаемый аттенуатор ❹ используется для установки уровня сигнала промежуточной частоты (ПЧ). Требуемый для смесителя сигнал гетеродина вырабатывается несколькими усилителями ❺, удвоителем частоты ❻ и полосно-пропускающим фильтром ❼. Весь модуль управляется через 48-штырьковый интерфейс, и обычно используется в измерительных (тестовых) приемниках и анализаторах спектра.

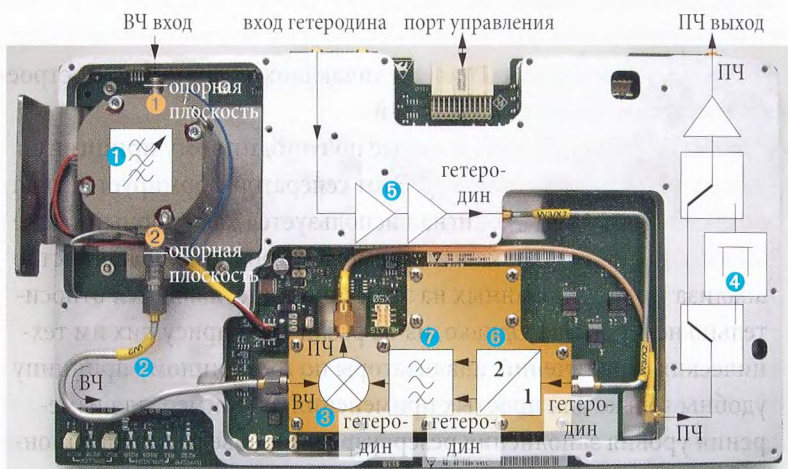


Рис. 1.4.1 ВЧ модуль частотного расширения компании Rohde & Schwarz.

Анализатор цепей полезен, например, для исследования перестраиваемого полосового фильтра ❶. Испытательные порты анализатора цепей соединяются с портами ❶ и ❷ фильтра. Рис. 1.4.2 показывает входной и выходной коэффициенты отражения фильтра.

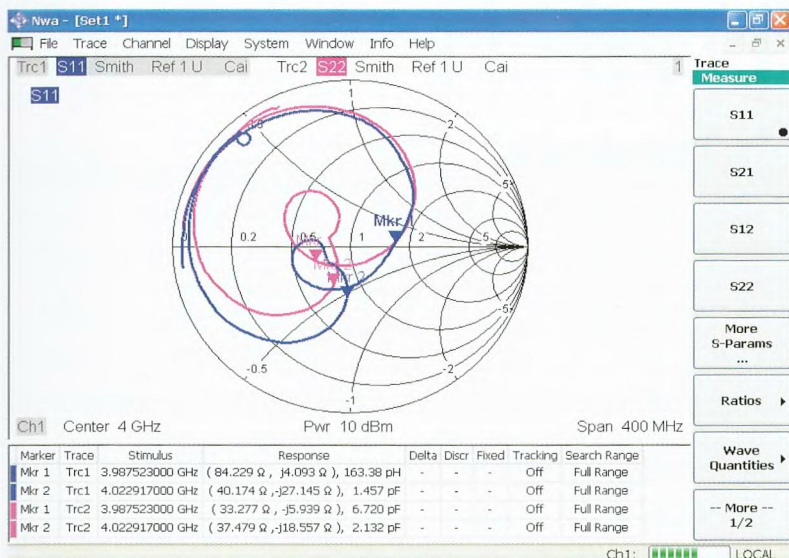


Рис. 1.4.2 Входной и выходной коэффициенты отражения перестраиваемого полосового фильтра.

Результаты были измерены в диапазоне частот от 3,8 ГГц до 4,2 ГГц; маркеры использовались для точного считывания выбранных результатов измерений. Термин «полосовой (или полосно-пропускающий) фильтр» проистекает из формы коэффициента передачи, показанного на рис. 1.4.3.

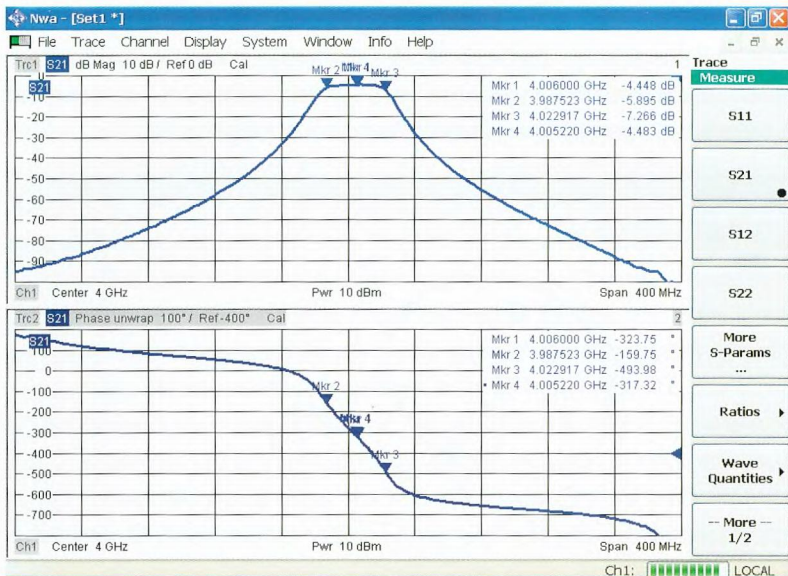


Рис. 1.4.3 Модуль и фаза коэффициента прямой передачи s_{21} для полосового фильтра.

Кроме этих примеров существует много вариантов других измерений, которые можно проводить с модулем рис. 1.4.1. Таблица 1.4.1. дает краткую сводку некоторых возможностей. Начиная с главы 4 настоящей книги, можно прочесть, как выполнять эти, и подобные им, измерения, используя векторный анализатор цепей.

	фильтры	линии передачи	смесители	переключатели, переключаемые аттенюаторы	усилители	умножители частоты	симметричные фильтры
примеры с рис. 1.4.1 →	1	2	3	4	5	6	7
линейные измерения							
коэффициент отражения	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
коэффициент передачи	✓	✓		✓	✓	✓	✓
групповое время задержки	✓	✓	✓	✓	✓		✓
фазовая задержка	✓	✓		✓	✓		✓
измерение симметричных ИУ						✓	✓
стабильность					✓		
время переключения				✓			
нелинейные измерения							
гармоники			✓		✓	✓	
точки пересечения			✓		✓	✓	
точка 1- дБ компрессии			✓		✓	✓	
горячие S-параметры			✓		✓	✓	
измерения во временной области							
расстояние до места дефекта кабеля		✓					
измерения смесителей							
просачивание сигнала гетеродина			✓				
изоляция			✓				
потери преобразования			✓				

Таблица 1.4.1 Возможные измерения типовых испытуемых устройств на рис. 1.4.1.

2 Внутреннее устройство гетеродинного N-портового анализатора цепей

В данной книге рассматриваются только гетеродинные векторные анализаторы цепей. Учитывая возрастающую актуальность исследований N-портовых устройств, будем предполагать, что число портов N в испытываемом устройстве произвольно.

2.1 Структурная схема

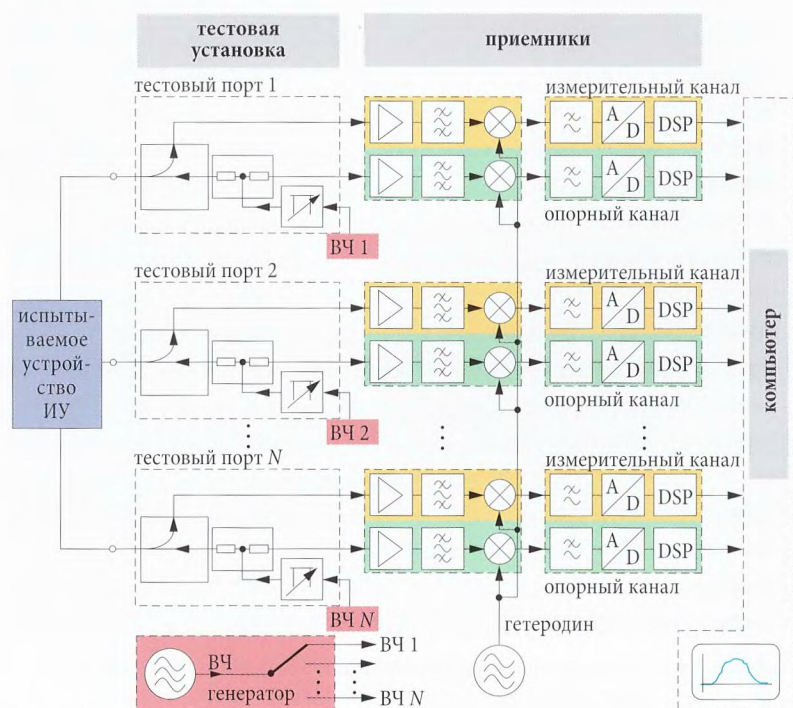


Рис. 2.1.1 Стандартная структурная схема N -портового векторного анализатора цепей.

Структурная схема рис. 2.1.1 имеет четыре главных компонента:

- ♦ **Тестовая установка** разделяет падающие и отраженные волны на **тестовым порту**. Выделяемые им волны поступают на измерительный канал и на опорный канал. Для изменения уровня мощности на тестовом порту используются электронные аттенюаторы. Для уменьшения уровня мощности, подаваемой на

тестовый порт, могут применяться также любые ступенчатые аттенюаторы, имеющиеся в генераторах.

- ♦ **Генератор** обеспечивает создание исходного ВЧ или СВЧ сигнала, который называют сигналом возбуждения. Дополнительный переключатель на выходе генератора, направляет сигнал возбуждения к одному из измерительных портов, который в этом случае рассматривается как **активный тестовый порт**.
- ♦ Каждая тестовая установка использует два отдельных **приемника**: для измерительного канала, и для опорного канала. Они называются измерительным приемником и опорным приемником.¹⁾ Приемники содержат узлы преобразования ВЧ сигнала в промежуточную частоту (реализация гетеродинного принципа). Далее следуют цепочки цифровой обработки сигнала. На выходах обрабатывающих цепочек образуются **исходные** («сырые») измерительные данные в форме комплексных численных значений.
- ♦ **Компьютер** используется для выполнения коррекции систематических ошибок, и для визуализации измерительных данных. Он также обеспечивает интерфейс пользователя, и интерфейс дистанционного управления. В компьютере имеется предварительно установленное программное обеспечение, которое называют также встроенными программами.

В оставшейся части этого раздела будут рассмотрены индивидуальные компоненты структурной схемы, начиная с тестовой установки, проходя поочередно последующие звенья приемников, и заканчивая дисплеем для отображения измеренных данных.

2.2 Особенности устройства тестовой установки

Для измерения коэффициента отражения выделять падающие и отраженные волны, распространяющиеся к и от ИУ. Для достижения этой цели требуется применить направляющий элемент (обычно построенный на основе направленного ответвителя, или моста). В последующем изложении выделяющий элемент будет

1) Вместо термина «измерительный» канал используют также термин «тестовый» канал. Термин „измерительный приемник“ далее будет использоваться чаще, чем „тестовый приемник“.

трактоваться как трех-портовое устройство. Возможные конкретные реализации выделяющих элементов будут рассмотрены в деталях далее в разделе 2.3.

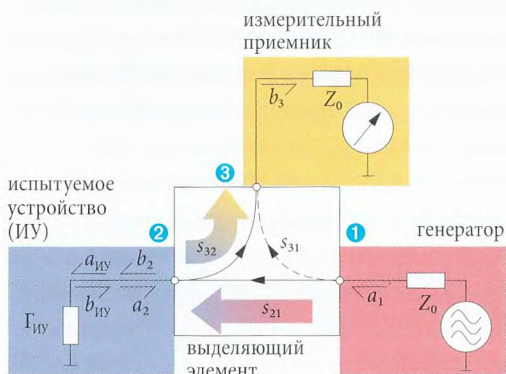


Рис. 2.2.1
Измерительная цепь с выделяющим элементом.

На рис. 2.2.1 показаны в цвете два основных сигнальных направления выделяющего элемента. Волна a_1 , создаваемая генератором, направляется на порт ② с коэффициентом передачи s_{21} , и после отражения от этого порта возвращается как волна b_2 . В случае одно-портового ИУ волна $b_{ИУ}$ возникает из-за отражения падающей волны $a_{ИУ}$ с коэффициентом отражения $\Gamma_{ИУ}$, то есть:

$$b_{ИУ} = \Gamma_{ИУ} a_{ИУ} \quad (2.2-1)$$

С точки зрения ИУ, волна b_2 соответствует падающей волне $a_{ИУ}$, а волна a_2 соответствует отраженной волне $b_{ИУ}$. Поэтому формула (2.2-1) может быть переписана через величины a_2 и b_2 в виде:

$$a_2 = \Gamma_{ИУ} b_2 \quad (2.2-2)$$

Волна a_2 ответвляется на порт ③ с коэффициентом ответвления s_{32} . К этому порту подключен **измерительный приемник**. В идеале хотелось бы, чтобы S-параметры s_{21} и s_{32} оба имели значение 1, что, однако, не выполнимо на практике. Отметим также, что существует альтернативный путь сигнала напрямую из порта ① в порт ③. Просачивание сигнала по этому пути создает помеху измерениям, и является нежелательным. Поэтому на практике в выделяющем элементе необходимо обеспечить как можно более высокую изоляцию портов 1 и 3 (развязку), при которой в идеале $s_{31} = 0$.

Еще необходимо не забывать о нежелательном обратном отражении от порта ② в направлении к ИУ. В идеале хотелось бы, чтобы это отражение отсутствовало. Если, при справедливости перечисленных выше предположений об идеальности выделяющего элемента, еще обеспечить постоянство волны генератора a_1 , то волновая величина b_3 будет прямо пропорциональной коэффициенту отражения $\Gamma_{\text{ИУ}}$ от ИУ. Разумеется, в реальности предположения об идеальности выделяющего элемента не справедливы. В последующих подразделах будет показано, как можно освободиться от необходимости строгого соблюдения каждого из этих предположений.

2.2.1 О постоянстве волны a

На практике можно обеспечить только примерно постоянный уровень волны a_1 генератора, например, в пределах $0 \text{ дБм} \pm 0,3 \text{ дБ}$. Естественно, подобная неопределенность интенсивности волны a_1 ведет напрямую к потере точности в результатах измерений. Для предотвращения этого следует определить (т.е. измерить) значение волны a_1 с помощью дополнительного приемника, который будем называть **опорным приемником**. В качестве источника сигнала для опорного канала следует использовать так называемый расщепитель мощности (см. рис. 2.2.2). Выходные плечи расщепителя мощности являются симметричными, и непосредственно связанными между собой. Создаваемые расщепителем волны a_1 и a'_1 всегда одинаковы, независимо от возможного рассогласования выходных портов расщепителя.¹⁾ И если испытуемое устройство присоединено к одному плечу через выделяющий элемент, то волновая величина a'_1 может использоваться вместо величины a_1 .²⁾

1) Эта характеристика расщепителя мощности является весьма существенной для его функционирования. В отличие от расщепителя мощности, традиционный делитель мощности, образованный тремя резисторами $Z_0/3$ не подходит для этой цели.

2) В настоящей книге повсюду использованы непротиворечивые схемы цветовой окраски (например, базовый цвет ИУ всегда светло-фиолетовый). Рис. 2.2.2 является типичным примером применения выбранной схемы цветовой окраски.

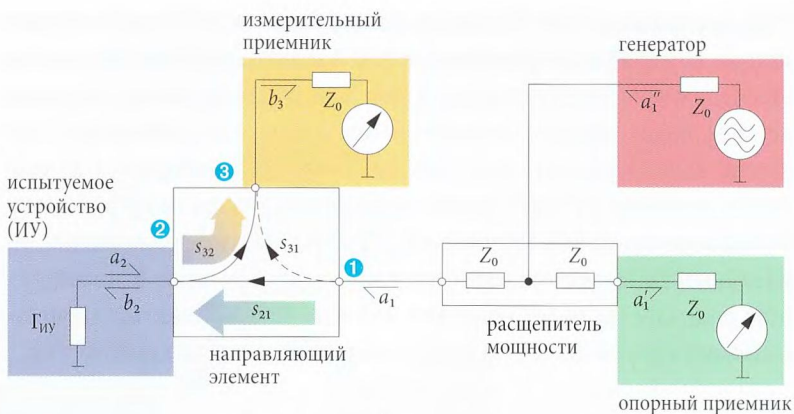


Рис. 2.2.2 Выделяющий элемент с опорным каналом.

Поэтому коэффициент отражения $\Gamma_{\text{ИУ}}$ может быть найден исходя из следующей промежуточной величины, которую будем называть измеренным отношением M :

$$M = \frac{b_3}{a'_1} \quad (2.2-3)$$

2.2.2 Поправка на отражение

В реальности коэффициент передачи s_{21} и коэффициент ответвления s_{32} имеют значения, меньшие единицы. При перемножении этих параметров возникает коэффициент, который может быть назван **поправкой на отражение**¹⁾:

$$R = s_{32}s_{21} \quad (2.2-4)$$

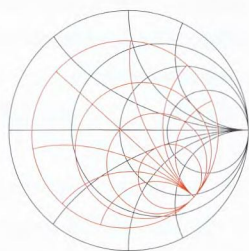
1) *Примечание редактора.* В оригинале использован термин reflection tracking (дословно: сопровождение отражения). Фактически это комплексный поправочный коэффициент, приводящий к изменению значения измеряемого сигнала на входе приемника. Поскольку аналогичное изменение сигнала на входе приемника имеет место и при измерении коэффициентов прохождения, вполне допустимо в этом случае называть R поправкой на прохождение. В собирательном смысле можно было бы называть R просто *поправкой сопровождения* (того или иного сигнала по конкретному пути его следования).

Взаимосвязь измеренного отношения M и поправки на отражение R с измеряемым коэффициентом отражения $\Gamma_{\text{иу}}$ выражается следующим соотношением:

$$M = R \cdot \Gamma_{\text{иу}} \quad (2.2-5)$$

Если использовать характерные точки диаграммы Смита в формуле (2.2-5) в качестве значений $\Gamma_{\text{иу}}$, то можно графически проиллюстрировать влияние поправки на отражение R . В результате воздействия поправки R диаграмма Смита на рис. 2.2.3 преобразуется в красную диаграмму, сжатую по модулю $|R|$, и повернутую на угол $\arg R$.

Рис. 2.2.3
Идеальная и искаженная,
согласно формуле (2.2-5),
диаграмма Смита.



2.2.3 Поправка на направленность

Переходное прохождение от порта ❶ до порта ❸ создает дополнительный обходной путь сигнала, искажающий измерения. Эти искажения численно характеризуются S-параметром s_{31} . В качестве меры отличия между реальным и идеальным поведением выделяющего элемента, удобно использовать специальное отношение, известное как **поправка на направленность**:

$$D = \frac{s_{31}}{R} \quad (2.2-6)$$

Поправка на направленность векторно добавляется к величине $\Gamma_{\text{иу}}$. Соответственно, следует модифицировать формулу (2.2-5) для измеренного отношения M следующим образом:

$$M = R(\Gamma_{\text{иу}} + D) \quad (2.2-7)$$

Для оценки ошибки измерений, следует вынести за скобки величину $\Gamma_{\text{иу}}$ в формуле (2.2-7), и сформировать комплексное отношение

ние $x = D/\Gamma_{\text{иу}}$. Произведение $R \cdot \Gamma_{\text{иу}}$ обозначим как вспомогательную величину W .

$$M = R \cdot \Gamma_{\text{иу}}(1 + x) = W(1 + x) \quad (2.2-9)$$

Выражение $(1 + x)$ характеризует относительное отклонение измеренной величины M от ее „правильного“ значения W . Относительное отклонение $(1 + x)$ показано на рис. 2.2.4 как суперпозиция векторов 1 и x . Надлежащая оценка реальной фазы комплексной величины x требует наличия векторной системы коррекции ошибок. При отсутствии такой системы точные вычисления $(1 + x)$ невозможны, и следует предположить произвольное значение для фазы x . Это приводит к образованию области неопределенности измерений, ограниченной пунктирной окружностью, показанной на Рис. 2.2.4.

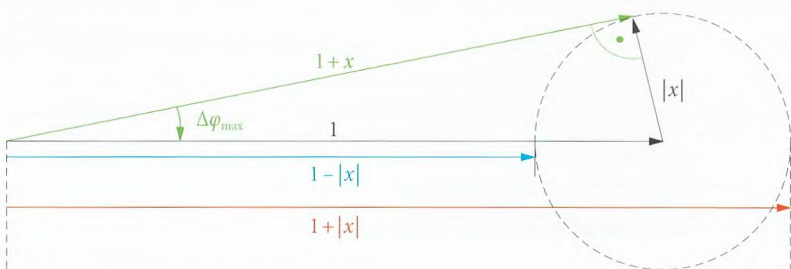


Рис. 2.2.4 Векторная суперпозиция составляющих 1 и $|x|$.

Выделяя первые две характерные точки этой окружности, можно получить два экстремальных значения, соответственно $1 - |x|$ и $1 + |x|$. Эти значения показаны на рис. 2.2.4 голубым и красным цветом. Они обозначают самую короткую и самую длинную сумму векторов, соответственно. В измерительной практике при оценке модулей величин обычно используют децибельную (дБ) шкалу. В этой шкале оба экстремальных значения могут быть представлены следующим образом:¹⁾

$$20 \lg(1 - |x|) \text{ дБ и } 20 \lg(1 + |x|) \text{ дБ} \quad (2.2-10)$$

1) В данной книге значок $\lg$ используется для обозначения десятичного логарифма (логарифма по основанию 10). Однако, на калькуляторах, и в других книгах, вместо обозначения $\lg x$ часто ошибочно используется $\log x$. В соответствии со стандартом ISO 31-11:1992 (пункт № 11-8.6), $\log x$ не должен использоваться вместо $\lg x$.

Третья характерная точка на рис. 2.2.4. относится к месту, где отклонение фазы x , достигает максимального значения:

$$\Delta\varphi_{\max} = \arcsin(x) \quad (2.2-11)$$

Приводимая ниже Таблица 2.2.1 содержит предельные оценки по формулам (2.2-10) и (2.2-11), рассчитанные для различных модулей x . Значения величин в каждой колонке таблицы даны в децибелах (дБ), и найдены по соотношениям, соответствующим картинке сложения векторов на рис. 2.2.4.

Рассмотрим пример применения Таблицы 2.2.1. Будем исходить из значения поправки на направленность D в -40 дБ, и из значения $W = -30$ дБ в соотношении (2.2-9). Примем также поправку на отражение $R = 1$ (идеальное значение), что приводит к соотношению $W = \Gamma_{\text{иу}}$. Необходимое для использования Таблицы 2.2.1 нормированное значение $|x| = |D|/|\Gamma_{\text{иу}}|$ составит -40 дБ $- (-30$ дБ) $= -10$ дБ по децибельной шкале. Это дает, согласно данным соответствующей строки таблицы, $1 + |x| = 2,39$ дБ и $1 - |x| = 3,30$ дБ. Исходя из значения $W = -30$ дБ, находим возможные пределы модуля измеряемой величины M : верхний предел $M = W + 2,39$ дБ $= -27,61$ дБ и нижний предел $M = W - 3,30$ дБ $= -33,3$ дБ.

$ x $	$1 + x $	$1 - x $	$\Delta\varphi_{\max}$
0 дБ	6,02 дБ	$-\infty$	90,00°
-1 дБ	5,53 дБ	-19,27 дБ	63,03°
-2 дБ	5,08 дБ	-13,74 дБ	52,59°
-3 дБ	4,65 дБ	-10,69 дБ	45,07°
-4 дБ	4,25 дБ	-8,66 дБ	39,12°
-5 дБ	3,88 дБ	-7,18 дБ	34,22°
-6 дБ	3,53 дБ	-6,04 дБ	30,08°
-7 дБ	3,21 дБ	-5,14 дБ	26,53°
-8 дБ	2,91 дБ	-4,41 дБ	23,46°
-9 дБ	2,64 дБ	-3,81 дБ	20,78°
-10 дБ	2,39 дБ	-3,30 дБ	18,43°
-11 дБ	2,16 дБ	-2,88 дБ	16,37°
-12 дБ	1,95 дБ	-2,51 дБ	14,55°
-13 дБ	1,75 дБ	-2,20 дБ	12,94°
-14 дБ	1,58 дБ	-1,93 дБ	11,51°
-15 дБ	1,42 дБ	-1,70 дБ	10,24°
-16 дБ	1,28 дБ	-1,50 дБ	9,12°
-17 дБ	1,15 дБ	-1,32 дБ	8,12°
-18 дБ	1,03 дБ	-1,17 дБ	7,23°
-19 дБ	0,92 дБ	-1,03 дБ	6,44°
-20 дБ	0,83 дБ	-0,92 дБ	5,74°
-21 дБ	0,74 дБ	-0,81 дБ	5,11°
-22 дБ	0,66 дБ	-0,72 дБ	4,56°
-23 дБ	0,59 дБ	-0,64 дБ	4,06°
-24 дБ	0,53 дБ	-0,57 дБ	3,62°
-25 дБ	0,48 дБ	-0,50 дБ	3,22°
-30 дБ	0,27 дБ	-0,28 дБ	1,81°
-35 дБ	0,15 дБ	-0,16 дБ	1,02°
-40 дБ	0,09 дБ	-0,09 дБ	0,57°
-45 дБ	0,05 дБ	-0,05 дБ	0,32°
-50 дБ	0,03 дБ	-0,03 дБ	0,18°

Таблица 2.2.1 Предельные оценки ошибки измерений при суперпозиции векторных величин.

В особом случае при $x = 1$, то есть, когда поправка на направленность D и измеряемый коэффициент отражения $\Gamma_{\text{иу}}$ равны между собой, измеряемое значение M расположено между пределами $b_3/a_1 = 0$ и $b_3/a_1 = 2R \cdot D$, что соответствует значениям $-\infty$ и 6,02 дБ. Таким образом, становится понятным, что невозможно непосредственно

измерять коэффициенты отражения, меньшие, чем поправка на направленность D . С другой стороны, когда измеряются средние и большие коэффициенты отражения, влияние поправки на направленность становится пренебрежимо малым.

Подобно влиянию поправки на отражение, влияние поправки на направленность может быть продемонстрировано на диаграмме Смита. Согласно формуле (2.2-7), добавление D к значению $\Gamma_{ИУ}$ соответствует сдвигу красной диаграммы, показанной ранее на рис. 2.2.3., на вектор $R \cdot D$.

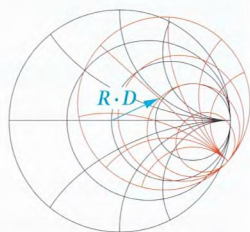


Рис. 2.2.5
Идеальная и искаженная
диаграмма Смита для
формулы (2.2-7).

2.2.4 Рассогласование измерительного порта и многократные отражения

Помимо коэффициента отражения от ИУ, возможно существование ненулевого коэффициента отражения от измерительного порта выделяющего элемента в сторону к испытываемому устройству. Будем называть это отражение **рассогласованием измерительного порта** S . На практике рассогласование измерительного порта $S \neq 0$. Для упрощения анализа сначала предположим, что прочие компоненты анализатора цепей идеальны. Тогда рассогласование измерительного порта определяется исключительно выделяющим элементом, а именно, его параметром рассеяния s_{22} .

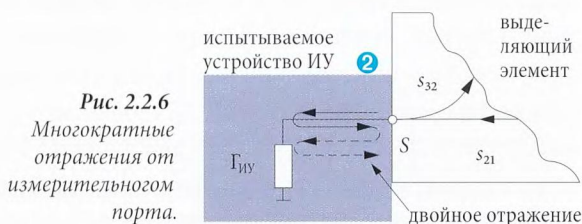


Рис. 2.2.6
Многократные
отражения от
измерительного
порта.

Волна $b_{\text{ИУ}} (= a_2)$, которая отражается ИУ, не полностью поглощается измерительным портом (порт ②). Часть этой волны отражается обратно к ИУ. Между измерительным портом и ИУ возникают **многократные отражения**. Они показаны на рис. 2.2.6 змеевидной стрелкой. Проанализируем это явление подробнее. Первичное отражение от ИУ порождает вклад $b_2 \cdot \Gamma_{\text{ИУ}}$ в a_2 . Часть этой волны вновь отражается от измерительного порта с коэффициентом отражения S . Эта волна вновь устремляется к испытываемому устройству, и создает дополнительный вклад $b_2 \Gamma_{\text{ИУ}} S \Gamma_{\text{ИУ}}$ в волну a_2 . После учета двукратного отражения, как правило, можно не добавлять отражения более высоких порядков. Суммарный вклад выглядит следующим образом:

$$a_2 = b_2 \Gamma_{\text{ИУ}} + b_2 \Gamma_{\text{ИУ}} S \Gamma_{\text{ИУ}} \quad (2.2-12)$$

После вынесения за скобки величины $b_2 \Gamma_{\text{ИУ}}$, получаем формулу со структурой, которая подобна формуле (2.2-9):

$$a_2 = b_2 \Gamma_{\text{ИУ}} (1 + \Gamma_{\text{ИУ}} S) \quad (2.2-13)$$

Таким образом, удастся оценить ошибку измерений, вносимую рассогласованием измерительного порта, точно таким же образом, как ранее по формулам (2.2-10) и (2.2-11), или по Таблице 2.2.1, используя вместо $(1 + x)$ выражение $(1 + \Gamma_{\text{ИУ}} S)$. Если же требуется принять во внимание отражения более высоких порядков, следует использовать более сложную формулу (2.2-14)¹⁾. Она справедлива при выполнении условия $|S \cdot \Gamma_{\text{ИУ}}| < 1$, которое обычно имеет место, поскольку $S \ll 1$.

$$a_2 = \frac{\Gamma_{\text{ИУ}}}{1 - S \cdot \Gamma_{\text{ИУ}}} b_2 \quad (2.2-14)$$

1) Вывод формулы (2.2-14):

Принимая во внимание все многократные отражения, вместо формулы (2.2-12) получаем: $a_2 = b_2 \Gamma_{\text{ИУ}} + b_2 \Gamma_{\text{ИУ}} S \Gamma_{\text{ИУ}} + b_2 \Gamma_{\text{ИУ}} S^2 \Gamma_{\text{ИУ}}^2 + b_2 \Gamma_{\text{ИУ}} S^3 \Gamma_{\text{ИУ}}^3 + \dots$

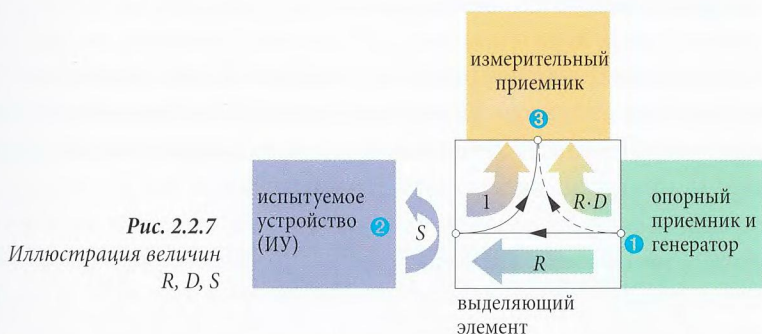
После вынесения за скобки $b_2 \Gamma_{\text{ИУ}}$ образуется характерная бесконечная сумма, представляющая собой геометрическую прогрессию:

$$a_2 = b_2 \Gamma_{\text{ИУ}} (1 + S \Gamma_{\text{ИУ}} + S^2 \Gamma_{\text{ИУ}}^2 + S^3 \Gamma_{\text{ИУ}}^3 + \dots)$$

Используя формулу суммирования прогрессии $(1 + x + x^2 + x^3 + \dots = 1/(1 - x))$ при $|x| < 1$, приходим к формуле (2.2-14).

2.2.5 Выводы

Неидеальности измерительной установки, проанализированные в предыдущих подразделах, связаны, главным образом, с выделяющим элементом.



Его суммарное влияние на измеренное отношение $M = b_3/a_1$ может быть выражено следующей формулой:

$$M = R \left(D + \frac{\Gamma_{\text{ИУ}}}{1 - S \cdot \Gamma_{\text{ИУ}}} \right) \quad (2.2-15)$$

Если принимать во внимание только двукратное отражение между испытуемым устройством и измерительным портом (обычно этого вполне достаточно), то можно упростить эту формулу:

$$M = R(D + \Gamma_{\text{ИУ}}(1 + S \cdot \Gamma_{\text{ИУ}})) \quad (2.2-16)$$

Поправка на отражение R приводит к относительной ошибке измерения, которая не зависит от величины $\Gamma_{\text{ИУ}}$. Она может быть легко скорректирована введением комплексного поправочного коэффициента. Поправки на направленность D и на рассогласование измерительного порта приводят к ошибке измерения, которая зависит от коэффициента отражения $\Gamma_{\text{ИУ}}$, или, другими словами, зависит от измеренного отношения M . Для компенсации этой систематической ошибки должна использоваться комплексная коррекция системной ошибки. Если не производить эту коррекцию, обе величины D и S будут давать вклады в общую ошибку измерения. При этом нежелательное искажение измеренного отношения M ока-

жется зависящим от значения $|\Gamma_{\text{иу}}|$. Имеют место следующие существенные обстоятельства:

- ♦ Поправка на направленность ограничивает точность измерения для малых значений модуля коэффициента отражения $|\Gamma_{\text{иу}}|$.
- ♦ Рассогласование измерительного порта определяет предел для больших модулей $|\Gamma_{\text{иу}}|$

Если, помимо наличия реальных значений S и D , предположить выполнение остальных идеальных условий, то оценку соответствующей ошибки измерений можно извлечь из графиков на рис. 2.2.8.

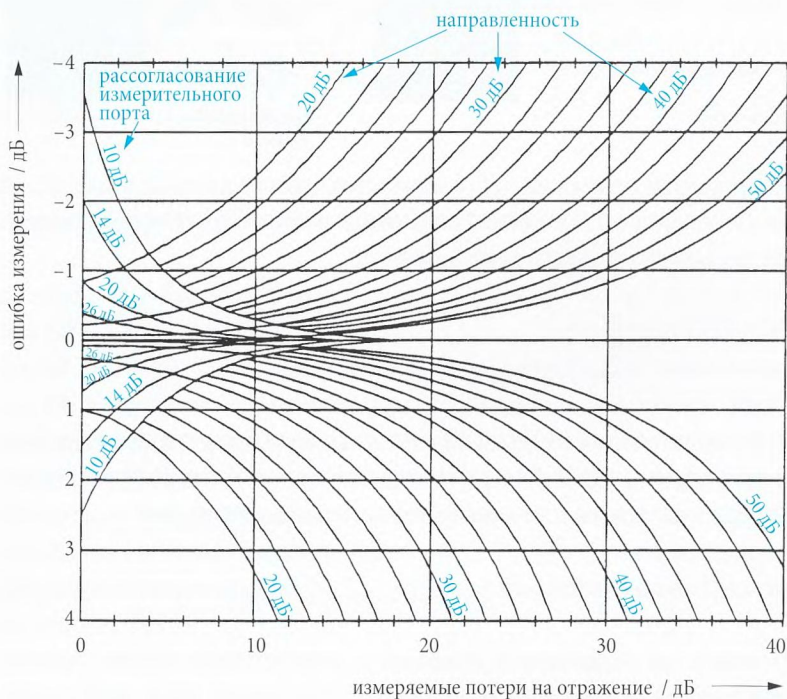
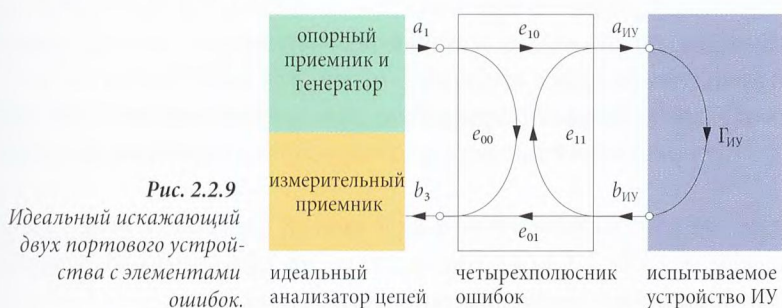


Рис. 2.2.8 Неопределенность измерения как функция поправки на направленность, поправки на рассогласование измерительного порта, и значения измеряемых потерь на отражение.

2.2.6 Дальнейшие перспективы

В реальном векторном гетеродинном анализаторе цепей существуют дополнительные неидеальности. В частности, выделяющий элемент в анализаторе цепей представляет собой трех-портовое

устройство, и в общем случае имеет девять S-параметров. Генератор сигналов, измерительный приемник и опорный приемник имеют ненулевые коэффициенты отражения. Расщепитель мощности только приближенно является идеальным ($a_1 \approx a'_1$) и оценка приемниками поданных на их входы значений волновых величин b_3 и a'_1 осуществляется с дополнительными весовыми коэффициентами, не равными единице. На результаты измерений влияют также соединительные кабели и дополнительное испытательное приспособление, используемое для подключения ИУ к анализатору цепей. Однако оказывается, что можно надлежащим образом просуммировать все дополнительные искажающие величины, и приписать им значения (в зависимости от влияния на ошибку измерения) либо поправки на отражение R , либо поправки на направленность D , либо поправки на рассогласование измерительного порта S . Чтобы иметь возможность различить вклады в ошибки измерения от выделяющего элемента, и от всех остальных звеньев анализатора цепей, вводятся понятия компонентов искажающих e_{00} , e_{01} , e_{10} , e_{11} . Эти элементы образуют так называемый искажающий двухпортового устройства, показанный на рис. 2.2.9. Опорный приемник, генератор сигнала, и измерительный приемник трактуются совместно, как идеальный анализатор цепей. Источником возбуждающего сигнала (то есть, значения волновой величины a_1), является часть анализатора, состоящая из генератора и опорного приемника. Волна, возвращающаяся от искажающей двух портового устройства, оценивается измерительным приемником. Волновые величины b_1 и a_3 далее не рассматриваются, поскольку по определению имеют нулевое значение. Порт 2 искажающий двухпортового устройства присоединяется непосредственно к ИУ (то есть, между ними нет линии передачи).



Измерения коэффициентов передачи, и соответствующие им модели ошибок, будут рассмотрены в последующих разделах, и, в частности, в разделе 3.4. Эти измерения требуют наличия двух или более измерительных портов. Чтобы иметь возможность применить обсуждаемую модель ошибок и к таким измерениям, следует ввести две величины e_{10} и e_{01} вместо одной величины R (поправки на отражение). Величина e_{00} по договоренности трактуется в технической литературе как поправка на направленность анализатора цепей, хотя на самом деле эта величина соответствует произведению $R \cdot D$. Величина e_{11} учитывает рассогласование измерительного порта всей измерительной системы.

2.3 Реализации выделяющих элементов

Реализация выделяющего элемента для анализатора цепей возможна разнообразными способами. Наиболее часто используются **мосты** для измерения КСВН (коэффициент стоячей волны по напряжению), и направленные ответвители. Эти устройства оказались хорошо приспособленными для работы в совершенно разных частотных диапазонах, и поэтому взаимно дополняющими друг друга. КСВН мост удобен для диапазона частот от нескольких килогерц до 4 ГГц. На более высоких частотах более удобны направленные ответвители. Типовые направленные ответвители имеют минимальную рабочую частоту около 1 ГГц, что необходимо для обеспечения возможности получения достаточной электромагнитной связи. При соблюдении определенных условий, направленные ответвители могут применяться на частотах свыше 100 ГГц.

Настоящий раздел 2.3 адресован тем читателям, которые хотели бы самостоятельно создать внешнюю измерительную систему, дополняющую имеющийся анализатор цепей. Это может оказаться целесообразным, например, при работе с усилителем мощности или для других применений высоких уровней мощности (раздел 7.6).

При первом ознакомлении с этой книгой следующие далее параграфы раздела 2.3 можно пропустить без существенного ущерба для понимания содержания последующих разделов.

2.3.1 Мосты для измерения КСВН

Мост для измерения КСВН состоит из резисторов R_1 , R_2 и импеданса Z_0 . После надлежащей перерисовки схемы (см. рис. 2.3.1), этот мост становится похожим на известный мост Уитстоуна (Wheatstone). Однако здесь не предусматривается, как в обычных мостах, регулировка на нуль диагонального напряжения. Порт 1 моста возбуждается источником с внутренним импедансом Z_0 . К порту 2 (измерительный порт) подсоединяется ИУ с импедансом $Z_{ИУ}$.

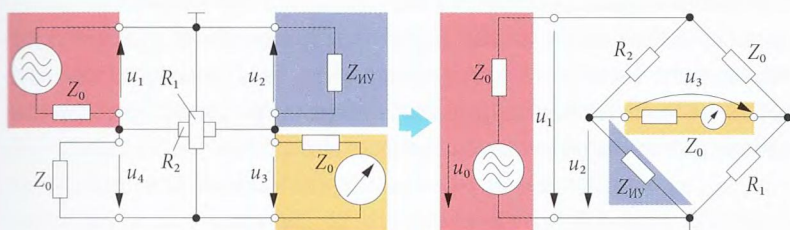


Рис. 2.3.1 Варианты изображения схемы КСВН моста.

Для лучшего понимания используемых обозначений волновых величин рекомендуется сравнить рис. 2.3.1 с рис. 2.2.1, учитывая принятые базовые цвета. Рассогласование измерительного порта может быть найдено по следующей формуле:

$$s_{22} = \frac{R_1 R_2 - Z_0^2}{2(R_1 + Z_0)(R_2 + Z_0)} \quad (2.3-1)$$

Для достижения идеального согласования измерительного порта $s_{22} = 0$, необходимо выполнение условия:

$$R_1 R_2 = Z_0^2 \quad (2.3-2)$$

При выполнении этого условия, элементы S-матрицы КСВН моста даются формулами:

$$s_{21} = \frac{Z_0}{Z_0 + R_2}, \quad s_{32} = \frac{R_2}{Z_0 + R_2} \quad \text{и} \quad s_{31} = 0 \quad (2.3-3/5)$$

Предполагая обычный выбор $R_1 = R_2 = Z_0$, из формул (2.3-3) и (2.3-4) находим теоретическую поправку на отражение $R = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{4}$, что

соответствует -12 дБ.¹⁾ Реализуемое на практике значение этого параметра обычно хорошо совпадает с теоретической оценкой. Однако из-за неизбежных механических и электрических неточностей условие s_{31} не может быть выполнено точно. Это приводит к необходимости учета поправки на направленность $|D| > 0$.

Определенный недостаток схемы на рис. 2.3.1 заключается в том, что диагональное напряжение u_3 является симметричным относительно земли, и при попытке измерить его приемником с несимметричным входом мост окажется частично короткозамкнутым. С помощью трансформатора (см. рис. 2.3.2) симметричное диагональное напряжение может быть преобразовано в несимметричное, то есть, в потенциал относительно земли. Однако трансформатор не позволяет обеспечить широкую рабочую полосу частот, и не удобен для применения на частотах выше 4 ГГц.

С другой стороны, на низких частотах нагрузка в узловой точке моста (2) оказывается слишком малой по сравнению с нагрузкой в узловой точке (1). Эта асимметрия может существенно ухудшить направленность моста. Добавляя вспомогательную индуктивность (показанную голубым цветом на рис. 2.3.2), можно компенсировать асимметрию моста. Однако заметим, что компенсирующая индуктивность изменяет также входной импеданс измерительного порта (порта 2), поскольку оказывается включенной параллельно измеряемому импедансу $Z_{иу}$.

1) При расчете значения поправки на отражение $R = 1/4$, формально получается отрицательное значение $20 \lg(1/4) \approx -12$ дБ. Однако в технических документах поправка на отражение часто указывается в положительных децибелах (то есть, в нашем примере $20 \lg(4) \approx 12$ дБ). Аналогичное положение имеет место для поправки на направленность, для рассогласования измерительного порта, и для всех прочих ошибок. Характерный пример – Таблица 2.3.1. В дальнейшем изложении во многих случаях отрицательные децибелы также будут переводиться в положительные, без соответствующих разъяснений.

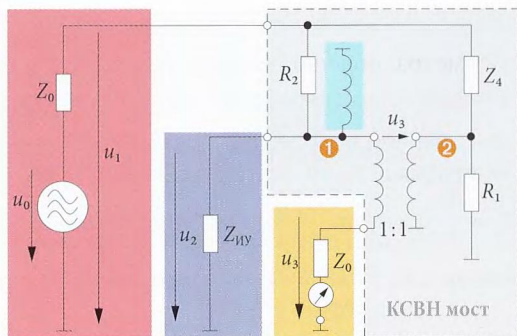


Рис. 2.3.2

КСВН мост с отводом
выходного напряжения
через трансформатор.

Для улучшения согласования измерительного порта, номиналы двух верхних на схеме импедансов Z_4 и R_2 должны быть несколько увеличены. Резистор R_1 (на схеме противоположный измерительному порту) также влияет на согласование измерительного порта. Его номинал должен соответствовать опорному импедансу анализатора цепей $Z_0 = 50 \Omega$ в широком частотном диапазоне.

На рис. 2.3.3 показан типовой КСВН мост со снятой крышкой. На рисунке хорошо просматриваются трансформатор и вспомогательная индуктивность. Для достижения максимально широкой рабочей полосы частот применена комбинация из калиброванных ферритовых сердечников различных размеров.



Рис. 2.3.3

КСВН мост R&S®ZRC со
снятой крышкой.

Таблица 2.3.1 дает представление о характеристиках высококачественного КСВН моста R&S®ZRC.

Поправка на отражение	$ R = 0,224$ (5 МГц)	Соответствует 13 дБ
Поправка на направленность	$ D \leq 0,01$ (до 3 ГГц)	Соответствует ≥ 40 дБ
Рассогласование измерительного порта	$ S \leq 0,07$ (от 400 кГц до 2,5 ГГц)	Соответствует ≥ 23 дБ
Диапазон частот	$f = 40$ кГц до 4 ГГц	

Таблица 2.3.1 Выборка из характеристик КСВН моста R&S*ZRC из [RS04], стр.222

2.3.2 Направленные ответвители

Направленный ответвитель состоит из двух близко расположенных и электромагнитно связанных между собой линий передачи, обычно длиной $\lambda/4$. Различают сонаправленные (forward) и противонаправленные (reverse) ответвители. В примерах на рис. 2.3.4, а и b, возбуждающая волна поступает на порт ❶ (от генератора) или на порт ❷ (после отражения от ИУ). Волны, ответвленные в нижнюю связанную линию передачи, от порта ❶ или от порта ❷, изображены зелеными и желтыми стрелками, соответственно. Термины «сонаправленный ответвитель» или «противонаправленный ответвитель» характеризуют направления движения ответвленных волн в нижней связанной линии передачи (искривленные стрелки). В анализаторах цепей сонаправленные ответвители используются сравнительно редко (например, при исследовании волноводных трактов и устройств), и поэтому в дальнейшем изложении не рассматриваются.

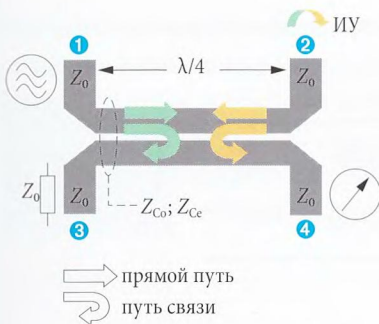


Рис. 2.3.4а Противонаправленный ответвитель

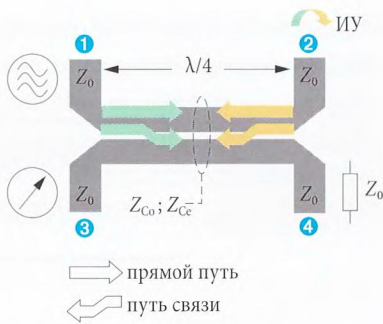


Рис. 2.3.4б Сонаправленный ответвитель¹⁾

Рассмотрим противонаправленный ответвитель при следующих предположениях:

- ♦ Относительно продольного направления конфигурация строго симметрична;
- ♦ Линии однородны в поперечном сечении, и работают на ТЕМ-волнах;
- ♦ Потерями можно пренебречь.

В ответвленных линиях передачи могут распространяться волны двух типов (четные и нечетные). Длина волны λ для каждого из них одинакова. Однако структуры электромагнитных полей в поперечном сечении существенно различны, что приводит к разнице в характеристических импедансах Z_{Ce} и Z_{C0} для четного и нечетного типов волн.

Для создания выделяющего элемента анализатора цепей порт 3 ответвителя не нужен. Поэтому с помощью замыкающей его согласованной нагрузки этот порт переводится в режим отсутствия отражений ($a_3 = 0$), то есть, фактически отключается. Образованное таким образом устройство называется «**трех-портовый направленный ответвитель**». При измерениях коэффициента отражения возбуждающий сигнал подается на его порт 1. ИУ присоединяется к порту 2. Коэффициент отражения от испытуемого устройства

1) Часто реализуется противонаправленный ответвитель на плату интегральной схемы, как здесь и показано. А сонаправленный ответвитель производится с помощью техники волноводов.

определяется через волновую величину b_4 , фиксируемую измерителем (см. рис. 2.3.5).

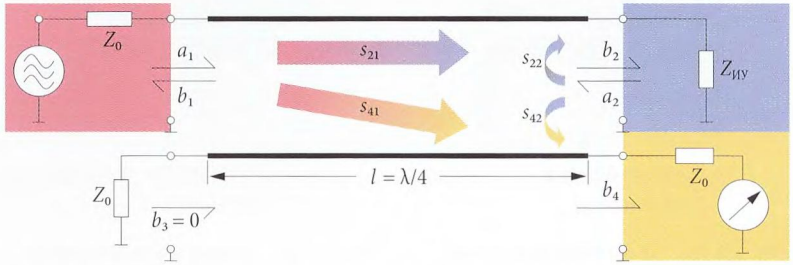


Рис. 2.3.5 Противонаправленный ответвитель как выделяющий элемент.

Ввиду симметрии ответвителя, достаточно знать только следующие его S-параметры: s_{22} (этот параметр необходим для учета рассогласования измерительного порта S), s_{21} и s_{42} (произведение этих параметров дает поправку на отражение R) и s_{41} (совместно с параметром R определяет поправку на направленность D). Вывод формул для расчета S-параметров противонаправленного ответвителя может быть найден в соответствующей литературе, например, [MG92] стр. C28, [ZB93] стр. 199, [Sc84] стр. 18, и в других публикациях.

$$s_{22} = \frac{1}{2} \left[\frac{j \left(\frac{Z_{Ce}}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z_{Ce}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)}{2\cos(2\pi l/\lambda) + j \left(\frac{Z_{Ce}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{Ce}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)} + \frac{j \left(\frac{Z_{Co}}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z_{Co}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)}{2\cos(2\pi l/\lambda) + j \left(\frac{Z_{Co}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{Co}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)} \right] \quad (2.3-3)$$

$$s_{21} = \left[\frac{1}{2\cos(2\pi l/\lambda) + j \left(\frac{Z_{Ce}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{Ce}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)} + \frac{1}{2\cos(2\pi l/\lambda) + j \left(\frac{Z_{Co}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{Co}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)} \right] \quad (2.3-4)$$

$$s_{42} = \frac{1}{2} \left[\frac{j \left(\frac{Z_{Ce}}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z_{Ce}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)}{2\cos(2\pi l/\lambda) + j \left(\frac{Z_{Ce}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{Ce}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)} - \frac{j \left(\frac{Z_{Co}}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z_{Co}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)}{2\cos(2\pi l/\lambda) + j \left(\frac{Z_{Co}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{Co}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)} \right] \quad (2.3-5)$$

$$s_{41} = \left[\frac{1}{2\cos(2\pi l/\lambda) + j \left(\frac{Z_{Ce}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{Ce}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)} - \frac{1}{2\cos(2\pi l/\lambda) + j \left(\frac{Z_{Co}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{Co}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)} \right] \quad (2.3-6)$$

Для достижения развязки портов $1 \rightarrow 4$, S-параметр s_{41} , определяемый по формуле (2.3-9), должен иметь нулевое значение. Кроме того, требуется идеальное согласование испытательного порта $s_{22} = 0$, см. формулу (2.3-6). Для одновременного выполнения обоих условий на любых частотах, характеристические импедансы Z_{Co} и Z_{Ce} должны удовлетворять следующему равенству:

$$Z_{Co}Z_{Ce} = Z_0^2 \quad (2.3-7)$$

где Z_0 – опорный импеданс.

Производя упрощение формул (2.3-7) и (2.3-8), получаем следующие соотношения:

$$s_{21} = \frac{2}{2\cos(2\pi l/\lambda) + j \left(\frac{Z_{Ce}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{Ce}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)} \quad (2.3-8)$$

$$s_{42} = \frac{j \left(\frac{Z_{Ce}}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z_{Ce}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)}{2\cos(2\pi l/\lambda) + j \left(\frac{Z_{Ce}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{Ce}} \right) \sin(2\pi l/\lambda)} \quad (2.3-9)$$

Длина волны λ зависит от частоты. Поэтому оптимальный выбор длины ответвителя $l = \lambda/4$ возможен только для конкретной центральной частоты f_0 . На этой частоте формулы (2.3-11) и (2.3-12) могут быть упрощены следующим образом:

$$s_{21} = -j \frac{2Z_{Ce}Z_0}{Z_{Ce}^2 + Z_0^2} = -j \sqrt{1 - s_{42}^2} \quad (2.3-10)$$

$$s_{42} = \frac{1 - Z_{Co}/Z_{Ce}}{1 + Z_{Co}/Z_{Ce}} \quad (2.3-11)$$

На частоте f_0 коэффициент ответвления s_{42} является действительным, и определяется только отношением двух характеристических импедансов Z_{Ce} и Z_{Co} . Основываясь на формулах (2.3-13) и (2.3-14), можно определить требуемые характеристические импедансы нечетных и четных типов волн, обеспечивающие требуемый параметр ответвителя s_{42} :

$$Z_{Ce} = Z_0 \sqrt{\frac{1+s_{42}}{1-s_{42}}} \quad (2.3-12)$$

$$Z_{Co} = Z_0 \sqrt{\frac{1-s_{42}}{1+s_{42}}} \quad (2.3-13)$$

Для $s_{42} = 1/\sqrt{2}$ из формул (2.3-13) и (2.2-4) находим поправку на отражение $|R| = (1/\sqrt{2})^2 = 1/2$ или 6 дБ. Заметим, что выбор параметра $s_{42} = 1/\sqrt{2}$ обеспечивает наименьшее ослабление по пути сигнала $1 \rightarrow 2 \rightarrow 4$.

При использовании противонаправленного ответвителя в анализаторе цепей на частотах, отличающихся от центральной частоты f_0 , необходимо учитывать частотную зависимость параметров ответвителя. Эта зависимость задается формулами (2.3-11) и (2.3-12). Поведение коэффициента передачи и коэффициента ответвления в окрестности частоты f_0 в функции от нормированной частоты показано на рис. 2.3.6. Децибельные шкалы построены согласно соотношениям $a_{21} = -20 \lg(s_{21})$ и $a_{42} = -20 \lg(s_{42})$. В двух приводимых примерах коэффициенты ответвления s_{42} были выбраны как $s_{42} = 1/\sqrt{2}$ (т.наз. 3-х децибельный ответвитель) и $s_{42} = 0,5$ (т.наз. 6-ти децибельный ответвитель). Как правило, использование ответвителей целесообразно лишь на частотах от $2/3 f_0$ до $4/3 f_0$, т.е. в октавной полосе частот.

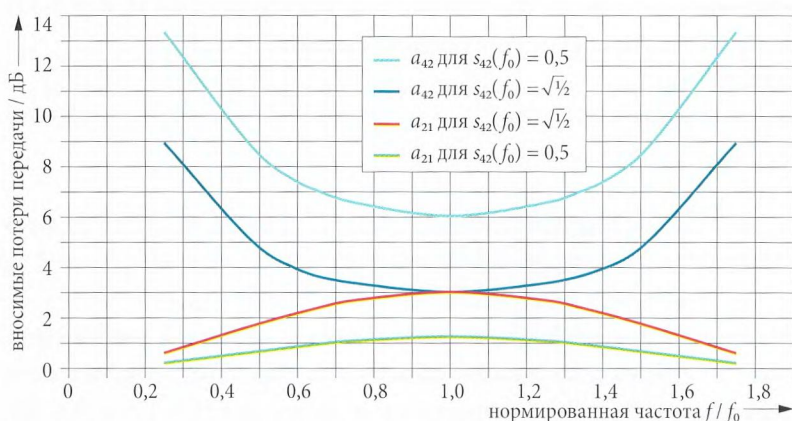


Рис. 2.3.6 Частотная зависимость параметров противонаправленного ответвителя.

Таким образом, направленный ответвитель с характеристиками согласно рис. 2.3.6 слишком узкополосен для применения в широкополосных ВЧ измерительных приборах. Полоса пропускания ответвителя может быть увеличена, например, применением сочетания нескольких отрезков линий передачи с различающейся связью (см. рис. 2.3.7а). Этот сравнительно простой способ позволяет расширить рабочую полосу частот до двух – трех октав. Увеличивая число отрезков линий, приходим к широкополосному направленному ответвителю с переменной по длине связью, показанному на рис. 2.3.7б.



Рис. 2.3.7а Трехступенчатый направленный ответвитель.

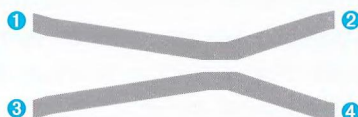


Рис. 2.3.7б Направленный ответвитель с переменной по длине связью.

Однако, расширение рабочей полосы частот указанными выше способами приводит к возрастанию потерь ответвления, определяемых параметром s_{42} .

В ВЧ диапазоне, ответвители должны иметь длину не более нескольких сантиметров (для уменьшения добавочных потерь в линиях передачи). Из этого следует, что необходимая степень связи может быть обеспечена только для частот выше 1 ГГц.

На практике из-за неточностей выполнения, а также наличия других неидеальностей, паразитное просачивание s_{41} не может быть устранено полностью. Вследствие этого, поправка на направленность D ответвителя не будет иметь нулевое значение. Подобная ситуация имеет место и с рассогласованием измерительного порта s_{22} . В Таблице 2.3.2. приведены типичные характеристики реального широкополосного направленного ответвителя.

Поправка на отражение	$ R \geq 0,2$	Соответствует ≤ 14 дБ
Поправка на направленность	$ D \leq 0,158$	Соответствует ≥ 16 дБ
Рассогласование измерительного порта	$ S \leq 0,178$	Соответствует ≥ 15 дБ
Рабочие частоты	$f = 1 \text{ ГГц до } 20 \text{ ГГц}$	

Таблица 2.3.2 Типовые характеристики широкополосного направленного ответвителя.

На частотах приблизительно от 100 ГГц и выше, направленные ответвители обычно строятся на основе волноводных секций. Однако известен пример выполнения интегрального направленного ответвителя с центральной частотой $f_0 = 180$ ГГц, и с рабочей полосой частот 120 ГГц, на основе пары связанных полосковых линий передачи [WK99].

В разделе 2.2.1 было рекомендовано создавать сигнал опорного канала с помощью так называемого расщепителя мощности. Это приводит к дополнительным вносимым потерям порядка 6 дБ, т.е. только 25 % выходной мощности генератора может быть использовано для возбуждения выделяющего элемента. Возникают трудности получения необходимой в ряде случаев наивысшей выходной мощности измерительного порта. Можно избежать трудностей, если создавать сигнал опорного канала с использованием направленного ответвителя, например, при выборе параметра $s_{42} = 0,5$. рис. 2.3.8 показывает соответствующую измерительную установку. Ответвитель 1, заменяющий расщепитель мощности, имеет теоретические потери передачи на уровне 1,25 дБ. Это означает, что 75 % выходной мощности генератора будет достигать выделяющего элемента (ответвитель 2). Подобная комбинация двух трех-портовых ответвителей носит название **двойной направленный ответвитель**. Заметим, что в большинстве практических случаев целесообразно принимать потери связи на уровне приблизительно 12 дБ (соответствующий параметр $s_{42} = 0,25$), чтобы реализовать широкополосный двойной направленный ответвитель с общими потерями передачи $2 \cdot 1,25 \text{ дБ} = 2,5 \text{ дБ}$.

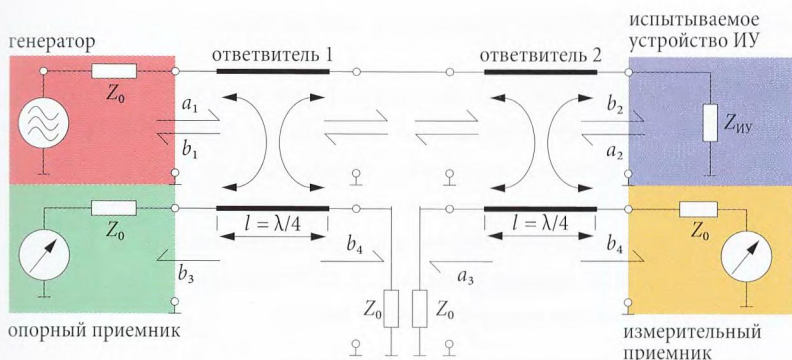


Рис. 2.3.8 Измерительная установка с двойным направленным ответвителем.

2.3.3 Другие реализации

Важнейшей функцией выделяющего элемента рис. 2.2.1 является обеспечение надежной развязки портов 1 и 3, достигаемой при $s_{31} \ll 1$. Развязка необходима для уверенного разделения сигналов падающей и отраженных волн. Кроме реализаций выделяющего элемента, обсуждавшихся ранее, можно достичь хорошей развязки в выделяющем элементе при использовании делителя мощности по схеме Уилкинсона (Wilkinson). Однако такой делитель аналогичен простому Т-разветвлению, и имеет недостаточную направленность на границах рабочего диапазона частот, по сравнению с обычным направленным ответвителем.

В качестве выделяющих элементов также могут использоваться циркуляторы. Они предоставляют хорошие возможности при измерениях в мощных цепях. Однако циркуляторы имеют очень узкую полосу рабочих частот.

2.4 Другие компоненты измерительной установки

Компоненты, описанные в настоящем разделе, не всегда включаются в базовый комплект устройств, прилагаемых к анализатору цепей. Однако они существенно расширяют функциональные возможности анализатора, и часто являются доступными для пользователя в виде дополнительно приобретаемых приспособлений.

2.4.1 Ступенчатые аттенюаторы приемника

При исследовании устройств, содержащих усилители мощности, сигнал на входе измерительного приемника может иметь слишком большой уровень мощности, выходящий за границу линейности характеристик приемника. Соответствующий верхний предел сохранения линейности анализатора по уровню интенсивности входного сигнала обычно называется максимальной номинальной входной мощностью измерительного порта.

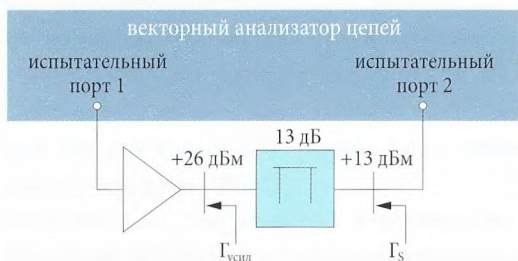


Рис. 2.4.1

Увеличение максимальной входной мощности испытательного порта за счет снижения направленности.

Для примера, предположим, что испытательный порт имеет максимальную номинальную входную мощность, равную 20 мВт. Если выходная мощность усилителя составляет 400 мВт, то 13 дБ аттенюатор между выходом усилителя и измерительным портом 2 мог бы устранить опасность перегрузки. Однако, как будет показано далее, такой самый простой способ включения аттенюатора в измерительную цепь (согласно рис. 2.4.1, голубой цвет), имеет серьезные недостатки.

На своем выходе усилитель имеет коэффициент отражения $\Gamma_{\text{усил}}$. Аттенюатор характеризуется присущими ему S-параметрами $s_{\pi 11}$, $s_{\pi 12}$, $s_{\pi 21}$ и $s_{\pi 22}$. Вполне естественно, что вследствие свойства взаимности $s_{\pi 12} = s_{\pi 21}$. Взаимодействие выделяющего элемента и аттенюатора поясняется на Рис 2.4.2. Опорная плоскость для определения коэффициента отражения $\Gamma_{\text{усил}}$ расположена таким образом, что аттенюатор становится частью измерительной установки. Поэтому введенные ранее в разделе 2.2 величины R , D и S , влияющие на точность измерений, должны быть переосмыслены. Переобозначим эти параметры как R' , D' и S' , и учтем, что они теперь относятся к опорной плоскости, показанной на рис. 2.4.2.

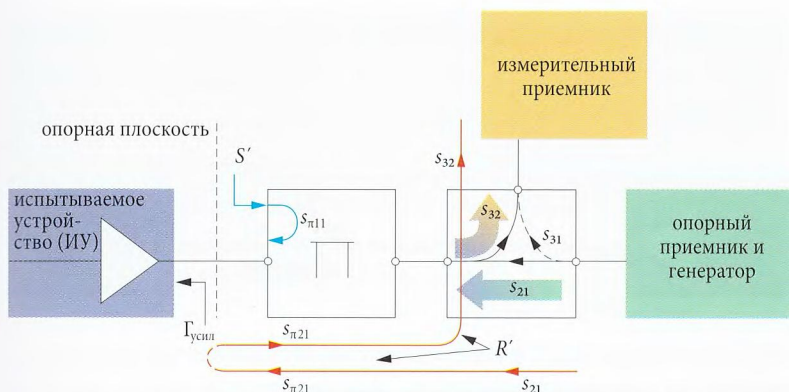


Рис. 2.4.2 К расчету рассогласования измерительного порта S' и поправки на отражение R' .

Сигнал возбуждения ИУ проходит через выделяющий элемент и аттенюатор. Этот сигнал ослабляется с коэффициентами передачи s_{21} и $s_{\pi 21}$ перед тем, как он отразится от испытуемого устройства с коэффициентом отражения $\Gamma_{\text{усил}}$ (красная линия на рис. 2.4.2). Далее отраженный сигнал также ослабляется с коэффициентами передачи $s_{\pi 21}$ и s_{32} , и лишь после этого ослабления попадает в измерительный приемник. При расчете поправки на отражение R по формуле (2.2-4), коэффициенты передачи s_{21} и s_{32} уже приняты во внимание. Поэтому поправка на отражение с аттенюатором определяется соотношением:

$$R' \approx R s_{\pi 21}^2 \quad (2.4-1)$$

Рассогласование измерительного порта S' (голубая линия на рис. 2.4.2), как правило, значительно превышает коэффициент отражения s_{11} от аттенюатора. Поэтому оказывается справедливой следующая аппроксимация:

$$S' \approx s_{11} \quad (2.4-2)$$

Поправка на направленность была определена ранее в разделе 2.2.3 с помощью формулы (2.2-6).

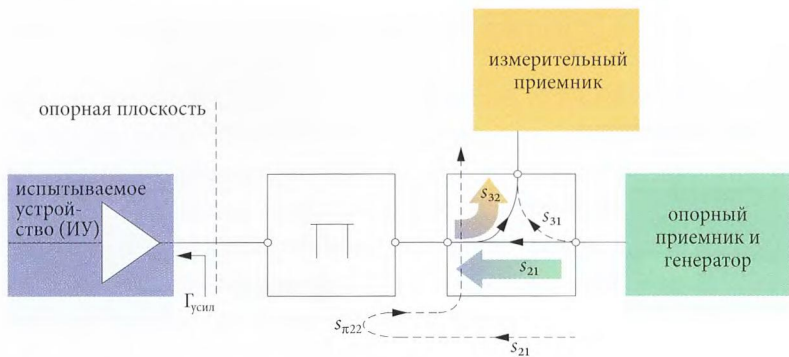


Рис. 2.4.3 К расчету поправки на направленность D' .

В рассматриваемом примере, помимо очевидного параметра s_{31} , еще один сигнальный путь s_{21} , $s_{\pi 22}$, s_{32} также вносит вклад в паразитное просачивание сигнала (пунктирная линия). Согласно формуле (2.2-6) S-параметр s_{31} определяется как произведение $s_{31} = R \cdot D$. Коэффициент передачи вдоль сигнального пути s_{21} , $s_{\pi 22}$, s_{32} , в соответствии с формулой (2.2-4), оказывается следующим: $s_{21} \cdot s_{\pi 22} \cdot s_{32} = R \cdot s_{\pi 22}$. Чтобы найти поправку на направленность D' , следует взять частное от суммарного просачивания $R \cdot D + R \cdot s_{\pi 22}$ и поправки на отражение R' из формулы (2.4-1). Для большинства стандартных аттенюаторов можно предположить $s_{\pi 22} = s_{\pi 11}$. Тогда получается:

$$D' = \frac{R \cdot D + R \cdot s_{\pi 11}}{R \cdot s_{\pi 21}^2} = \frac{D + s_{\pi 11}}{s_{\pi 21}^2} \quad (2.4-3)$$

Таким образом, собственные параметры D и R выделяющего элемента деградируют до значений D' и R' вследствие использования аттенюатора. Как правило, рассогласование измерительного порта определяется рассогласованием аттенюатора.

Таблица 2.4.1. показывает ухудшение типовых значений параметров D , R и S при включении 13 дБ аттенюатора по схеме Рис.2.4.2. Для аттенюатора потери на отражение предполагаются равными 20 дБ.

Параметр	Без аттенюатора	С аттенюатором
Поправка на отражение	$R = 13,5 \text{ дБ}$	$R' = 39,5 \text{ дБ} \approx 40 \text{ дБ}$
Поправка на направленность	$D = 46 \text{ дБ}$	$D' = -6,4 \text{ дБ} \approx -6 \text{ дБ}$
Рассогласование измерительного порта	$S = 26 \text{ дБ}$	$S' = 20 \text{ дБ}$

Таблица 2.4.1 Деградация параметров измерительной установки при добавлении аттенюатора 13 дБ по схеме Рис.2.4.2.

Самым нежелательным эффектом при такой схеме включения аттенюатора является существенное ухудшение поправки на направленность от 46 дБ до 6 дБ. Разумеется, можно выполнить калибровку, которая определит значения R' , D' , S' , и обеспечит соответствующую компенсацию. Однако нельзя таким путем достичь существенного повышения точности измерений. Например, невозможно полностью компенсировать ухудшение параметров R' , D' и S' , используя процедуру коррекции систематической ошибки. Значение поправки на отражение 40 дБ по сравнению со значением 13,5 дБ означает также существенное ухудшение отношения сигнал/шум. И если снижение точности измерений представляется недопустимым, то следует использовать иные схемы включения аттенюатора.

Некоторые анализаторы цепей обеспечивают доступ к измерительному каналу. В этом случае аттенюатор 13 дБ (показанный на рис. 2.4.4 голубым цветом) может быть вставлен между выделяющим элементом и измерительным приемником. Верхний предел по номинальной мощности выделяющего элемента оказывается обычно существенно выше предела линейности приемника по входному сигналу. В нашем примере предположим, что выделяющий элемент спроектирован на максимальную входную мощность 500 мВт. Выходная мощность усилителя в 400 мВт не превышает этот предел. Поэтому допустимо перенести аттенюатор из измерительного порта 2 в положение, показанное на рис. 2.4.4.

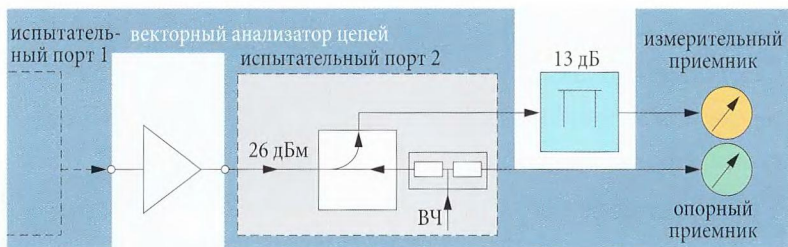


Рис. 2.4.4 Увеличение максимальной входной мощности при сохранении значения поправки на направленность.

Поскольку выделяющий элемент теперь расположен прямо на выходе усилителя, поправка на направленность D не ухудшается.

Если входная мощность измеряемого сигнала подвержена частым изменениям, приходится задействовать внутренний **ступенчатый аттенюатор приемника**. Механические аттенюаторы имеют относительно большое время переключения, и подвержены износу. Чтобы избежать необходимости частых переключений аттенюатора, при проектировании современного анализатора цепей следует добиваться максимально возможного расширения диапазона допустимых уровней входного сигнала в приемниках. При переключении ступенчатого аттенюатора происходят изменения ослабления и электрической длины пути между выделяющим элементом и входным каскадом измерительного приемника. В первом приближении изменение уровня легко компенсируется с помощью простой вычислительной процедуры. Однако, для учета изменения фазы, и для более точной компенсации изменений уровня сигнала, необходима перекалибровка анализатора. Чтобы ускорить процесс измерений при частой смене установок аттенюатора, можно использовать множественные наборы калибровочных данных, создаваемых применительно к каждому используемому состоянию аттенюатора.

2.4.2 Ступенчатые аттенюаторы генератора

Ступенчатые аттенюаторы генератора используются для ослабления сигнала возбуждения. Они расширяют диапазон возможных сигналов возбуждения в сторону меньших уровней мощности, не вызывая ухудшения поправки на направленность. Это дает

возможность исследовать устройства с высоким усилением мощности, например, усилительные цепочки с коэффициентом усиления порядка 70 дБ. На рис. 2.4.5 и рис. 2.4.6. показаны два возможных способа включения ступенчатых аттенюаторов генератора.

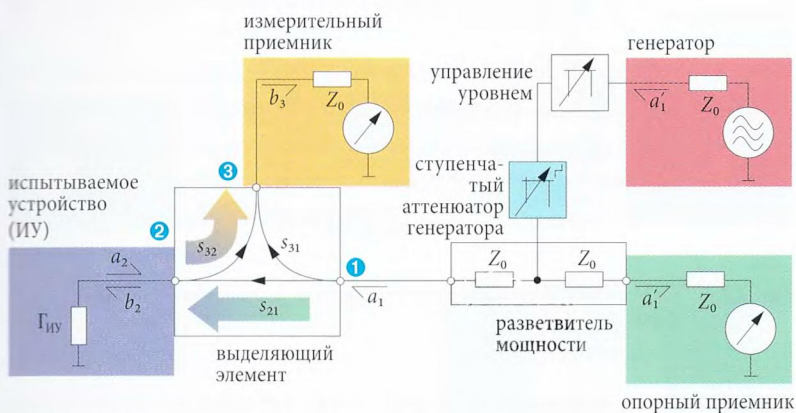


Рис. 2.4.5 Ступенчатый аттенюатор генератора, установленный перед расщепителем мощности.

На рис. 2.4.5 ступенчатый аттенюатор генератора показан в голубом цвете. Он расположен на входе расщепителя мощности. Как сигнал возбуждения a_1 , так и сигнал опорного канала a'_1 образуются после аттенюатора. Изменения уровня мощности и фазы, которые возникают при переключении аттенюатора, влияют, одновременно на оба сигнала. Измеряемые анализатором S-параметры представляют собой отношения комплексной интенсивности волны b_n к комплексной интенсивности волны a_k . При вычислении S-параметров из волновых величин a'_1 и b_3 , изменения уровня мощности и фазы, возникающие при переключении ступенчатого аттенюатора генератора, взаимно компенсируются, и не влияют на результат измерений. Вместе с тем, при снижении уровня сигнала на входе опорного приемника происходит ухудшение отношения сигнал/шум. Однако, можно, успешно преодолеть эту проблему, используя автоматическую регулировку усиления в опорном приемнике, или подбирая надлежащим образом полосу пропускания по ПЧ.

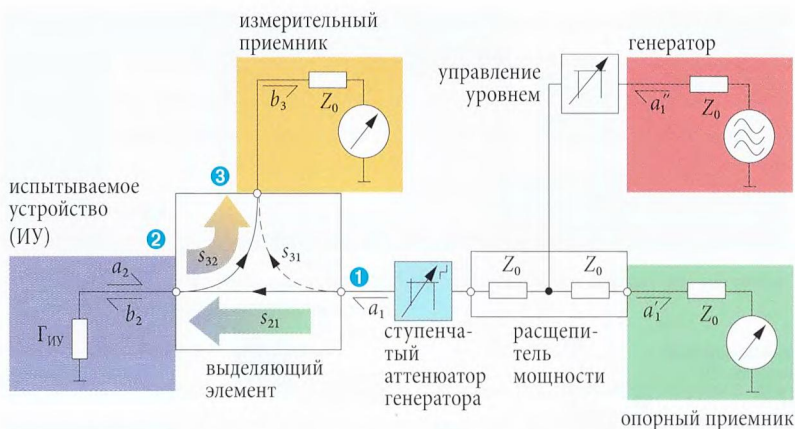


Рис. 2.4.6 Ступенчатый аттенюатор генератора, установленный после расщепителя мощности.

В реализации, показанной на рис. 2.4.6, аттенюатор расположен после расщепителя мощности. Поэтому он ослабляет только сигнал a_1 . В пренебрежении эффектами обратной связи, аттенюатор не влияет на уровень и фазу опорного сигнала a_1' , т.е. любые переключения аттенюатора не изменяют a_1' . Это означает, что даже при значительных ослаблениях аттенюатора, на вход опорного приемника не будут поступать сигналы слишком низкого уровня, ухудшающие отношение сигнал/шум. Но поскольку сигнал опорного канала выделяется до аттенюатора, изменения в уровне и фазе сигнала в измерительном канале больше не исключаются автоматически при переключении аттенюатора. Поэтому, как правило, необходима перекалибровка анализатора после каждого переключения аттенюатора генератора. Следовательно, включение аттенюатора по схеме, показанной на рис. 2.4.6, потребует дополнительных действий со стороны пользователя в процессе измерений.

2.4.3 Активная и пассивная тестовые установки

Надлежащее **инжектирование** активных компонентов исследуемых устройств требует подачи напряжения постоянного тока, накладываемого на ВЧ сигнал. Постоянный ток обычно вводится дополнительной **цепью инжектора постоянного тока**. Эта цепь имеет две основных компоненты для минимизации вредного влияния на ВЧ сигнал.

Первая компонента представляет собой катушку индуктивности, включаемую между линией прохождения ВЧ сигнала и **источником постоянного тока**. В зависимости от частотного диапазона, можно применять комбинацию из нескольких катушек индуктивности с сердечниками, или без них.

Вторая компонента – это изолирующий **блок постоянного тока**. Он необходим, потому что примыкающие соседние ВЧ компоненты обычно не рассчитаны на воздействие постоянного напряжения. В качестве изолирующего блока может использоваться простой, или широкополосный, конденсатор.



На рис. 2.4.7 источник постоянного тока для усилителя показан голубым цветом. Пренебречь его влиянием на характеристики, измеряемой между портами 1 и 2, цепи, как правило, нельзя.

В ряде случаев, однако, возникает необходимость исследовать по отдельности только активные элементы. Для этого удобно использовать **активные тестовые установки**, которые позволяют подавать в испытуемые устройства питание постоянным током напрямую от анализатора цепей, снабженного специальными отдельными разъемами (порты BIAS). Участки схемы, показанные голубым цветом в измерительной установке на рис. 2.4.7, перестают быть необходимыми.

Добавление цепей смещения по постоянному току почти всегда приводит к дополнительному частотно зависимому ослаблению сигнала в ВЧ тракте. Чтобы не ухудшать поправку на направленность анализатора, следует стремиться к снижению добавочного ослабления сигнала между испытуемым устройством и выделяющим элементом. Поэтому, целесообразно располагать источник постоянного тока, как показано на рис. 2.4.8: между расщепителем

мощности и выделяющим элементом, а не между измерительным портом и испытуемым устройством. Направленный ответвитель на рис. 2.3.5 допускает непосредственную подачу постоянного напряжения на ИУ. Для измерительного КСВН моста на рис. 2.3.2, необходимо включение подходящих конденсаторов в заземляющие узлы.

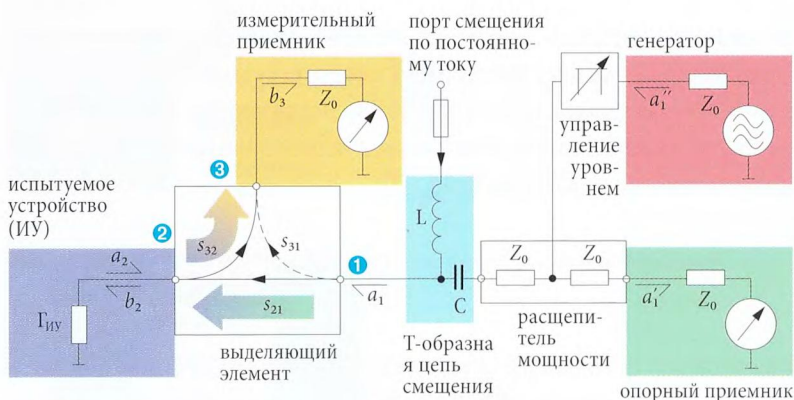


Рис. 2.4.8 Правильная конфигурация установки для активных испытаний.

Пассивная тестовая установка не имеют Т-образных цепей для подачи тока смещения и, как правило, не защищены изолирующим блоком постоянного тока. Поэтому в таких установках анализатор цепей может быть поврежден постоянным напряжением, прикладываемым к измеряемым устройствам.

2.5 Генератор

Генератор вырабатывает синусоидальный сигнал возбуждения, и является электронно-управляемым устройством с относительно широким диапазоном перестройки. Чтобы обеспечить требуемую стабильность частоты и спектральную чистоту сигнала, генератор дополняется **петлей фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)**. Опорные генераторы на фиксированные частоты обеспечивают хорошую спектральную чистоту, и имеют очень высокую долговременную стабильность. Следует различать **термокомпенсированные кварцевые генераторы (ТККВ)** и **термостатированные кварцевые генераторы (ТСКВ)**, использующие стабилизирующие печи. Последний тип генераторов обычно доступен как дополнительное приспособление к анализатору. Система

ФАПЧ связывает частоту и фазу колебаний подстраиваемого генератора с колебаниями опорного генератора. Это позволяет улучшить спектральную чистоту подстраиваемого генератора в окрестности рабочей частоты. Используя дополнительные устройства в системе ФАПЧ, можно изменять соотношение частот опорного генератора и подстраиваемого генератора, что позволяет вырабатывать частоты, необходимые в качестве сигналов возбуждения. Реализация полного частотного диапазона подстраиваемого генератора требует наличия нескольких переключаемых **генераторов управляемых напряжением (ГУН)**. В качестве альтернативы возможно применение **генераторов на железо-иттриевом гранате (ЖИГ)**, которые имеют очень широкий диапазон перестройки, например, от 2 ГГц до 20 ГГц. Однако ЖИГ-генераторы перестраиваются внешним магнитным полем. Поэтому в них проявляются **гистерезисные эффекты**, которые затрудняют быструю и прецизионную настройку. ЖИГ-генераторы относительно громоздки вследствие наличия массивных индуктивных катушек для создания магнитного поля перестройки.

Низкие опорные частоты обычно получают делением частоты, или преобразованием частоты (смешиванием).

2.6 Опорный и измерительный приемники

Для реализации **гетеродинного принципа** (греческое hetero – различный) необходимы колебания местного генератора (гетеродина) с частотой $f_{\text{ГЕТ}}$, которая отличается от принимаемой частоты $f_{\text{ВЧ}}$. При смешивании этих частот измеряемый сигнал преобразуется на **промежуточную частоту** $f_{\text{ПЧ}} = |f_{\text{ВЧ}} - f_{\text{ГЕТ}}|$ (см. левую часть рис. 2.6.1). Информация о модуле и фазе измеряемого сигнала полностью сохраняется в процессе преобразования. Предварительная фильтрация в усилителе промежуточной частоты позволяет отфильтровать значительную часть принимаемого широкополосного шума, и предотвратить его прохождение в последующую цепочку обработки сигнала. Одновременно подавляются так называемые эффекты наложения, присущие аналого-цифровым преобразователям.

Аналого-цифровые преобразователи, используемые в современных анализаторах цепей, имеют разрешение, по крайней мере, в 14 бинарных разрядов. Дальнейшее улучшение эффективного разрешения можно обеспечить специальными приемами, наподобие сглаживания. Как правило, именно аналоговый смеситель является компонентом, ограничивающим динамический диапазон измеряемых уровней сигнала. При слишком большом уровне сигнала имеют место нелинейные искажения. Для сигналов очень низкой амплитуды ограничивающим фактором становится шум. Оптимизировать уровни ВЧ сигналов удастся путем применения переключаемых усилителей в аналоговых частях приемников. Необходимое усиление определяется в процессе быстрых предварительных оценок уровня сигнала. Соответствующая техника известна как **автоматическая регулировка усиления (APУ)**.

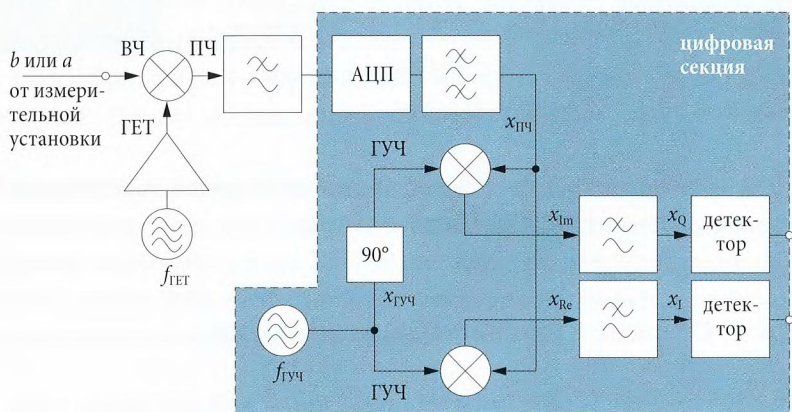


Рис. 2.6.1 Измерение коэффициента передачи с использованием супергетеродинного приемника.

Выбором подходящего значения частоты гетеродина $f_{\text{ГЕТ}}$, сигнал любой частоты в диапазоне входных частот приемника преобразовывается в фиксированную промежуточную частоту (ПЧ). Это упрощает последующую обработку сигнала на ПЧ, которая в современных приборах осуществляется цифровым образом. Возможная реализация каскадов цифровой обработки на ПЧ показана справа на рис. 2.6.1. Для достижения лучшей избирательности, дополнительная фильтрация производится как часть **цифровой обработки сигналов (ЦОС)**. Генератор с числовым управлением (ГЧУ) вырабатывает синусоидальный сигнал, который используется для перевода сигнала ПЧ вниз на частоту $f = 0$. В специальной процедуре,

известной как **I/Q** (синфазно-квадратурная) **демодуляция** используются два цифровых перемножителя. Один из перемножителей использует сигнал ГЧУ, который сдвинут по фазе на 90° . Предположим, что сигналы $x_{\text{ПЧ}}(t)$ и $x_{\text{ГЧУ}}(t)$ имеют вид:

$$x_{\text{ПЧ}}(t) = A_{\text{ПЧ}} \cos(2\pi f_{\text{ПЧ}} t + \varphi_{\text{ПЧ}}) \quad (2.6-1)$$

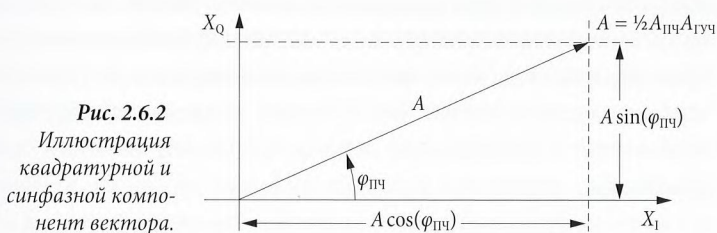
$$x_{\text{ГЧУ}}(t) = A_{\text{ГЧУ}} \cos(2\pi f_{\text{ГЧУ}} t) \quad (2.6-2)$$

При $f_{\text{ГЧУ}} = f_{\text{ПЧ}}$ с учетом тригонометрических тождеств¹⁾ можно следующим образом представить сигналы $x_{\text{Re}}(t)$ и $x_{\text{Im}}(t)$:

$$x_{\text{Re}}(t) = \frac{1}{2} A_{\text{ПЧ}} A_{\text{ГЧУ}} [\cos(\varphi_{\text{ПЧ}}) + \cos(4\pi f_{\text{ГЧУ}} t + \varphi_{\text{ПЧ}})] \quad (2.6-3)$$

$$x_{\text{Im}}(t) = \frac{1}{2} A_{\text{ПЧ}} A_{\text{ГЧУ}} [\sin(\varphi_{\text{ПЧ}}) - \sin(4\pi f_{\text{ГЧУ}} t + \varphi_{\text{ПЧ}})] \quad (2.6-4)$$

Низкочастотная фильтрация подавляет частотные компоненты, у которых $f \neq 0$. Остаются сигналы постоянного тока x_I и x_Q , соответствующие реальной и мнимой частям комплексного вектора $x_{\text{ПЧ}}(f)$. В технике электросвязи они известны как **синфазная** и **квадратурная** компоненты сигнала.



В процессе гетеродинирования, то есть при преобразовании вниз ВЧ сигнала, возникают дополнительные фазовые сдвиги, которые зависят от фаз сигналов гетеродина и ГЧУ. Поскольку во всех опорных и измерительных приемниках используются когерентные между собой сигналы гетеродина и ГЧУ, эти фазовые сдвиги оказываются исключенными при расчете S-параметров. Однако для фор-

1) $\cos\alpha\cos\beta = \frac{1}{2}[\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$
 $\cos\alpha\sin\beta = \frac{1}{2}[\sin(\alpha - \beta) - \sin(\alpha + \beta)]$

мирования когерентных сигналов генератора, гетеродина и ГЧУ необходима фиксированная опорная частота, которая может быть создана с использованием одной из обсуждаемых далее техник синхронизации. Для простоты будем предполагать, что в анализаторе происходят измерения коэффициента передачи s_{21} .

В реализации, показанной на рис. 2.6.3а, гетеродин и ВЧ генератор связаны между собой через **систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)** с общим опорным сигналом от кварцевого генератора. Эта техника позволяет получить любую разницу между частотами генератора и приемника, которая ограничивается только частотным диапазоном анализатора. Частоты генератора и приемника могут свипироваться (периодически перестраиваться) в прямом и обратном направлениях с произвольным значением шага. Однако такая реализация увеличивает стоимость измерительной установки из-за необходимости дополнительного оборудования.

Другая возможность показана на рис. 2.6.3б. Здесь гетеродин соединен с генератором через систему ФАПЧ. Промежуточная частота используется как управляемая переменная. Поскольку при измерении S-параметров необходимо, так или иначе, измерять значение комплексной интенсивности волны a_1 в соответствующем активном порту, эта волна может быть использована для захвата частоты гетеродина по ВЧ. При измерениях, использующих преобразование частоты, приемник и генератор настраиваются на разные частоты. Прямой прием сигнала генератора невозможен, и управляющая переменная недоступна. Для создания подходящей управляющей переменной в большинстве случаев необходим внешний опорный смеситель.

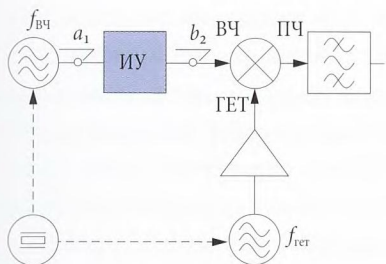


Рис. 2.6.3а Схема с общим опорным сигналом.

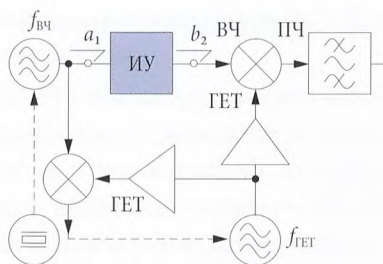


Рис. 2.6.36 Схема с захватом гетеродина ВЧ сигналом.

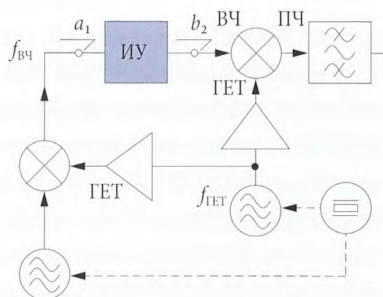


Рис.2.6.3в

Схема генерации сигнала возбуждения
из гетеродинного сигнала.

На рис. 2.6.3в сигнал генератора формируется из сигнала гетеродина с помощью вспомогательного генератора. Для обеспечения стабильности частот $f_{\text{вч}}$ и $f_{\text{ГЕТ}}$, вспомогательный генератор должен быть синхронизирован с общим опорным генератором. По сравнению с реализацией на рис. 2.6.3б, здесь возможно получение частотного сдвига, обычно ограниченного максимальным значением от 10 до 100 МГц.

При работе на очень высоких частотах гетеродин оказывается весьма дорогостоящим устройством. Эта проблема преодолима при переходе к **преобразованию частоты на гармонике**. Например, вместо обычной частоты гетеродина $f_{\text{ГЕТ}} = f_{\text{ВЧ}} \pm f_{\text{ПЧ}}$, можно использовать частоту $f_{\text{ГЕТ}} = \frac{1}{3}(f_{\text{ВЧ}} \pm f_{\text{ПЧ}})$, что означает существенное снижение частоты гетеродина по сравнению с частотой возбуждающего сигнала. Разумеется, потери преобразования смесителей на гармониках оказываются существенно выше. Отношение сигнал/шум также ухудшается, и за выигрыш в упрощении гетеродина приходится расплачиваться сокращением динамического диапазона анализатора цепей.

2.7 Процедура измерений

Встроенное программное обеспечение современных анализаторов цепей осуществляет координацию всех процедур измерительного процесса. Решаются три главные задачи: управление ходом физического процесса измерения, вычислительная обработка промежуточных данных, и формирование выходных данных измерений.

2.7.1 Процедура измерения S-параметров

Полная матрица рассеяния (S-матрица) N-портовой цепи содержит N^2 S-параметров. В качестве первичных данных анализатор цепей измеряет комплексные интенсивности волновых величин a и b . Полные измерения N-портовой цепи разделяются на N парциальных измерений. В каждом **парциальном измерении** только один из N портов работает как активный порт. Все оставшиеся порты рассматриваются как пассивные с согласованными нагрузками. Предполагается, что нагрузки идеально согласованы с измерительным портом.¹⁾ В каждом парциальном измерении требуется получить оценки для комплексных интенсивностей следующих волн:

- ♦ Выходящая волна активного измерительного порта;
- ♦ Отраженная волна от активного измерительного порта;
- ♦ Волны, передаваемые в оставшиеся $N - 1$ измерительных портов.

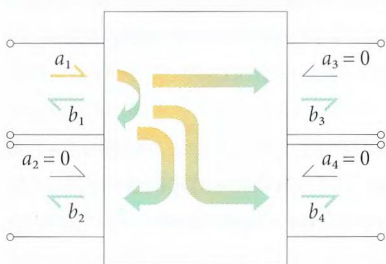


Рис. 2.7.1
Парциальные измерения для активного порта 1.

На рис. 2.7.1 показано парциальное измерение на тестовый порт 1 как с четырех портовой сетью.

1) В реальности измерительные порты несколько рассогласованы, т.е. $S \neq 0$ для каждого порта. Это должно учитываться при последующей цифровой обработке, то есть для достижения требуемой точности измерений необходимо проводить процедуру коррекции систематической ошибки (см. далее Главу 3).

Парциальные измерения для порта 1, в соответствии с системой уравнений (2.7-1), приводят к соотношениям:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} a_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{matrix} b_1 = s_{11} a_1 \\ b_2 = s_{21} a_1 \\ b_3 = s_{31} a_1 \\ b_4 = s_{41} a_1 \end{matrix} \quad (2.7-1)$$

В результате оказывается определенной первая колонка (столбец) S-матрицы. Парциальные измерения для других портов позволяют определить все другие колонки S-матрицы.

В обычном **режиме чередования** (alternating mode) каждое парциальное измерение выполняется в заданном частотном диапазоне (то есть, при свипировании частоты) перед тем, как анализатор цепей перейдет к следующему парциальному измерению. Некоторые анализаторы цепей функционируют в ином **режиме прерывания** (chopping mode). В этом режиме анализатор цепей выполняет все парциальные измерения в заданной частотной точке, и лишь затем перемещается в следующую частотную точку. Как правило, режим чередования в таких анализаторах также является доступным в виде альтернативы.

2.7.2 Цепочка обработки данных измерений

На вход **цепочки обработки данных** поступают **исходные численные измеренные значения** из опорного и измерительного приемников. На рис. 2.7.2 шаги обработки представлены символами, похожими на стрелки, а объекты данных представлены символами, похожими на бочонки. Шаги обработки, показанные серым цветом, являются обязательными, и не могут быть пропущены.

Цепочка обработки данных оказывается завершенной только после определения требуемых измеренных значений. Соответствующие конечные точки в цепочке обработки данных показаны на рис. 2.7.2 номерами от ❶ до ❸. Процедуры, отмеченные зеленым цветом, требуются только для **калибровки пользователя**, и завершаются определением данных коррекции. Примеры выполнения калибровки приведены далее в Разделе 4.1. Если калибровка пользова-

теля не задействована, то фабричная коррекция системной ошибки осуществляется с использованием предустановок по умолчанию на основе фабричных поправок.

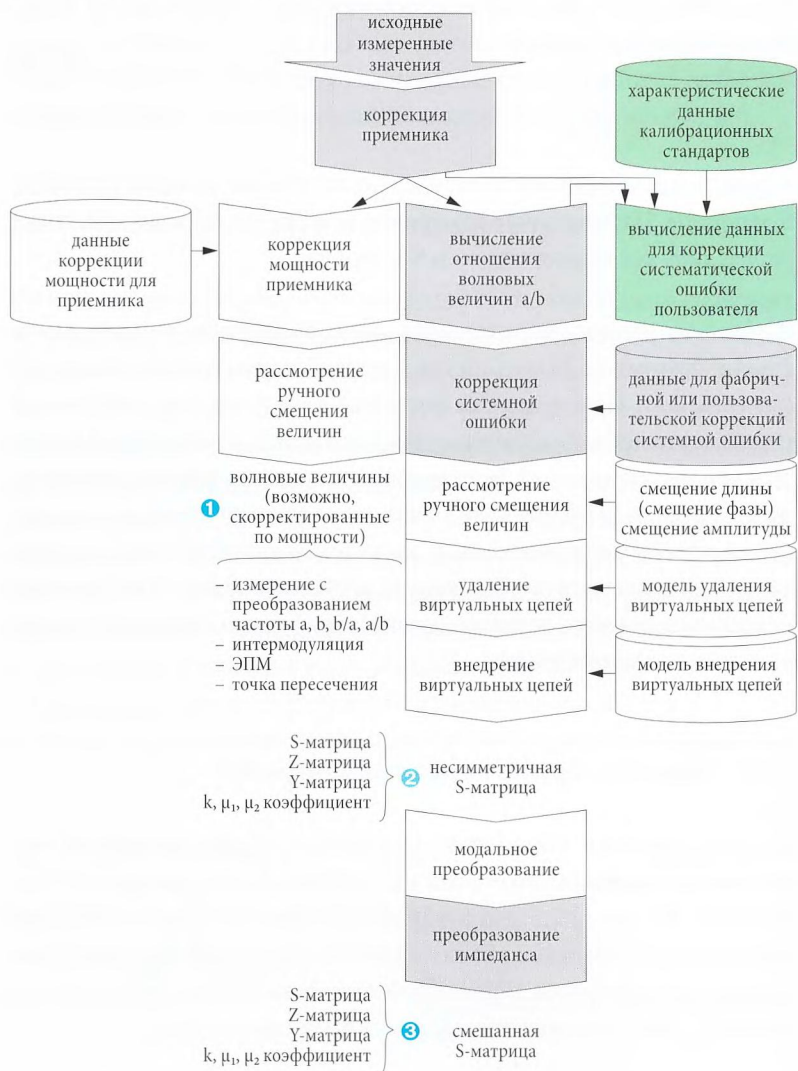


Рис. 2.7.2 Цепочка обработки данных, часть 1.

2.7.3 Генерация кривой отклика

Вторая часть цепочки обработки данных (**генерация кривой отклика**) показана на рис. 2.7.3. Она объединяет все вычисления,

необходимые для индикации результатов измерений. Комплексные входные величины поступают либо из первой части цепочки обработки данных, либо берутся из основной памяти, или из файла данных. В шагах обработки с легкой голубой окраской задействованы комплексные величины.

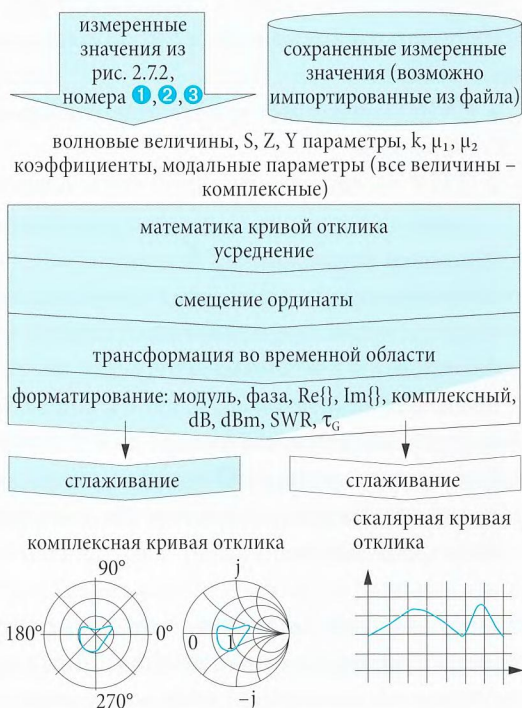


Рис. 2.7.3
Цепочка обработки
данных, часть 2.

2.8 Главные установочные параметры

2.8.1 Интерфейс пользователя

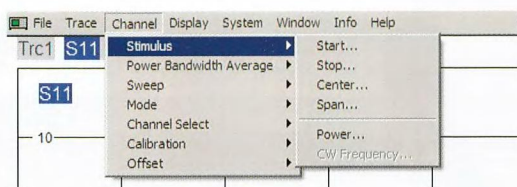
Мы будем рассматривать интерфейс пользователя, основываясь на примере одного из семейств анализаторов цепей. рис. 2.8.2 показывает переднюю панель векторного анализатора цепей R&S®ZVB4. Управляющие клавиши разделены на пять функциональных групп:

- ♦ **Программно-назначаемые клавиши 1 (soft keys)** имеют различные функции в зависимости от состояния анализатора цепей, что позволяет уменьшить число клавиш на передней панели. Недоступные функции не индицируются.

- ♦ **Установочные клавиши ②** обеспечивают прямой доступ к основным рабочим функциям. Они разделены на четыре группы. Наиболее популярной клавишей является **MEAS WIZARD (МАСТЕР ИЗМЕРЕНИЙ)**. Это вызов мастера, который обеспечивает ввод необходимых предустановок прибора на основе интерактивного диалога с **пользователем**.
- ♦ **Сервисные клавиши ③** предназначены для помощи пользователю. Их две:
 - **UNDO** возвращает анализатор цепей к предыдущему состоянию
 - **HELP** обеспечивает прямой контекстный доступ к исчерпывающей информации по данному анализатору цепей.
- ♦ **Клавиши ввода данных ④** используются для ввода численных значений в соответствующих единицах. Значения могут быть введены напрямую с клавишной панели, или могут быть модифицированы клавишами прокрутки вверх/вниз. Для ввода символов можно использовать либо клавиатуру на экране, либо подключить обычную клавиатуру к USB порту.
- ♦ **Клавиши навигации ⑤** предназначены для перемещения по входным полям или диалогам. Как альтернативу, можно использовать USB мышь.

Вместо клавиш операций можно использовать меню среды Windows®, показанное на рис. 2.8.1. Управление полями меню осуществляется с помощью обычной мыши, или через навигационные клавиши передней панели. Более того, это же меню доступно пользователям персональных компьютеров через локальную сеть (LAN). Парольный дистанционный доступ к анализатору возможен при установке на компьютере программного обеспечения клиента, подобного Windows® Remote Desktop (дистанционная настольная система). Это дает возможность разнести на значительное расстояние интерфейс пользователя и анализатор цепей, и управлять измерительной системой в режиме удаленного пользователя (подробнее см. стр. 84).

Рис. 2.8.1
Пример меню в среде
Windows.



В следующих двух подразделах описаны предварительные настройки (т.наз. базовые предустановки), которые доступны почти во всех анализаторы цепей.

2.8.2 Настройки каналов

Настройки каналов определяют физические условия измерений. Конкретный набор предустановок обычно называется просто **каналом**.

Не следует путать данный термин «канал» с терминами «опорный канал» (волновая величина a) и «измерительный канал» (волновая величина b). Чтобы иметь возможность одновременно отображать несколько графиков, относящихся к различным каналам, необходимо заранее связывать измерительные графики к разными каналами. Анализатор цепей выполняет измерения последовательно, каждый раз используя предустановки соответствующего канала. Примеры подобных сложных измерений будут даны в разделах 7.4.2, 7.5.2 и 8.3. При первом ознакомлении начинающие могут не стремиться к слишком глубокому пониманию термина «канал».

Тип свипирования

Качание частоты является наиболее распространенным режимом, и используется для измерения характеристик устройств (например, S-параметров) как функций частоты. При **линейном качании частоты** используются точки измерений с равными промежутками по частоте. Многие анализаторы цепей предлагают также **логарифмическое частотное качание**.

При **временном качании** измеряемая величина наблюдается при фиксированной частоте как функция времени. Такой режим требуется для исследования цепей с переменным поведением во времени, или для выявления дрейфа параметров.

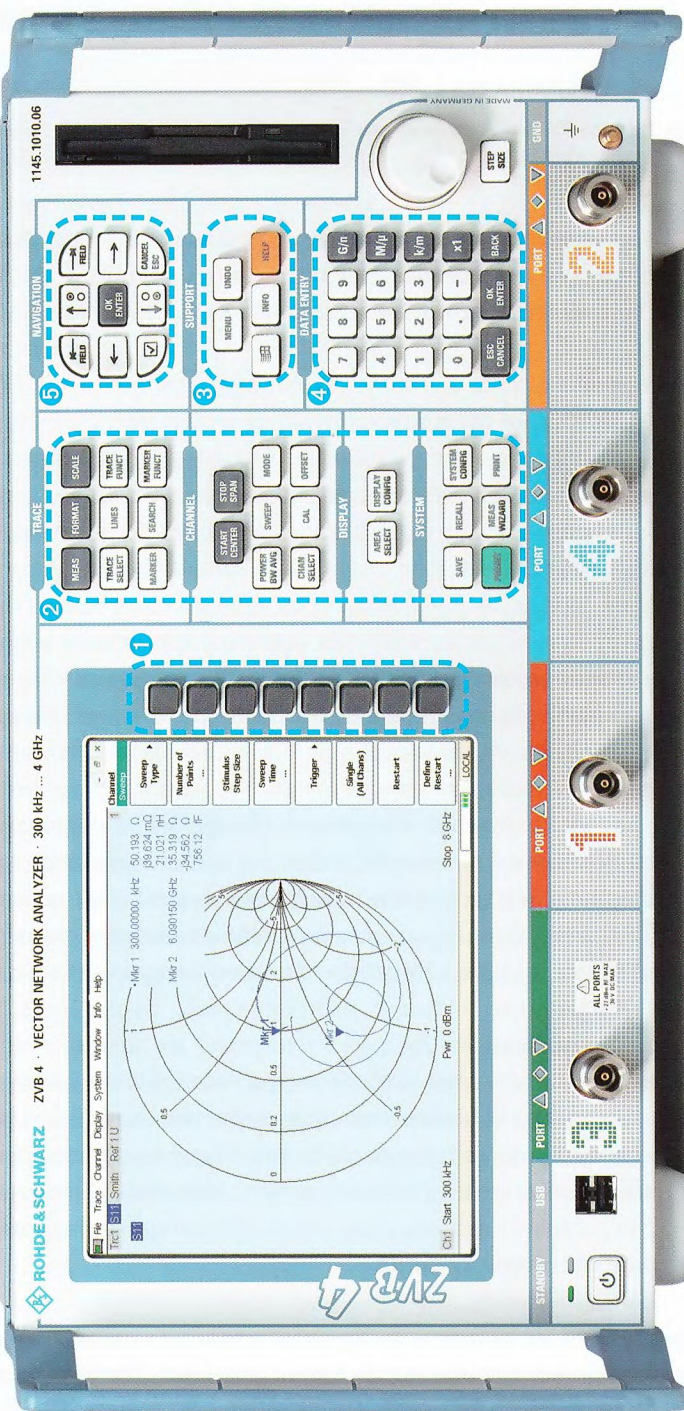


Рис. 2.8.2 Интерфейс пользователя Векторного Анализатора Цепей R&S®ZVB.

Качание по мощности представляет собой временное свипирование, при котором мощность сигнала возбуждения изменяется в процессе свипирования. Следовательно, измеряемая величина определяется при неизменной частоте как функция входного уровня мощности.

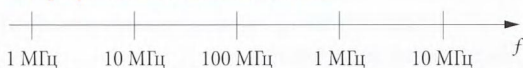
Диапазон качания

Область свипирования при измерениях может быть определена либо в виде начального и конечного значений изменяемого параметра, либо в виде центрального значения и размаха (span). В случае частотного свипирования это либо **начальная и конечная частоты**, либо **центральная частота и полоса частот**.

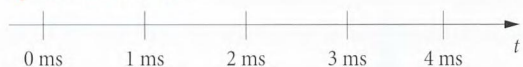
линейное качание частоты



логарифмическое качание частоты



временное качание



качение мощности



Рис. 2.8.3

Примеры оцифровки
горизонтальной оси
(типы качания).



Рис. 2.8.4

Пределы свипирования.

Число точек

Анализаторы цепей выполняют качание последовательно точка за точкой. Это означает, что поведение измеряемой цепи оценивается только в дискретных точках в полосе качания. В случае качания частоты индивидуальные частотные точки измерений $n = 1, 2, 3 \dots$

рассчитываются исходя из начальной частоты $f_{\text{старт}}$, конечной частоты $f_{\text{стоп}}$ и количества точек N :

$$f(n) = f_{\text{старт}} + (n-1) \frac{f_{\text{стоп}} - f_{\text{старт}}}{N-1} \quad (2.8-1)$$

Например, для размаха от 0 Гц до 24 ГГц, и при разрешении 101 точка, частотное поведение измеряемой цепи оценивается выборками с шагом по частоте 240 МГц. Резонансная кривая для узкополосного кварцевого фильтра с центральной частотой 100 МГц и полосой пропускания 1 МГц при такой предустановке будет скрыта между выборками, и потеряна. Данный пример показывает, что частотный диапазон и число измеряемых точек необходимо выбирать с учетом ожидаемого поведения измеряемого устройства. Поскольку обычные кварцевые фильтры имеют максимальную резонансную частоту около 200 МГц, то конечная частота свипирования должна быть такого же порядка.

Мощность источника

При выборе выходной мощности тестового порта возможны три измерительные ситуации:

- ♦ S-параметры линейного ИУ являются чисто относительными величинами, которые не зависят от уровня мощности, используемой для измерения. Однако мощность источника не должна быть чрезмерной. То есть, должны учитываться ограничения, накладываемые возможностью повреждения испытываемого устройства. Для такого устройства, как усилитель высокой мощности, должна также учитываться максимальная допустимая входная мощность анализатора цепей. Дополнительные защитные меры при тестировании мощных устройств обсуждаются далее в разделе 4.7.
- ♦ Иная ситуация возникает при тестировании нелинейных устройств, поскольку их поведение зависит от уровня мощности. Измеряемые S-параметры являются правильными, и пригодными для описания устройства, только при том уровне мощности, который использовался при измерениях.
- ♦ Если вместо относительных S-параметров измеряются интенсивности волновых величин, то результаты всегда будут напрямую зависеть от мощности источника.

Полоса пропускания ПЧ тракта (полоса измерений)

Полоса пропускания по ПЧ (по промежуточной частоте), также известная как полоса измерений, соответствует полосе пропускания ПЧ фильтра. Этот фильтр обычно выполняется с использованием средств цифровой обработки сигналов. Типовые значения полосы пропускания по ПЧ обычно составляют 10 Гц, 100 Гц, 1 кГц, 10 кГц, 100 кГц, 1 МГц. В некоторых моделях анализаторов цепей возможны другие значения. В первом приближении можно предположить, что плотность мощности широкополосного шума равномерно распределена по оси частот (см. рис. 2.8.5). И чем меньше мы выбираем полосу пропускания по ПЧ, тем меньше широкополосного шума по отношению к реальному сигналу фиксирует приемник. Это означает, что маленькая полоса пропускания по ПЧ, по существу, увеличивает динамический диапазон, доступный для измерений. С другой стороны, время, необходимое фильтру ПЧ для достижения установившегося режима, зависит от его полосы пропускания. И если мы сужаем полосу пропускания по ПЧ, например, наполовину, то это будет приводить к увеличению времени свивирования вдвое.

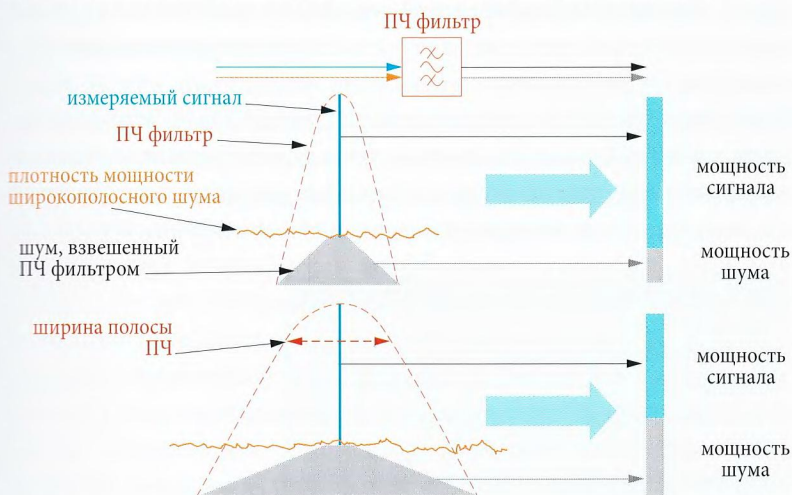


Рис. 2.8.5 Изменения отношения сигнал/шум при использовании различных значений полосы пропускания по ПЧ.

Выбор слишком большой полосы пропускания по ПЧ может привести к определенной потере детальной информации. Как правило, полоса пропускания по ПЧ должна быть меньше на несколько порядков, чем полоса частотной избирательности испытуемого устройства.

Время свипирования

Время свипирования – это время, требуемое для обеспечения одного цикла свипирования. Нормально анализатор цепей стремится минимизировать время свипирования, основываясь на требованиях внутренней стабилизации процессов в приборе (установление стационарных режимов, фильтрация по ПЧ, и так далее). В некоторых случаях, когда анализируются устройства с необычными характеристиками установления режимов, необходимо вручную устанавливать более продолжительное время свипирования.

2.8.3 Настройка графиков

Настройки графиков влияют только на то, как прибор выдает результаты измерений. Для каждой выводимой кривой на графике возможен набор индивидуальных предустановок.

Измеряемые и выводимые величины

Кроме вывода S-параметров измеряемого устройства, векторный анализатор цепей позволяет получить и другие величины, которые непосредственно связаны с волновыми величинами, или же могут быть вычислены из S-параметров (см. Таблицу 2.8.1). Чтобы уменьшить время качания, в выходные данные записываются только те волновые величины, которые необходимы для вычисления выбранных измеряемых и выводимых на дисплей величин¹⁾.

Измеряемая величина	Примеры
S-параметры	$s_{11}, s_{21}, \dots$
Волновые величины	$a_1, b_1, \dots$
Отношения	$b_1 / a_1, b_2 / b_3, \dots$
Z-параметры	$z_{11}, z_{21}, \dots$
Y-параметры	$y_{11}, y_{21}, \dots$
коэффициенты стабильности	k, μ_1, μ_2

Таблица 2.8.1 Типовые измеряемые величины в анализаторах цепей.

1) Это неверно, если активирован режим коррекции систематической ошибки, который требует дополнительных волновых величин при вычислениях (например, при измерении параметров одно-портового устройства с последующей TOSM калибровкой; см. далее раздел 3.4).

Диаграмма

Анализаторы цепей допускают вывод разнообразных номограмм и диаграмм, приспособленных под различные измерительные задачи. В **декартовых диаграммах** модуль и фаза измеряемой величины строится в функции от выбранного параметра сигнала возбуждения. Примеры осей с параметрами сигнала возбуждения были уже приведены на рис. 2.8.3.

В комплексных диаграммах каждому измеренному значению соответствует точка на комплексной плоскости. Координаты x и y этой точки определяются из действительной и мнимой частей измеренного значения. Линия, соединяющая точки, образует непрерывную фигуру, которая известна как кривая геометрического места точек. Изменяемый параметр для последовательных точек этой кривой задается типом качания (обычно это частота). Векторные анализаторы цепей поддерживают следующие типы комплексных диаграмм:

- ♦ **Диаграмма Смита (для импедансов);**
- ♦ **Инвертированная диаграмма Смита (для адмитансов);**
- ♦ **Полярная диаграмма.**

Каждый тип диаграммы отличается только видом выводимой на дисплей вспомогательной координатной системы! При переключении между различными типами комплексных диаграмм расположение измеренных точек на дисплее остается тем же самым (сравни рис. 2.8.6 e-g). Если измерен коэффициент отражения, такой как s_{11} , s_{22} , ..., то действительная и мнимая части нормированного комплексного импеданса $z = r + jx$ могут быть считаны по вспомогательной координатной сетке диаграммы Смита. Для этой же измеренной точки нормированный адмитанс $y = g + jb$ может быть считан по координатной сетке инвертированной диаграммы Смита. Полярная диаграмма обеспечивает прямой доступ к модулю и фазе коэффициента отражения. Полярная диаграмма часто используется также и для вывода других измеренных величин (например, диаграмм направленности антенн, или диаграмм рассеяния объектов).

Выбор формата для выводимых величин

Форматирование данных осуществляется перед передачей результатов измерений на графический дисплей. Типовые форматы перечислены в Таблице 2.8.3.

формат
модуль в дБ
линейный модуль
фаза
развернутая фаза
групповое время запаздывания
КСВ, КСВН
действительная часть
мнимая часть
комплексное значение

Таблица 2.8.2

Типовые форматы.

Детальное рассмотрение форматов и их использования дается далее в разделе 4 на основе примеров. На рис. 2.8.6 а – ж одно и то же измерение коэффициента отражения представлено с использованием различных диаграмм и форматов.

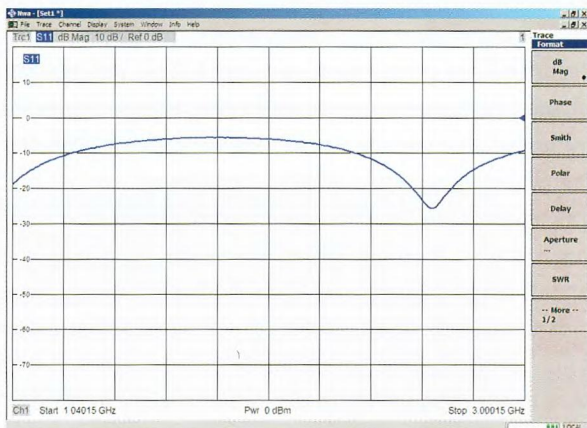


Рис. 2.8.6а

Декартова диаграмма модуля s_{11} в дБ.

Рис. 2.8.6б
Декартова диа-
грамма модуля
 s_{11} , линейная

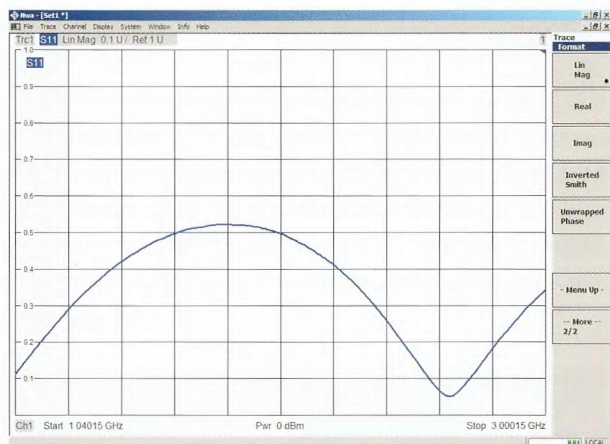


Рис. 2.8.6в
Декартова
диаграмма
развернутой
фазы s_{11} .

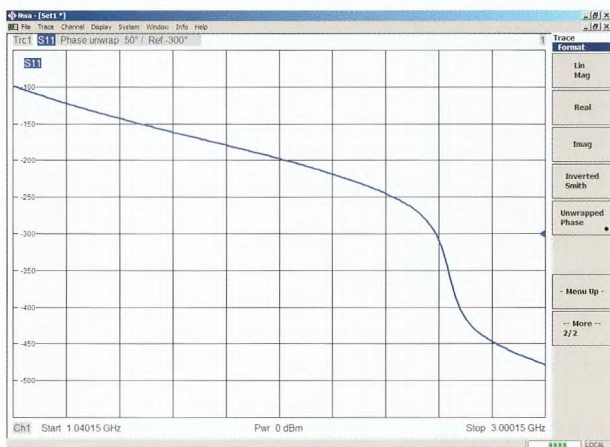
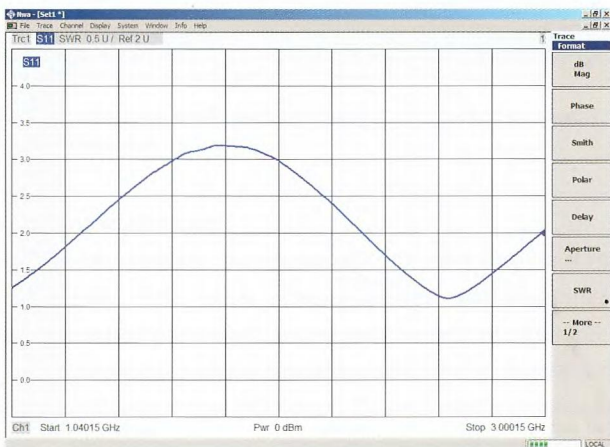


Рис. 2.8.6г
Декартова диа-
грамма КСВН.



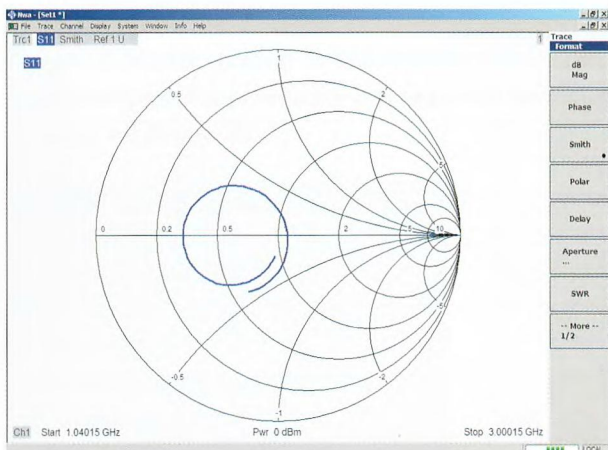


Рис. 2.8.6д
Диаграмма
Смита

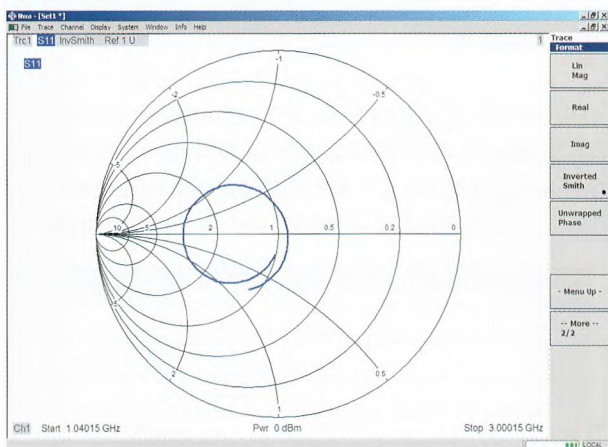


Рис. 2.8.6е
Инвертирован-
ная диаграмма
Смита.

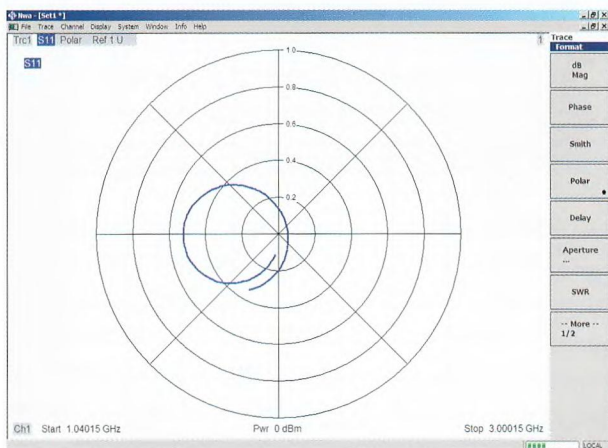


Рис. 2.8.6ж
Полярная
диаграмма.

Взаимозависимости между измеряемой величиной, диаграммой и форматом

Формат данных и тип диаграммы тесно связаны между собой, и поэтому могут быть объединены в интерфейсе пользователя. Однако сама измеряемая величина обычно выбирается отдельно. В Таблице 2.8.4 символом ✓ показаны предпочтительные форматы и типы диаграмм для различных измеряемых величин. Для маркировки колонок с измеряемыми величинами использованы символы, введенные ранее в Таблице 2.8.1.

измеряемая величина								формат	диаграмма
$s_{\text{ш}}$	$s_{\text{лк}}$	a, b	b_l/a_k	b_k/a_k	z	y	k, μ		
✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓		модуль в дБ	декартова диаграмма
✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	линейный модуль	
✓	✓		✓	✓	✓	✓		фаза	
✓	✓		✓	✓	✓	✓		развернутая фаза	
	✓							групповое время запаздывания	
✓								КСВ, КСВН	
✓	✓		✓	✓	✓	✓	✓	действительная часть	
✓	✓		✓	✓	✓	✓		мнимая часть	комплексное значение
✓									
✓									
✓	✓		✓	✓	✓	✓			

Таблица 2.8.3 Предпочтительные комбинации формата, измеряемой величины и типа диаграммы.

Математика обработки данных

Математика обработки данных необходима для формирования результатов измерений. При этом используются комплексные линейные значения для выбранных измеряемых величин. Заметим, что для диаграмм, форматированных в децибельной шкале, значения модулей в дБ не применяются при расчетах. Использование линейных комплексных значений необходимо для реализации вектор-

ных возможностей анализаторов цепей. Пример применения математики обработки данных приведен на рис. 2.8.7. Измерение Trc6 (голубой цвет) нормировано к измерению Mem4 (красный цвет), и показано как Trc1 (зеленый цвет). Соответствующая формула для обработки данных имеет следующий вид:

$$\text{Trc1} = \frac{\text{Trc6}}{\text{Mem4}} \quad (2.8-2)$$

Если выбрана индикация модулей по децибельной шкале, то кривая отклика, связанная с Trc1, соответствует разнице между кривыми Trc6 и Mem4 (см. верхнюю половину рис. 2.8.7). Когда изображаются фазы, формула (2.8-2) оказывается эквивалентной разности $\arg(\text{Trc1}) = \arg(\text{Trc6}) - \arg(\text{Mem4})$ (см. нижнюю половину Рис. 2.8.7).

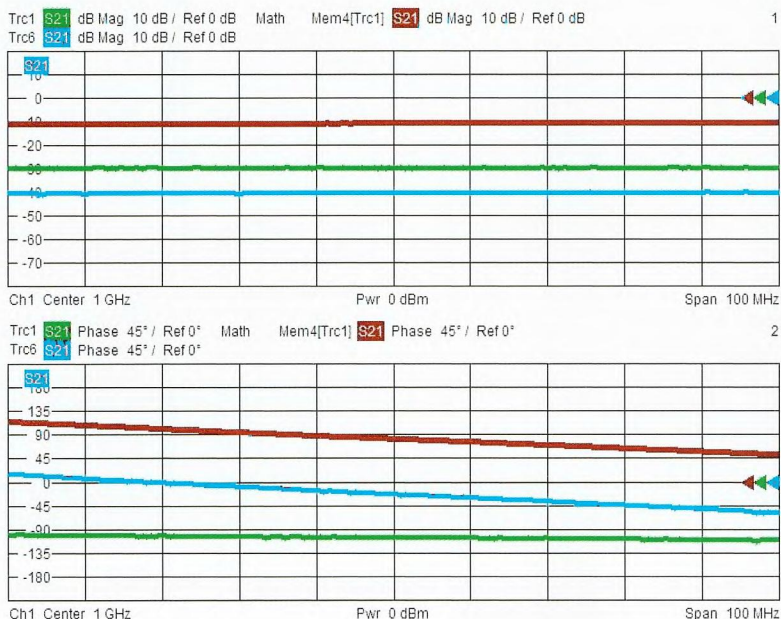


Рис. 2.8.7 Пример математики обработки данных.

Маркеры

Маркеры применяются для удобства считывания результатов измерений с дисплея. Они могут быть помещены в любую выбранную точку на кривой отклика, и используются для определения измеренных значений в интересующих точках кривой отклика (например, максимума, минимума, или границ полосы пропускания).

Числовое поле на дисплее непосредственно связано с маркером, и отображает положение маркера в диапазоне свипирования вместе с измеренным значением для данной точки.

2.9 Дистанционное управление прибором

Одним из основных применений анализаторов цепей является тестирование компонентов и схем на заключительном этапе их производства. Соответственно, анализаторы должны быть легко встраиваемыми в полностью автоматизированные производственные линии. Здесь возможны нижеследующие два основных подхода.

2.9.1 Использование простых цифровых сигналов

Для инициализации процедуры измерений может быть использован **вход с внешним триггером**. Через этот вход на анализатор посылается цифровой сигнал, как только состоится автоматическое подключение испытуемого устройства. Вид измерений, например, s_{21} и s_{11} , выбирается анализатором цепей. Для задания диапазона разрешенных измеряемых значений служат так называемые **предельные линии**. В результате сравнения измеренных значений с допустимыми пределами вырабатывается сигнал PASS/FAIL (годен/не годен), который через **цифровой интерфейс**, (например, USER CONTROL – управление пользователя), поступает на выход. Согласно значениям этого сигнала обнаруживаются и удаляются из производственного процесса ИУ, выходящие по измеренным характеристикам за допустимые пределы. При необходимости, предустановки анализатора и предельные линии могут быть скопированы на другие испытательные приборы через переносные устройства памяти (USB память, или дискета). Таким образом, интерфейс между анализатором цепей и контроллером процесса производства сводится к передаче всего двух цифровых сигналов. Обычно возможность обмена с помощью именно таких сигналов предусматривается многими производителями, и в различных поколениях анализаторов цепей. Однако чаще всего невозможно напрямую переносить соответствующие настройки между приборами разных изготовителей, или между различными типами

приборов.¹⁾ Виды измерений и конфигурации различных анализаторов цепей также могут несколько отличаться между собой. Следует заметить, что данный экономичный подход позволяет решать только относительно простые измерительные задачи.

2.9.2 Интерфейсы на основе протоколов

Кроме простого цифрового интерфейса, описанного выше, большинство анализаторов цепей имеет также интерфейсы на основе протоколов. На рис. 2.9.1 показаны некоторые наиболее распространенные разъемы, используемые в интерфейсах на основе протоколов.

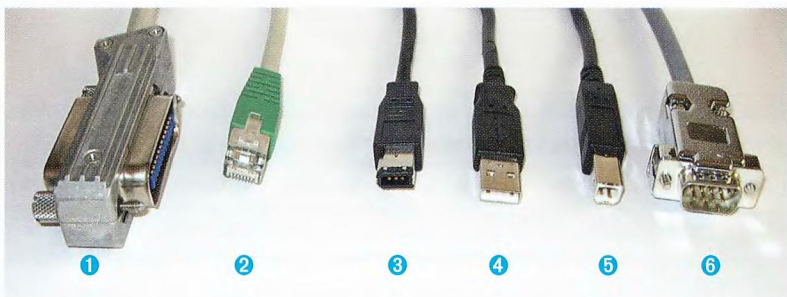


Рис. 2.9.1 Кабели дистанционного управления с разъемами: ❶ шина IEC (шина GPIB), ❷ LAN (локальная сеть), ❸ FireWire; ❹ USB-A, ❺ USB-B, ❻ RS-232-C.

Шина IEC/IEEE имеет 24-штырьковый интерфейс, который определен стандартами IEC 625 и IEEE 488. Эта шина часто называется **GPIB** (General Purpose Interface Bus – шина интерфейса общего применения), и требует наличия компьютера с GPIB контроллером. К этому контроллеру могут быть непосредственно присоединены несколько измерительных приборов, различающихся адресами. Специальные кабельные разъемы позволяют обеспечить последовательное соединение нескольких кабелей (Рис. 2.9.1 ❶). Передача сигналов между устройствами в штатном режиме инициируется GPIB контроллером. GPIB контроллер может быть достаточно

1) Однако, как правило, встроенное программное обеспечение анализаторов цепей допускает автоматический импорт предустановок, которые были созданы более ранними версиями встроенного программного обеспечения.

просто добавлен к любому персональному компьютеру. Для этого нужна коммерчески доступная дополнительная вставляемая плата, или же USB/GPIB адаптер.

Анализаторы цепей могут быть снабжены также интерфейсом вторичной IEC шины с управляемыми контроллером функциями. Подобный вторичный интерфейс используется для управления внешними приборами, такими как измерители мощности и ВЧ генераторы, которые входят в состав измерительной подсистемы вместе с анализатором. В анализаторах цепей с USB интерфейсом вторичный интерфейс с шиной IEC также может быть реализован через USB/GPIB адаптер, доступный как вспомогательное средство для некоторых приборов.

LAN интерфейс используется для присоединения измерительного прибора к сети Ethernet (стандарт IEEE 802), и также может быть использован для целей автоматизации. Детальное описание можно найти, например, в руководстве по применению интерфейса [1EF47]. Анализатор цепей адресуется через уникальный IP адрес. LAN присоединение анализатора цепей реализуется с помощью штыревого разъема RJ45. Такой штыревой разъем сетевого кабеля показан на рис. 2.9.1 ②. В принципе, контроллер персонального компьютера и испытательный прибор можно соединять напрямую через переходной кабель. Однако более распространено использование Ethernet-концентратора (хаба) или переключателя, который обеспечивает объединение нескольких компьютеров и измерительных приборов в локальную сеть (LAN). Соединение между этим сегментом LAN и внутренней сетью предприятия, или интернетом, обычно также реализуется через переключатель. Переключатель передает только те пакетные данные между двумя сегментами LAN (сеть испытательных приборов, и внутренняя сеть предприятия), которые предназначены для внешних сегментов сети. Это предотвращает перегрузку сети измерительных приборов посторонними пакетами из внутренней сети. Минимизация нагрузки сети измерительных приборов является весьма критическим фактором при необходимости обеспечить наименьшее время передачи между компонентами сети. Переключатель можно также использовать для реализации фиревал. В этом случае его функция заключается в предотвращении неразрешенного трафика между интернетом и сетью измерительных приборов. В зависимости от реали-

зации интерфейса и сети, номинальная скорость передачи данных может составлять 10 Мб/с для 10Base-T LAN, 100 Мб/с для 100Base-T LAN и 1 Гб/с для Gigabit LAN.

Кроме применений в автоматизации производственных процессов, возможен также и прямой доступ к интерфейсу пользователя анализатора цепей. Управление интерфейсом пользователя обеспечивается таким программным обеспечением, как Remote Desktop (дистанционный рабочий стол) в Microsoft Windows®, и другими программами, например pcANYWHERE® от Symantec или VNC (Virtual Network Computing).¹⁾ Это дает возможность организации дистанционного обслуживания (например, обновления фиревола) из любой точки мира через интернет.²⁾

При использовании **USB интерфейсов** следует различать USB главной машины и USB прибора. Главная машина обеспечивает управление USB системой, назначает адреса для индивидуальных USB устройств, и устанавливает временные окна, используемые для пересоединений. В главной машине (это может быть анализатор цепей или компьютер) используется разъем USB-A, показанный на рис. 2.9.1 ④. Разъем USB-B на рис. 2.9.1 ⑤, используется во внешних устройствах. Стандартные соединительные USB кабели имеют разъем USB-A с одной стороны, и разъем USB-B с другой стороны. Это делает невозможным создавать прямое электрическое соединение между двумя главными машинами, или между двумя внешними устройствами. Для соединения нескольких USB приборов с главной машиной используется **USB-хаб**. Возможно также присоединение ряда USB приборов к главной машине через несколько других USB-хабов, наподобие дерева. Как правило, главная машина располагается у корней этого дерева. Современные анализаторы

- 1) По умолчанию доступ к анализатору через Remote Desktop обычно отключен. Программы типа pcANYWHERE® или VNC обычно не входят в штатное программное обеспечение, и должны устанавливаться заранее. По усмотрению пользователя, возможен обмен данными в разных операционных системах (например, Microsoft Windows® и Linux), и между ними.
- 2) При наличии подключения к публичной сети (типа интернет), прямой доступ к/от локальной сети должен быть блокирован брандмауэром. Обычно при этом должна быть сконфигурирована виртуальная частная сеть (VPN). Использование специального защищенного протокола (cryptographic tunneling protocol) позволяет скрыть прибор, его клиента, и обмениваемые данные, от публичной сети. В случае даже малых сомнений в надежности секретности присоединения всегда следует обращаться за помощью к администратору локальной сети.

цепей обычно имеют несколько разъемов типа USB-A. К типовым USB устройствам относятся: клавиатура, мышь, внешняя память, принтер, измеритель мощности, и оборудование автоматической калибровки. Номинальные скорости передачи для USB 1.1 составляют 1,5 Мб/с или 12 Мб/с. С USB 2.0 возможна увеличенная номинальная скорость передачи до 480 Мб/с. Реальная скорость получается ниже, и зависит от режима передачи. Например, в режиме 12 Мб/с достижима эффективная скорость передачи данных от 500 кб/с до 9,7 Мб/с.

USB устройства могут питаться через USB шину током до 500 мА при напряжении 5 В. В ряде применений для USB-концентратора необходим внешний источник питания для обеспечения мощностью постоянного тока всех подключаемых к нему устройств. Это случай реализации так называемого активного USB-хаба.

Интерфейс RS-232-C в современных приборах используется сравнительно редко. Аналогично, интерфейс FireWire™ (или IEEE 1394) также не популярен при решении задачи автоматизации измерений.

2.9.3 Автоматизация

Введенный в 1990 году, **стандарт SCPI** (Standard Commands for Programmable Instruments – Стандарт Команд Программируемых Приборов) является набором команд, основанных на ASCII символах. Команды этого стандарта используются для управления программируемыми испытательными и измерительными приборами. Стандарт был разработан для обеспечения совместимости приборов разных промышленных серий, выпущенных различными производителями. Конечно, это возможно только для приборов с идентичными функциями, то есть в рамках так называемой «вертикальной совместимости». В отличие от нее «горизонтальная совместимость» – это способность управлять в однородной манере общими функциями в различных типах приборов, например, такими функциями, как процесс идентификации в генераторах, в анализаторах спектра, в анализаторах цепей и т.д.. Автоматизация измерений базируется на определенной в стандарте унифицированной модели прибора (см. рис. 2.9.2).

Эта модель включает функциональную группу для измерений, которые реализуются, например, в анализаторах спектра, измерителях мощности, вольтметрах и т.д. Функциональная группа для генерации сигналов необходима, например, для генераторов сигналов, источников напряжения и источников тока. Анализатор цепей имеет обе названные выше функциональные группы. Кроме того, все приборы имеют функциональные группы, связанные с форматированием, с запуском в работу, и с хранением данных. Команды в стандарте иерархически структурированы. Сокращенные обозначения команд показаны на Рис.2.9.2 заглавными буквами.

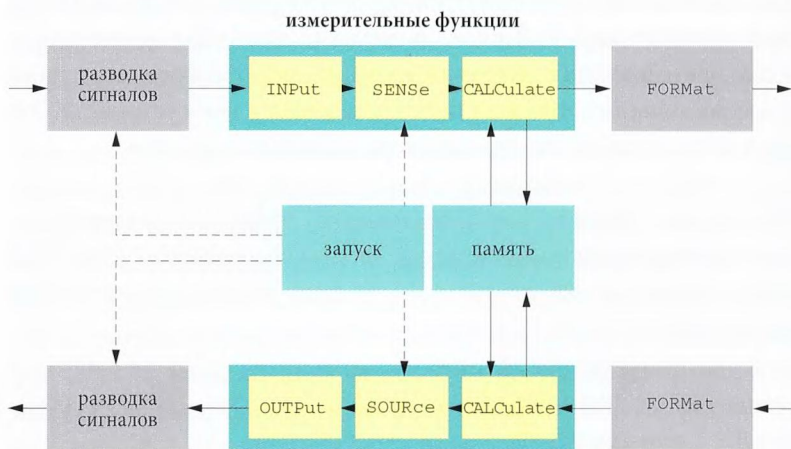


Рис. 2.9.2 Унифицированная модель прибора в стандарте SCPI.

Документация пользователя включает перечень команд прибора, описания команд, и указания по применению. Приводятся также соответствующие сокращенные формы команд. Например, обозначение „TRIGger:SOURce EXTeRnal“ (запуск: источник внешний) означает, что команда может иметь сокращенную форму „TRIG:SOUR EXT“, или полную форму „TRIGGER:SOURCE EXTERNAL“. Для управления измерительным прибором могут одновременно использоваться обе формы. Допустимо также совместное использование обеих форм (например, „TRIG:SOURce EXT“). Для команд SCPI регистр букв (строчные или прописные) не имеет значения.

Следует различать **команды**, являющиеся сообщениями от контроллера к прибору, и **отклики прибора**, являющиеся сообщениями

ями в противоположном направлении. В процессе программирования существенное значение имеют следующие процедуры:

- ♦ **Команды предустановки**, которые модифицируют поведение прибора. Например, прибор может быть возвращен к исходному состоянию командой „*RST“, или конкретная полоса частот для измерений может быть выбрана командой „SENS:BWID 10kHz“.
- ♦ **Запросы**, которые определяют выдачу данных. Например, значение маркера может быть запрошено командой „CALC:MARK1:Y?“. Отклик прибора на запрос захватывается управляющим компьютером в режиме считывания данных. Как правило, многие команды предустановки могут быть использованы для образования запросов. Например, на запрос „SENS:BWID?“ последует отклик измерительного прибора со значением полосы пропускания текущих измерений.
- ♦ **Процедуры обработки ошибок**, которые выполняются с помощью запросов, влияющих на специальные регистры состояния измерительного прибора.

Детальное описание стандарта SCPI и интерфейсной шины GPIB можно найти в соответствующей литературе [PiOO].

При использовании в персональном компьютере дополнительных плат или USB/GPIB адаптера, возможные языки программирования зависят от используемых драйверов аппаратного обеспечения интерфейса. Соответствующую необходимую информацию большинство производителей плат сообщает в спецификациях к прибору. Если для связи приборов используется интерфейс LAN (локальная сеть), то обслуживающая входы/выходы (I/O) DLL-библиотека, поставляемая изготовителем прибора, обычно должна быть установлена и зарегистрирована на управляющем компьютере. Более подробную информацию об установке библиотек I/O-DLL можно найти, в руководствах по использованию [1EF46] и [1EF47].

Информация о поддерживаемых языках программирования также может быть получена через WEB-сайт изготовителя прибора. Наиболее распространенными языками программирования являются следующие: C, Microsoft Visual C++, Microsoft Visual Basic, MATLAB®, и испытательные среды LabWindows/CVI и LabVIEW. Пример авто-

матизации, использующей MATLAB® и LAN интерфейс дается далее в разделе 4.13.

ASCII последовательности, которыми обмениваются прибор и управляющий компьютер, являются независимыми от физического интерфейса. Аппаратные структуры, используемые для установления соединения, его конфигурирования, посылки команд, и считывания отклика прибора непосредственно влияют на состав и внутреннее содержание I/O-библиотеки, используемой управляющим компьютером. Таким образом, выбор необходимой I/O-библиотеки оказывается существенно зависящим от аппаратной реализации физического интерфейса. Для выработки приемлемого для всех унифицированного интерфейса, консорциум главных изготовителей испытательных приборов ввел стандарт IVI (Interchangeable Virtual Instruments – Взаимозаменяемые Виртуальные Приборы). Соответствующая библиотека VISA I/O была определена как унифицированная функциональная библиотека, которая в значительной степени не зависит от физического интерфейса, и от других критериев (см. рис. 2.9.3). И это облегчило процесс переноса программ от одного коммуникационного интерфейса к другому.

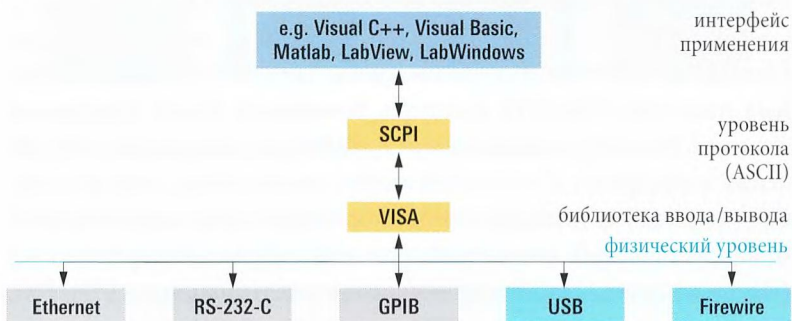


Рис. 2.9.3 I/O библиотека VISA и стандарт SCPI.

Применение локальных сетей (LAN) для взаимосвязи приборов в автоматизированных применениях становится все более распространенным. Определенными преимуществами являются модульное построение систем, гибкость в применениях, низкая стоимость, и высокие скорости передачи. **Стандарт LXI** (LAN расширение для приборостроения) является преемником GPIB. Он определяет стандартизованные LAN и так называемый **интерфейс web браузера** для управления измерительными приборами. Стандарт

также включает в себя способность автоматически обнаруживать LXI приборы в локальной сети, используя протокол обнаружения, описанный в литературе VXI-11. В приборах этого стандарта нет необходимости в интерфейсе пользователя. Прибор может быть сконфигурирован web браузером, установленным на управляющем компьютере. Имеются три класса совместимости: А, В и С. За исключением класса С, приборы используют прецизионный временной протокол (precision timing protocol – РТР), описанный в стандарте IEEE 1588 для синхронизации по времени через локальную сеть. При использовании опорного времени события иницируются синхронизированным образом (time event), и измеренные значения могут быть снабжены временными метками (time stamps). С помощью временных меток измеренные значения могут обрабатываться асинхронно, или даже независимо (в режиме off-line). В локальной сети 100Base-T LAN, можно достичь точности синхронизации по времени лучше 10 нс. Однако остаточное временное смещение не является постоянным, и подвержено случайным флуктуациям. Задержка сигнала в кабелях не имеет существенного влияния на точность, поскольку она компенсируется прецизионным временным протоколом. Однако, компенсация возможна только в том случае, если в архитектуре LAN пути соединения для всех участников уникальны. К примеру, это не гарантируется при связи через интернет. Измерительные приборы класса А дополнительно снабжаются восьмиканальным LVDS аппаратным интерфейсом запуска (LVDS = Low Voltage Differential Signaling – низковольтная дифференциальная сигнализация). При запуске через этот интерфейс временное смещение определяется длиной кабеля, так что это почти постоянная величина. При кабеле запуска, имеющем максимальную длину 20 м, постоянное временное смещение значительно превышает 10 нс. Дальнейшие подробности можно найти в соответствующей литературе [LX05].

2.10 Упрощенные реализации анализаторов цепей

N-портовый анализатор цепей, показанный на рис. 2.1.1, является относительно дорогостоящим в процессе производства, поскольку для каждого порта необходимо дублировать большинство компонентов. Такую реализацию принято называть полным N-портовым анализатором цепей. Следует отличать эту реализацию от ана-

лизатора цепей с $N+1$ приемниками, и от анализатора цепей с N -портовой переключаемой матрицей. Оба последних анализатора содержат уменьшенное число функциональных модулей. За счет этого особенно существенное сокращение стоимости достигается для $N > 3$ измерительных портов. Однако не следует упускать из виду, что расплатой за удешевление может быть вполне возможное ухудшение рабочих характеристик.

2.10.1 Анализатор цепей с $N+1$ приемниками

В таком анализаторе имеется общий опорный приемник и N измерительных приемников. При такой конфигурации число приемников в N -портовом анализаторе уменьшается, как правило, до $N+1$. Уменьшение возможно, если общий опорный канал любого активного измерительного порта ответвляется от источника сигнала еще до переключателя, независимо от направления измерения (см. рис. 2.10.1).

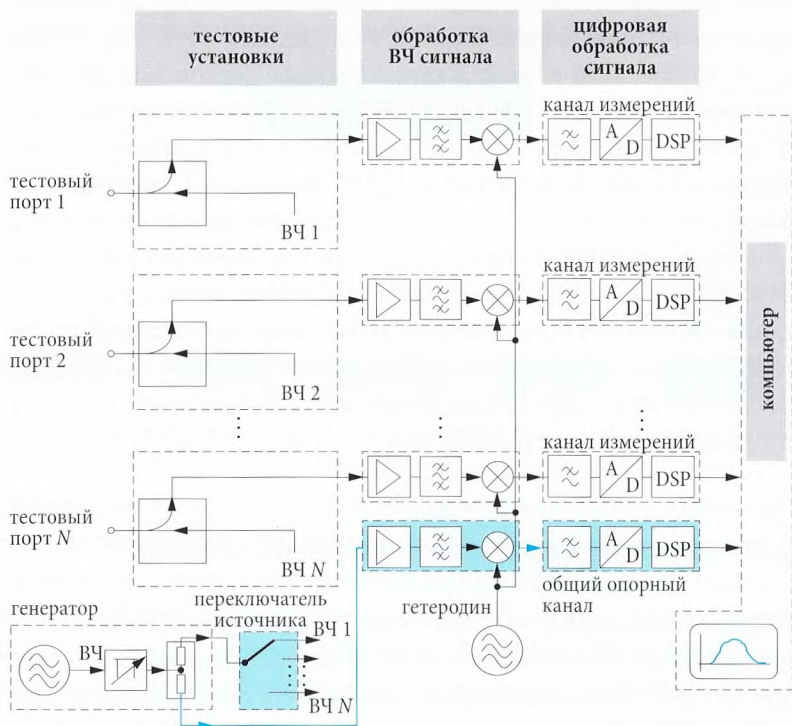


Рис. 2.10.1 Анализатор цепей с $N+1$ приемниками.

Однако оказывается невозможным контролировать перекрестные помехи переключателя источника в процессе измерений, поскольку нет доступной информации о волновой величине a_i в пассивных измерительных портах. Соответственно, можно использовать не все, а только некоторые разрешенные техники калибровки анализатора. Соответствующие техники, а именно OSM, TOSM и неполные техники, представлены далее в разделах 3.4.1, 3.4.3 и 3.4.6 при обсуждении возможности коррекции систематической ошибки. Переключатель источника оказывается составной частью модели ошибки. Его характеристики при переключениях должно быть воспроизводимыми с большой точностью, чтобы быть уверенным в справедливости модели ошибки, и в правильности калибровки.

2.10.2 Анализатор цепей с N-портовой переключающей матрицей

Применяя **N-портовую переключающую матрицу** (показанную голубым цветом на рис. 2.10.2) можно преобразовать любой двух-портовый анализатор цепей в N-портовый анализатор. При этом нет необходимости как-то модифицировать сам прибор.

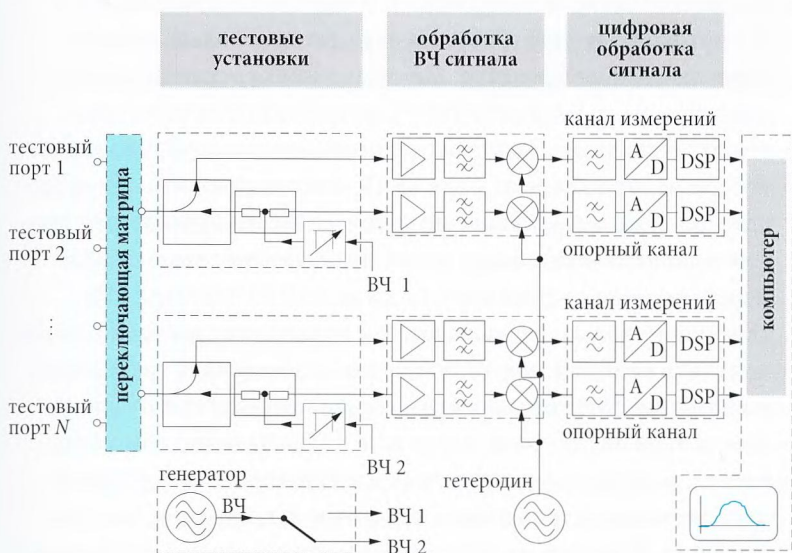


Рис. 2.10.2 Анализатор цепей с N-портовой переключаемой матрицей.

Внешний управляющий компьютер руководит функционированием всей системы, и представлением результатов измерений в требуемом виде. Программное обеспечение, необходимое для обслуживания переключающей матрицы, располагается и запускается на компьютере. Однако при таком построении измерительной системы следует иметь ввиду следующие недостатки:

- ♦ При возбуждении активного измерительного порта нет возможности одновременно измерять все волны b . Таким образом, в отличие от рис. 2.10.1 и рис. 2.1.1, интенсивности этих волн должны измеряться последовательно, поскольку двух-портовый анализатор цепей всегда ограничен измерением только одной пары портов. Если двойные измерения (в прямом и обратном направлениях) не являются необходимыми из-за невзаимности испытуемого устройства, то потребуется $\frac{1}{2}(N-1)N$ свипирования для N-портового испытуемого устройства. Примеры соответствующего возрастания времени свипирования показаны на рис. 2.10.3. Из-за сокращения динамического диапазона уровней сигнала, обеспечиваемого переключающей матрицей, пользователю потребуется устанавливать меньшую полосу пропускания по промежуточной частоте. Это, в свою очередь, приведет к дальнейшему возрастанию времени свипирования.
- ♦ В процессе нормального полного N-портового измерения в N-портовой матрице требуется осуществить большое число переключающих процедур. Механические переключатели не пригодны из-за механического износа и замедленной скорости переключения. Электронные переключатели обычно имеют потери на отражение от 10 до 15 дБ. Это означает, что они существенно хуже согласованы, по сравнению с измерительным портом хорошего анализатора цепей. Типовые вносимые потери переключателя составляют от 2 дБ до 6 дБ на частоте 8 ГГц. Обычно несколько переключателей включаются каскадно, чтобы получить необходимое число портов, и обеспечить требования по развязке. Поэтому переключающие матрицы имеют вносимые потери от 6 до 16 дБ на частоте 8 ГГц. Наличие этого ослабления подобно тому, что между измерительными портами и испытуемыми устройствами включены аттенюаторы (см. раздел 2.4.1). В частности, вносимые потери вызывают радикальное ухудшение поправки на направленность.
- ♦ Сигналы от различных портов испытуемого устройства могут быть замаскированы перекрестными помехами внутри пере-

ключающей матрицы. Характеристики изоляций переключателей обычно заметно уступают динамическому диапазону уровней сигнала хорошего анализатора цепей.

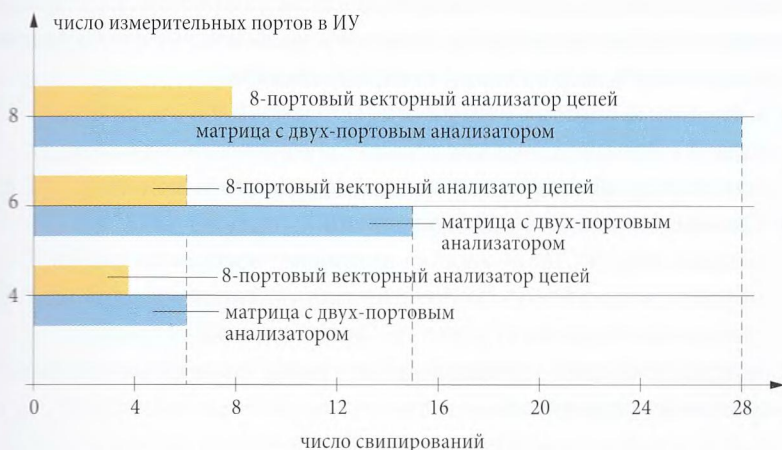


Рис. 2.10.3 Преимущества по скорости при использовании полного 8-портового анализатора.

3 Точность измерений и калибровка приборов

Результат любого измерения подвержен **неопределенности измерения**, характеризуемой ожидаемым статистическим отклонением измеренных значений от их истинного значения. Принято различать два типа измерительных неопределенностей:

- ♦ **Случайные ошибки измерений** (согласно [IS93] это ошибки типа А). Для них возможно только статистическое описание, и они не поддаются систематической коррекции.
- ♦ **Систематические ошибки измерений** (согласно [IS93] это ошибки типа В). Такие ошибки возникают воспроизводимым образом, и могут быть скорректированы с помощью надлежащих вычислительных процедур. Однако, полная коррекция невозможна из-за случайных флуктуаций, накладывающихся на результаты измерений.

Для наиболее полной коррекции систематических ошибок необходимы исходные данные в векторной форме, как по измеряемой величине, так и по и учитываемым ошибкам. Поскольку скалярные анализаторы цепей фиксируют только модули измеряемых величин, систематические ошибки измерений не могут быть скорректированы этим типом анализаторов. Как следствие, систематические ошибки привносят заметный вклад в общую неопределенность измерений. Для скалярного анализатора цепей возможна только приближенная оценка этого вклада, используя максимальное и минимальное значения $1 + |x|$ и $1 - |x|$, как было показано на рис. 2.2.4. Хотя скалярный анализатор цепей является вполне достаточным для измерения модулей S-параметров, векторный анализатор цепей позволит, как правило, обеспечить значительно лучшую точность подобных измерений (естественно предполагая, что выполняется подходящая коррекция систематической ошибки измерений). Скалярные анализаторы цепей не входят в число обсуждаемых вопросов, и в дальнейших разделах главы 3 рассматриваться не будут.

В векторных анализаторах цепей обычно предусматривается наличие нескольких различных способов для коррекции систематических ошибок измерений. После выбора подходящего способа коррекции систематических ошибок, ключевой задачей при стремлении к максимально точным измерениям становится снижение случайных ошибок измерений. Современные анализаторы цепей про-

ектируются так, чтобы предельно минимизировать факторы случайного воздействия. Разумеется, это не означает возможность пренебрежения обязательными требованиями правильного использования соответствующего оборудования и приспособлений. Наиболее существенные обстоятельства, которые надо иметь ввиду в связи с этим, описаны в разделе 3.1.

3.1 Снижение случайных ошибок измерений

3.1.1 Тепловой дрейф

Чтобы гарантировать работу оборудования в **тепловом равновесии**, совершенно необходим предварительный прогрев, даже в приборах с хорошей тепловой стабильностью. Время предварительного прогрева анализатора цепей обычно указывается в спецификации, вместе со временем установления теплового равновесия калибрационного оборудования (если эти времена разные). При хорошо прогретом оборудовании окружающая среда со стабильной температурой позволяет поддерживать минимальный температурный дрейф. При выполнении измерений пользователю следует избегать ненужных прикосновений к испытуемому устройству (ИУ). Это относится также к калибровочным и верификационным стандартам, описанным в разделе 3.3.

3.1.2 Повторяемость

Повторяемость описывает корреляцию между последовательными измерениями, выполняемыми в течение короткого промежутка времени при тех же самых условиях (та же самая измеряемая величина, тот же прибор, те же предустановки прибора, та же процедура измерений, то же измеряемое устройство...). Достижение высокой **повторяемости** требует использования подходящих надежных разъемов и кабелей измерительного порта. Рис. 3.1.1 показывает, чего следует ожидать при благоприятных условиях, используя пример нескольких последовательных пересоединений исследуемого устройства через разъем РС3.5. Здесь одно-портовое измеряемое устройство (короткая стандартизованная согласованная

нагрузка с гнездовым разъемом PC3.5) было присоединено непосредственно к анализатору цепей девять раз, и каждый раз регистрировалось измеренное значение для коэффициента отражения s_{11} . Используя математику графики (trace mathematics), измеренные результаты были пронормированы к сохраненному измеренному значению первого измерения. Рис. 3.1.1 показывает относительную ошибку индивидуальных измерений в дБ. Использование нагрузки короткого замыкания (КЗ) при измерениях позволяет оценить стабильность контактного импеданса, и уровень добавочных паразитных отражений, вызванных разъемами. Индикация фазы вместо модуля показала бы повторяемость электрической длины соединений.

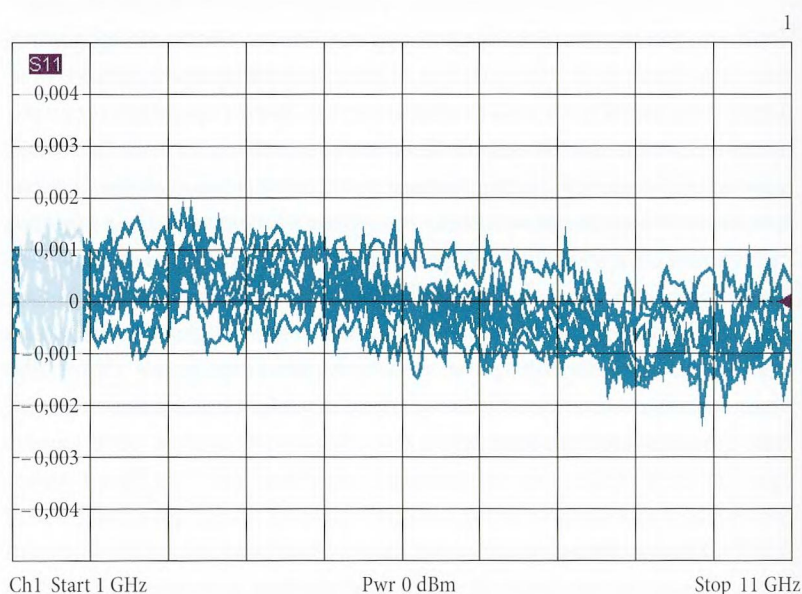


Рис. 3.1.1 Повторяемость характеристик разъема PC3.5 при измерении отражений.

Кроме соединительных разъемов, влияние на повторяемость измерений оказывают используемые кабели измерительного порта. Здесь существенное значение имеет качество кабелей. Можно получить начальное представление о фазовой и амплитудной нестабильности набора кабелей измерительного порта, присоединяя оба кабеля к анализатору цепей, и соединяя их открытые концы через стандартизованный переходник. Измеряемые величины – фаза и амплитуда коэффициента передачи s_{21} . Результат первого изме-

рения сохраняется и используется для нормировки, используя математику графика Data/Mem. После этого кабели подвергаются деформациям (изгибаются), и наблюдаются изменения индицируемых результатов. Рис. 3.1.2а показывает результаты измерений для двух кабелей потребительского качества, каждый длиной 1 м (сделанный из кабельного материала RG400). Для сравнения рис. 3.1.2б иллюстрирует поведение набора высококачественных кабелей измерительного порта сравнимой длины. В обоих случаях выбирались те же самые радиус и угол изгиба. Заметим, что при выявлении разницы между индицируемыми результатами, использованы разные масштабы с множителем 10 (для фаз) и 100 (для амплитуд)!

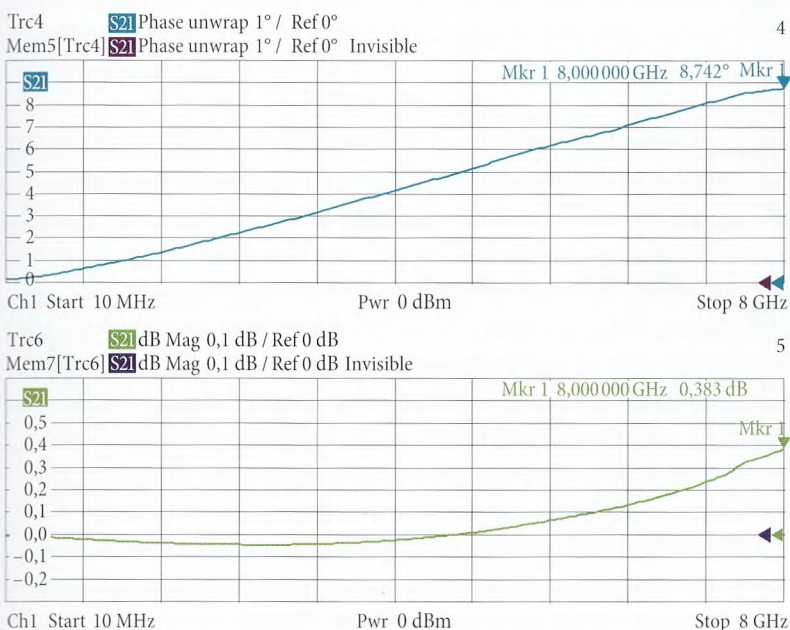


Рис. 3.1.2а Отклонение в результатах измерений при изгибе двух кабелей RG400 с длиной 1 м каждый.

Кроме качества вспомогательного оборудования, следует уделять серьезное внимание состоянию соединительных разъемов, и их правильному обслуживанию:

- ♦ Контактные поверхности разъемов должны содержаться чистыми и свободными от загрязнений. Чистота разъемов необходима для получения хороших характеристик по ВЧ. Никогда не используйте при чистке разъемов воду, кислоты или абразивные материалы. Работа по чистке разъемов существенно

облегчается при применении хлопкового тампона, смоченного в **изопропиловом спирте**. Однако не насыщайте хлопок спиртом, убедитесь, что после чистки в разъеме не остаются волокна хлопка. Как альтернативу, можно использовать для чистки сжатый чистый воздух, или азот низкого давления. Внимательно следите за соблюдением инструкций и мер безопасности при использовании и хранении перечисленных выше материалов (это, например, защитные очки, этикетки на бутылках, правила пожаробезопасности)!

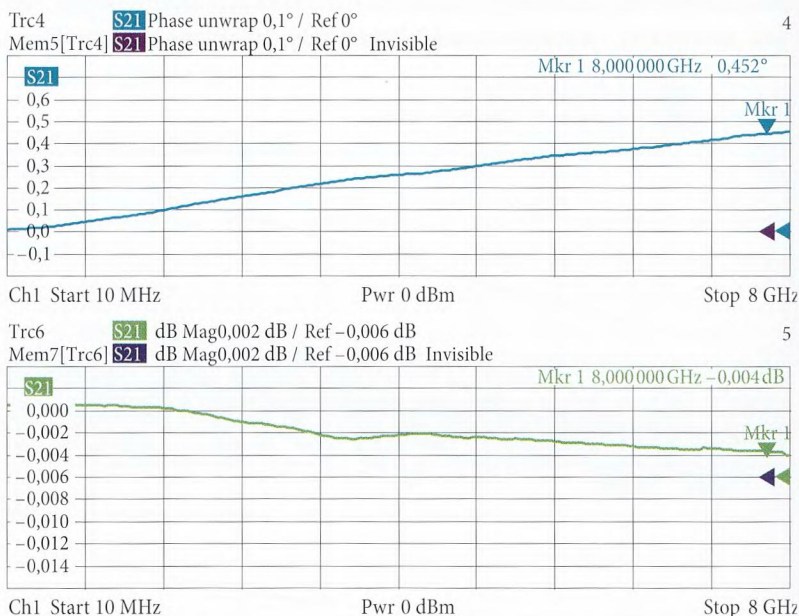


Рис. 3.1.2b Отклонение в результатах измерений при изгибе высококачественных кабелей испытательного порта длиной 2×1 м.

- ◆ При затягивании соединительных гаек разъемов следует использовать **динамометрический ключ**. В процессе присоединения разъема нужно затягивать только гайку. Не вращайте разъем. Вращение разъема вызовет ненужное напряжение во внутренних и внешних контактах разъема, что может привести к повышенному износу. Не прикладывайте поворотных усилий к разъему, это может повредить его.
- ◆ Используя подходящий **глубиномер для коаксиальных соединителей** (см. Рис. 3.3.8 10), следует регулярно контролировать смещение внутреннего проводника относительно опорной пло-

скости. Такие измерения являются особо необходимыми перед начальным использованием вновь приобретенных испытательных приборов, кабелей и приспособлений, для предотвращения повреждений оборудования.

3.1.3 Шум

Тепловой шум, накладываясь на измеряемые значения, приводит к возникновению случайной неопределенности измерения. Это было хорошо проиллюстрировано в предыдущей главе на рис. 2.8.5, показывающем соотношение между полосой пропускания по ПЧ и уровнем шума. Далее будет дана количественная оценка этого фактора.

При комнатной температуре (290 К), плотность шумовой мощности **теплового шума** равна $4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц, что соответствует уровню плотности шума -174 дБм (Гц). Если использовать в качестве ПЧ фильтра идеальный прямоугольный фильтр с полосой пропускания 1 Гц, и предположить, что анализатор цепей не добавляет внутренний шум, то на измеряемый сигнал накладывается только шум с уровнем -174 дБм. На практике следует также принять во внимание внутренний шум измерительного прибора. Индицируемый уровень шума увеличивается на **коэффициент шума** (NF) прибора, который обычно указывается в дБ. Обеспечивая установку ступенчатого аттенюатора на минимально возможное ослабление, можно минимизировать коэффициент шума. В специальных применениях дальнейшее улучшение отношения сигнал/шум может быть достигнуто пропусканием измерительных сигналов через прямые входы приемников (Рис. 7.1.9), или использованием высококачественного **предварительного усилителя**. Полоса пропускания по ПЧ $B_{пч}$ обычно выбирается больше 1 Гц. Используемый фильтр ПЧ не имеет прямоугольную передаточную характеристику. Из-за этого шумовая полоса пропускания ПЧ фильтра всегда оказывается несколько больше, чем полоса пропускания по уровню 3 дБ, которая указывается в характеристике применяемого фильтра. Отношение двух полос пропускания характеризуется **фактором формы** $S_F \geq 1$. Фильтры ПЧ, которые могут быть выбраны при настройке анализаторов цепей, обычно имеют приблизительно Гауссовую характеристику передачи. Эта форма идентична для всех

фильтров, и масштабируется только в единицах ширины полосы. Соответственно, в последующих вычислениях можно использовать постоянный коэффициент формы. Исходя из известных коэффициента шума (NF) в дБ, коэффициента формы $S_F \geq 1$, и полосы пропускания по ПЧ $B_{ПЧ}$ в Гц, можно следующим образом рассчитать уровень шума L_N :

$$L_N = -174 \text{ дБм} + NF + 10 \lg(S_F) \text{ дБ} + 10 \lg\left(\frac{B_{ПЧ}}{\text{Гц}}\right) \text{ дБ} \quad (3.1-1)$$

Рис. 3.1.3 показывает наблюдаемый уровень шума для полос пропускания по ПЧ 10 Гц, 1 кГц и 100 кГц. Как и ожидается по расчетам, уровень шума увеличивается на 20 дБ, если мы увеличиваем полосу пропускания по ПЧ в 100 раз.

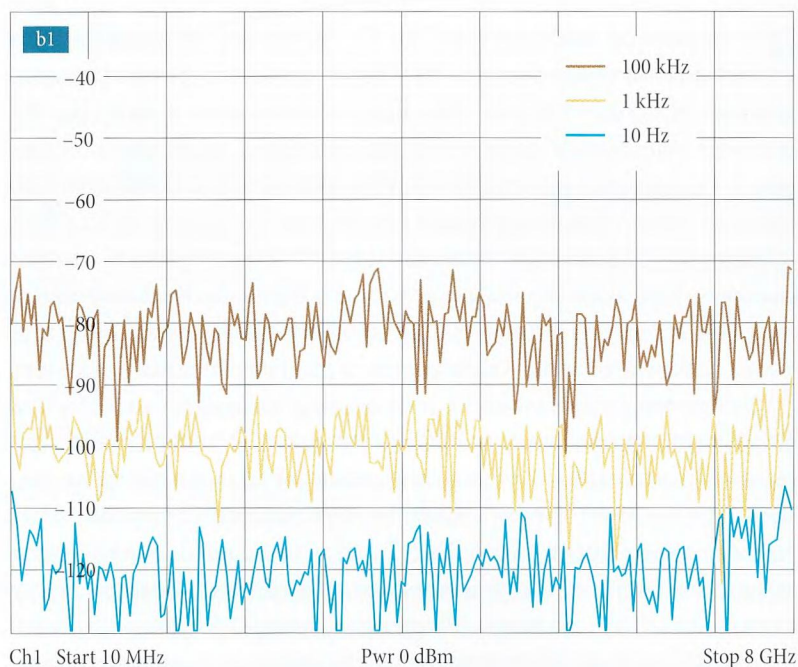


Рис. 3.1.3 Уровень шума для различных полос пропускания по ПЧ.

К сожалению, любые изменения в полосе пропускания по ПЧ влияют также и на время свипирования. Для малых полос пропускания по ПЧ эти две величины обратно пропорциональны. Другими словами, удвоение полосы пропускания по ПЧ уменьшает время сканирования наполовину. Для больших полос пропускания по

ПЧ на необходимое правильное время свипирования существенно влияют другие установочные константы (например, параметры системы АРУ и параметры системы ФАПЧ). При показанных выше измерениях, требуемое время свипирования составило: 10 с при полосе пропускания 10 Гц, 0,1 с при 1 кГц и 4,5 мс при 100 кГц.

3.2 Коррекция систематических ошибок измерения

В принципе, возможны два разных типа систематических ошибок измерений: **нелинейные ошибки** и **линейные ошибки**.

3.2.1 Нелинейные воздействия

Если измерительный или опорный приемник функционируют в окрестности верхнего допустимого предела по мощности, то могут возникнуть **эффекты компрессии**. Эффекты компрессии вызываются свойствами смесителей, используемых при обработке ВЧ сигналов. Если бы эффекты компрессии возникали одинаковым образом в измерительном и опорном каналах, то эти эффекты могли бы взаимно компенсировать один другого при расчете S-параметров. На практике, однако, амплитуды сигналов в измерительном и опорном каналах обычно резко отличны между собой. Необходимый диапазон уровней опорного канала априори известен. Он обусловлен диапазоном регулировки выходной мощности измерительного порта. При проектировании анализатора цепей диапазон линейной работы опорного приемника может быть оптимизирован для типовых ИУ. Однако, в случае активных ИУ с высоким значением выходной мощности, приемник может быть „перевозбужден“ до режима компрессии. Типовые неопределенности измерений, которые возникают как результат этой компрессии, можно увидеть в левой части рис. 3.2.1.

Поскольку отношение сигнал/шум уменьшается при низких уровнях сигнала, диапазон линейности не может быть использован для произвольных сигналов низкой амплитуды (Рис. 3.2.1, справа). Таким образом, для прецизионных измерений необходимо выбирать уровень, который исключает эффекты компрессии, описанные выше, в то время как все еще обеспечивается хорошее отношение сигнал/шум. Для отражательных измерений, и измерений прохождения

через пассивные устройства, уровень выходного сигнала измерительного порта порядка -10 дБм, как правило, представляет собой хороший компромисс. При измерениях устройств с высоким усилением, может оказаться необходимым еще сильнее уменьшить мощность источника.

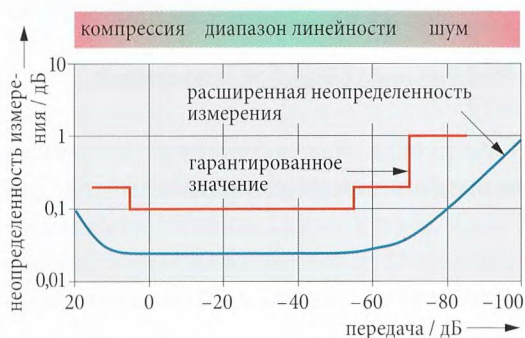


Рис. 3.2.1
У-образная кривая

3.2.2 Линейные воздействия

Как демонстрировалось ранее в разделе 2.2.6, реальный одно-портовый анализатор цепей может быть преобразован в виртуальное сочетание выделенной проходной двух-портовой **искажающей цепи**¹⁾, присоединенной к идеальному анализатору цепей. Точно такой же подход может быть распространен и на N-портовые анализаторы цепей.



Рис. 3.2.2 Виртуальное разделение реального N-портового анализатора цепей на выделенную 2N-портовую цепь искажающей и идеальный N-портовый анализатор цепей.

1) В технической литературе также встречается термин «модель линейной ошибки».

Параметры искажающих цепей могут быть обозначены как **компоненты ошибки**¹⁾ e_{ik} . Большинство компонентов ошибки могут быть интерпретированы как **исходные системные данные**. Математическая компенсация влияния искажающей цепи на результат измерений представляет собой **коррекцию системной ошибки**. Систематические ошибки измерений, которые останутся не скомпенсированными после коррекции ошибки системы, могут быть интерпретированы как **эффективные системные данные**. Они зависят от точности определения **компонентов ошибки** e_{ik} . Стабильность коррекции ошибки системы ограничивается случайными ошибками измерений, вызванными температурным дрейфом, шумом и т.д. Следующая далее Таблица 3.2.1 иллюстрирует сравнение типичных исходных данных и эффективных системных данных для векторного анализатора цепей.

Системные данные	исходные системные данные	Эффективные системные данные
Поправка на отражение	≤ 2 дБ	$\leq 0,04$ дБ
Поправка на направленность	≥ 29 дБ	≥ 46 дБ
Рассогласование источника	≥ 22 дБ	≥ 39 дБ
Поправка на передачу	≤ 2 дБ	$\leq 0,06$ дБ
Изоляция	≥ 130 дБ	≥ 130 дБ
Рассогласование нагрузки	≥ 22 дБ	≥ 44 дБ

Таблица 3.2.1 Сравнение типовых исходных системных данных и эффективных системных данных.

Для определения компонентов ошибки e_{ik} применяется процедура, известная как **калибровка**. На измерительной установке (анализатор цепей с кабелями измерительного порта и, возможно, с тестовыми приспособлениями), последовательно выполняется несколько предварительных измерений устройств, входящих в набор **калибровочных стандартов**. Стандарты представляют собой одно- и двух-портовые устройства с известными параметрами. Каждая конкретная калибрационная техника определяет, какие параметры применяемых стандартов должны быть заранее известны. Поскольку невозможно изготовить идеальные калибрационные стандарты (например, идеальное короткое замыкание, где $\Gamma = -1$), конкретные значения внутренних отклонений стандартов сообща-

1) В технической литературе также встречается название “данные коррекции”.

ются анализатору цепей (то есть, вводятся в него) в форме **характеристических данных**. Как только процедура калибровки выполнена, анализатор цепей вычисляет компоненты ошибки e_{ik} . В процессе вычислений анализатор цепей использует значения, которые он измеряет в процессе калибровки, и характеристические данные, принадлежащие стандартам. В цепочке обработки информации на рис. 2.7.2 шаги, описанные в этом параграфе, показаны в зеленом цвете. Используя найденные компоненты ошибки e_{ik} , можно впоследствии корректировать **исходные измеренные значения** и рассчитывать скорректированные значения S-параметров устройства. Однако, выдать на дисплей скорректированную информацию о самих по себе волновых величинах с помощью данной техники невозможно, поскольку абсолютный модуль и абсолютная фаза сигналов этой техникой не корректируются. При индикации измеренных значений как отношений волновых величин, например, b_2/a_1 , b_2/b_1 и т.д., большинство измерительных приборов какую либо коррекцию ошибки системы также не выполняют.

Физический интерфейс между виртуальным 2N-полюсником ошибки и ИУ представляет собой так называемую **опорную плоскость**. Измеренные и скорректированные S-параметры относятся именно этой плоскости. Когда используются коаксиальные калибровочные стандарты, опорная плоскость задается как плоскость сопряжения **внешнего проводника** (см. рис. 3.2.3 и рис. 3.2.4).



Рис. 3.2.3

Расположение опорной плоскости в разъеме N-типа.

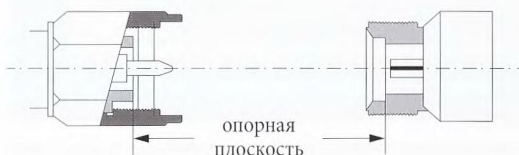


Рис. 3.2.4

Расположение опорной плоскости в разъеме типа PC3.5, 2,4 мм и 1,85 мм.

3.3 Стандарты для калибровки

Процесс калибровки требует применения специальных одно- и двух-портовых стандартизованных устройств. Из-за производ-

ственных ограничений их свойства будут обязательно отклоняться от идеальных стандартов (идеальный холостой ход при $\Gamma = 1$, идеальное короткое замыкание при $\Gamma = -1$ и т.д.). По этой причине реальные свойства собираются в наборы в форме характеристических данных. Процесс измерения соответствующих значений известен как **характеризация**. Такие измерения должны выполняться в соответствии с общепринятыми принципами, чтобы характеристические данные соответствовали задаваемым параметрам первичных стандартов Национальных Метрологических Институтов¹⁾, таких как PTB (Physikalisch-Technische Bundesanstalt – Физико-Техническое Федеральное Ведомство) в Германии, NPL (National Physical Laboratory – Национальная Физическая Лаборатория) в Великобритании и NIST (National Institute of Standards and Technology – Национальный Институт Стандартов и Технологии) в Соединенных Штатах. Крайне важно располагать характеристическими данными, получаемыми в результате поверок, проводимых в регулярные интервалы времени аккредитованными измерительными лабораториями. Характеристические данные обычно включаются в **калибрационные наборы**. Наборы подготавливаются в цифровом формате (например, на дискетах, элементах памяти или на магнитной ленте), а также в виде текстовых отчетов по измерениям.

Стандарты могут быть описаны с помощью специальных коэффициентов. Справедливость такого подхода строго доказана, и этот подход будет рассматриваться детально в следующих разделах. Основной выигрыш от такого описания заключается в том, что оно очень компактно. Даже в широком частотном диапазоне от, скажем, постоянного тока до 40 ГГц, нужны только максимум семь коэффициентов на каждый стандарт.

Помимо этого, принято также описывать стандарты при помощи комплексных S-параметров. Такие данные могут быть сохранены, используя, например, файл формата Touchstone®. Это исключает необходимость выделения коэффициентов, и предотвращает потери точности, которые могут возникать в процессе выделения.

1) Пожалуйста, не путайте Национальные Метрологические Институты (NMD) с метеорологическими организациями, такими как Национальная Погодная Служба в Соединенных Штатах.

Конечно, описание в форме S-параметров требует увеличения объема данных, которые должны быть надежно сохранены в какой-либо цифровой среде.



Рис. 3.3.1 Калибрационный набор для 3,5 мм разъемов R&S® ZV-Z32 с дискетой.

Чтобы сделать процесс калибровки предельно быстрым и прямым, большинство производителей анализаторов цепей предлагают **оборудование для автоматической калибровки**. Оно позволяет пользователю исключить долгий по времени, и подверженный ошибкам, процесс ручного переключения между различными калибровочными стандартами. Автоматизация является особенно выгодной в сфере производства. Поскольку автоматическое калибрационное оборудование имеет возможность внутреннего сохранения характеристических данных, нет необходимости переносить эти данные, используя отдельную запоминающую среду. Это исключает риск путаницы при обмене данными между различными запоминающими средами в этом процессе.



Рис. 3.3.2
оборудование для авто-
матической калибровки
R&S®ZV-Z51 с четырьмя
портами.

3.3.1 Коаксиальные калибровочные стандарты

Коаксиальная нагрузка короткого замыкания (КЗ) (кратко S, от англ. short – короткое замыкание)

Используя коаксиальную конструкцию, можно сконструировать нагрузку КЗ с почти идеальной характеристикой (то есть, с полным отражением $|\Gamma| = 1$).

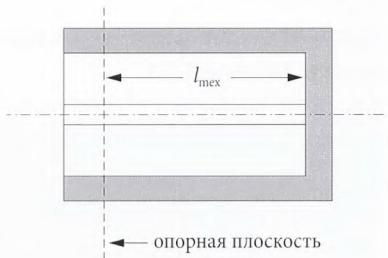


Рис. 3.3.3
Нагрузка КЗ.

Комплексный коэффициент отражения стандарта зависит только от смещения l . Смещение возникает, поскольку по механическим причинам существует длина l между опорной плоскостью и собственно КЗ. Потерями на длине смещения в большинстве случаев можно пренебречь. Тогда комплексный коэффициент отражения от опорной плоскости можно найти по следующей простейшей формуле:

$$s_{11} = -e^{-j4\pi l/\lambda} \quad (3.3-1)$$

Моделирование поведения короткозамыкателя в анализаторе цепей обычно требует ввода только его электрической¹⁾ длины l . В исключительных случаях модель может быть расширена, используя полиномиальные коэффициенты от L_0 до L_3 для паразитной индуктивности. Полиномиальные коэффициенты от L_0 до L_3 определяются в предположении, что на частотах, в несколько раз превышающих частоту 10 ГГц, в короткозамыкателе доминирует индуктивное поведение с частотно-зависимой индуктивностью $L_e(f)$. Частотная зависимость индуктивности аппроксимируется степенным рядом с сохранением членов вплоть до третьего порядка ($L_3 f^3$):

$$L_e(f) = L_0 + L_1 f + L_2 f^2 + L_3 f^3 \quad (3.3-2)$$

Формулу (3.3.1) следует заменить следующим более сложным соотношением:

$$S_{11} = \frac{j2\pi f L_e(f) - Z_0}{j2\pi f L_e(f) + Z_0} e^{-j4\pi l / \lambda} \quad (3.3-3)$$

Типовые технические характеристики короткозамыкателя приведены в Таблице 3.3.1.

сместе- нение опорной плоско- сти	неопределенность фазы		полиномиальные коэффициенты индуктивности			
	0 до 8 ГГц	8 до 26,5 ГГц	L_0	L_1	L_2	L_3
5,00 mm	$\leq 0,5^\circ$	$\leq 2,0^\circ$	0 pH	0 pH/ГГц	0 pH/ГГц ²	0 pH/ГГц ³

Таблица 3.3.1 Типовые характеристики короткозамыкателя.

Коаксиальная нагрузка холостого хода (XX) (кратко **О**, от англ. open – холостой ход)

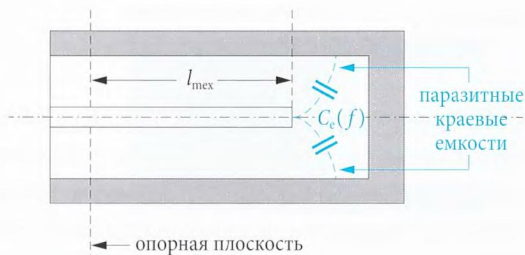
При реализации стандарта коаксиального размыкателя, имитирующего режим холостого хода (XX), следует использовать замкнутую конструкцию, поскольку в противном случае могут возникать эффекты излучения. На разомкнутом конце внутреннего про-

1) Скорость распространения c' обычно меньше скорости света c_0 – из этого следует, что электрическая длина больше, чем механическая. Соответственно применяется формула $l = l_{\text{мех}} * c/c_0$. Упрощенную формулу $l = l_{\text{мех}} / \sqrt{\epsilon_r}$ можно пользоваться для особого случая распространения ТЕМ волн, например, в коаксиальных проводниках.

водника коаксиала формируется **краевая емкость**, зависящая от частоты. Ее частотная зависимость может быть аппроксимирована отрезком степенного ряда следующим образом:

$$C_e(f) = C_0 + C_1 f + C_2 f^2 + C_3 f^3 \quad (3.3-4)$$

Рис. 3.3.4
Типовой размыкатель
(стандарт холостого
хода).



Коэффициент отражения от ХХ в опорной плоскости тогда рассчитывается следующим образом:

$$s_{11} = \frac{1 - j2\pi f Z_0 C_e(f)}{1 + j2\pi f Z_0 C_e(f)} e^{-j4\pi l/\lambda} \quad (3.3-5)$$

Даже если бы имелась возможность изготовить размыкающий стандарт с длиной $l = 0$, краевые емкости привели бы к отрицательной мнимой части для комплексного коэффициента отражения s_{11} на высоких частотах. Типовые технические характеристики ХХ приведены в Таблице 3.3.2.

смещение опорной плоскости	неопределенность фазы		полиномиальные коэффициенты для краевой емкости			
	0 до 8 ГГц	8 до 26,5 ГГц	C_0	C_1	C_2	C_3
5,00 mm	$\leq 0,5^\circ$	$\leq 2,5^\circ$	13,6348 fF	-0,2164 fF/ГГц	0,0189 fF/ГГц ²	-0,00028 fF/ГГц ³

Таблица 3.3.2 Типовые характеристики холостого хода.

Согласованная нагрузка (кратко **М** – нагрузка, от англ. match)

Нагрузка должна представлять собой прецизионный широкополосный импеданс со значением, которое соответствует опорному импедансу измерительной системы. Рис. 3.3.5 показывает реализацию, в которой к внутреннему проводнику коаксиальной линии подклю-

чается подложка с резистивным покрытием. Подбором расположения и диаметров подстроечных отверстий, выполняемых, например, с помощью лазера, можно оптимизировать значение нагрузочного импеданса для получения предельно малых обратных потерь на отражение (до ~ 45 дБ) на частотах до 4 ГГц.



Рис. 3.3.5

Согласованная нагрузка.

В прошлые годы было принято предполагать наличие идеального согласования ($\Gamma = 0$) в калибрационном процессе, то есть этот процесс моделировался не точно. Не так давно анализаторы цепей стали позволять учитывать при калибровке неидеальные свойства согласующего элемента.

сопротивление на постоянном токе	обратные потери		максимальная мощность
	0 до 4 ГГц	4 до 26,5 ГГц	
$50 \Omega \pm 0,5 \Omega$	≥ 40 дБ	≥ 30 дБ	0,5 W (27 дБм)

Таблица 3.3.3 Типовые характеристики согласователя.

Скользящая нагрузка

По сравнению с нагрузкой, показанной на рис. 3.3.5, воздушная коаксиальная линия передачи с конкретным характеристическим импедансом может быть изготовлена значительно точнее. Характеристический импеданс Z_c воздушной линии рассчитывается исходя из диаметра a внутреннего проводника и внутреннего диаметра b внешнего проводника следующим образом:¹⁾

$$Z_c = \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{b}{a} \right) \approx 60 \Omega \cdot \ln \left(\frac{b}{a} \right) \quad (3.3-6)$$

1) Относительная проницаемость воздуха аппроксимируется значением $\epsilon_r = 1$. Точное значение проницаемости воздуха при давлении 101,325 кПа и 23°C составляет $\epsilon_r = 1,000649$.

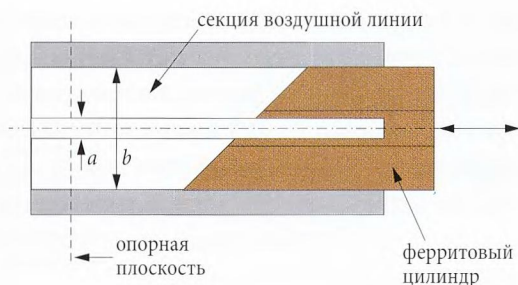


Рис. 3.3.6

Схема конструкции
скользящей нагрузки.

Поскольку формула (3.3-6) содержит отношение величин a и b , а не их абсолютные значения, в нашем распоряжении оказывается степень свободы, дающая возможность подобрать размеры воздушной линии в соответствии с размерами и типом используемого разъема. Таким образом, удастся создать хороший переход от разъема к воздушной линии, максимально свободный от сосредоточенных нерегулярностей. Цилиндрический ферритовый стержень, перемещаемый внутри воздушной линии, может поглощать большую часть электромагнитной мощности, начиная от минимальной частоты примерно 2 ГГц. Устройство, показанное на рис. 3.3.6, называется скользящим согласователем. Обратные потери на отражение на его входе могут составлять примерно 20 дБ. При перемещении ферритового стержня по линии, происходит изменение длины и соответственно изменение фазы коэффициента отражения на входе линии.

Коэффициент отражения скользящего согласователя при постоянной частоте представляется точкой зеленой окружности на рис. 3.3.7, изменяющей свое положение при смещении ферритового стержня. Три выбранные точки на зеленой окружности являются достаточными для построения точки центра Γ_c . Центр соответствует истинному характеристическому импедансу воздушной линии, измеренному анализатором цепей. Значение этого импеданса может использоваться для целей калибровки, вместо импеданса устройства, показанного на рис. 3.3.5. Для наглядности, радиус зеленой окружности Γ_r на рис. 3.3.7 выбран более высоким, по сравнению с реальным значением при измерениях.

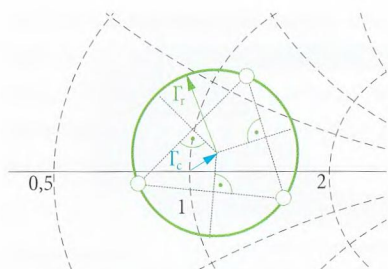


Рис. 3.3.7

Увеличенная часть диаграммы Смита с построениями, необходимыми для определения характеристического импеданса.

На практике вместо измерений на фиксированной частоте обычно применяется частотное свипирование, то есть, качание частоты. В этом случае нет больше оснований для измерения только трех позиций ферритового стержня. Если мы увеличиваем частоту, три точки на рис. 3.3.7 перемещаются по периметру зеленой окружности. Частотные зависимости положений трех точек не идентичны, и при свипировании точки перемещаются с разными скоростями. На некоторых частотах две или три точки, догоняя одна другую, могут соединяться в одну точку. Для построения центра, однако, необходимы, по крайней мере, три отдельные точки, распределенные по окружности. Чтобы гарантировать требуемое раздельное положение точек в частотном диапазоне, указанном для скользящего согласователя, при работе используются шесть позиций скользящего согласователя. Аккуратно приближаться к каким либо конкретным позициям на диаграмме Смита нет необходимости. Вместо этого, в процессе калибровки рекомендуется ориентироваться на метки, нанесенные на скользящий согласователь (см. Рис. 3.3.8 1–6).

Передвигая штырь и затягивая гайки 7 и 8 скользящего согласователя, можно регулировать смещение торца внутреннего проводника относительно опорной плоскости в разъеме 9. Необходимое для выполнения этой операции контролирующее устройство – это глубиномер для коаксиальных соединителей 10. Нулевая точка глубиномера глубины штыря перед использованием обычно выравнивается, используя эталонный точный пробник. Если внутренний проводник скользящего согласователя выступает слишком далеко, разъемы могут быть повреждены при подсоединении скользящего согласователя к измерительному порту. С другой стороны, если внутренний проводник слишком короток, создается ненужный зазор. Влияние положения внутреннего проводника в цилиндрической конструкции согласователя описано, например, в

[MS66]. Для разъема N-типа на частоте 18 ГГц и при зазоре 0,15 мм, как указано в [BS98], паразитный коэффициент отражения составляет 0,023 ($\hat{=}$ 33 дБ). Для воздушного зазора, уменьшенного до значения 0,067 мм, отражение снижается до 40 дБ. Паразитное отражение влияет на расчетное значение Γ_c на рис. 3.3.7, и, тем самым, определяет точность калибровки. Таким образом, всегда следует проверять и минимизировать воздушный зазор.

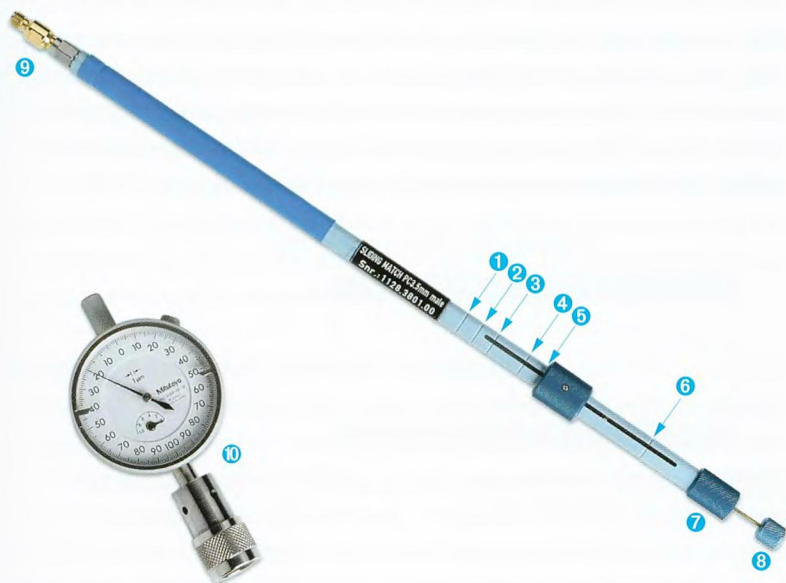


Рис. 3.3.8 Скользящая нагрузка и глубиномер для коаксиальных соединителей.

Скользящий согласователь не может быть использован на частотах ниже 2 ГГц. Однако почти все известные техники калибровки могут быть выполнены, если использовать комбинацию скользящего согласователя и фиксированного согласователя. С помощью такого сочетания удастся обойти ограничения частотного диапазона на низких частотах. На частотах выше 8 ГГц скользящий согласователь является существенно более точным, по сравнению с обычным согласователем. Заметим, что техника калибровки ТОМ-Х, описанная в разделе 3.4.4, не может быть выполнена с использованием скользящего согласователя.

Проходной переход (кратко Т, от англ. through)

Проходной переход это двух-портовое стандартизованное устройство, которое позволяет осуществить прямое соединение двух

измерительных портов с низкими вносимыми потерями. Если использовать разъемы одного типа, но различного пола (то есть, вилка и розетка), или же так называемые „бесполюе“ разъемы, можно напрямую стыковать два измерительных порта, и реализовать проходное соединение. По определению, в этом специальном случае должна быть обеспечена дополнительно вносимая длина линии 0 мм. Если же используются разъемы одного типа и одинакового пола, то проходной переход будет представлять собой маленький отрезок линии передачи, обеспечивающей удобное соединение двух измерительных портов. В идеале это должен быть предельно короткий отрезок воздушной линии без поддержки внутреннего проводника. На практике удобнее использовать отрезки линий с зафиксированным внутренним проводником (см. рис. 3.3.9).

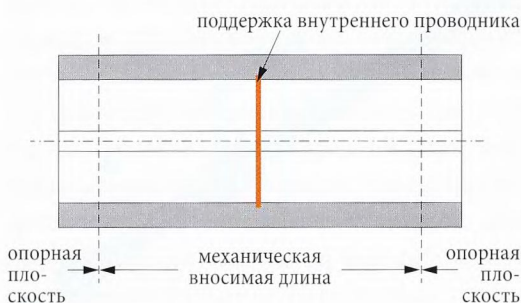


Рис. 3.3.9

Схема проходного перехода.

Характеристический импеданс для этого соединения должен быть как можно лучше согласованным с опорным импедансом измерительной системы. Главные характеристики проходного перехода – это потери передачи и вносимая электрическая длина. В большинстве принятых техник калибровки проходной переход предполагается идеально согласованным.

вносимая электрическая длина	потери на отражение		потери передачи	
	0 до 4 ГГц	4 до 26,5 ГГц	0 до 4 ГГц	4 до 26,5 ГГц
23,20 mm ± 0,12 mm	≥32 дБ	≥26 дБ	≤0,08 дБ	≤0,18 дБ

Таблица 3.3.4 Типовые характеристики проходного перехода.

Последующие стандарты калибровки зарезервированы для техник, представленных в разделе 3.4.2 как «7-компонентные» техники. Все эти стандарты имеют только частично известные S-параметры.

Стандарт отражения (кратко **R**, от англ. reflect)

Этот одно-портовый стандарт с конкретным коэффициентом отражения $|Γ| > 0$. Знание точного значения коэффициента отражения не является необходимым для TRL техники, описанной в разделе 3.4.2. Однако коэффициент отражения должен быть одинаков на обоих испытательных портах. Стандарт отражения используется в так называемых **техниках самокалибровки**. В этих техниках известная информация для стандартов используется для дополнительного определения неизвестных свойств стандартов. Для исключения неоднозначности измерений фаза сигнала, отраженного от стандарта, должна быть известна в пределах $\pm 90^\circ$. В описаниях стандартов указывается, что на низких частотах их поведение является **более емкостным** или **более индуктивным**. Если смещение длины стандарта приводит к тому, что фаза располагается вне интервалов от 0° до -90° или от 0° до $+90^\circ$, то удлинение должно быть приближенно известным.

Линейный стандарт (кратко **L**, от англ. line)

Линейный стандарт отрезка линии передачи – это двух-портовый стандарт. В коаксиальных системах он реализуется как отрезок **воздушной линии**. Критической величиной является характеристический импеданс линии, который должен быть максимально точно согласован с опорным импедансом прибора, используя для этого прецизионную механическую конструкцию (см. формулу 3.3-6). Электрическая длина линии должна быть заведомо отличной от длины используемых проходных переходов. Разница в длинах между проходным переходом и линейным стандартом не должна быть равной целому множителю от половины длины волны, поскольку в этом случае может возникнуть сингулярность (то есть, неустраняемая особенность) при математической обработке данных в процессе калибровки. Вследствие этого обстоятельства частотный диапазон калибровок, использующих линейный стандарт, является, ограниченным. Разность фаз между коэффициентами передачи проходного переходника и линии должна находиться между 0° до 180° . Например, если эта разность фаз с учетом необходимого запаса будет варьироваться между 20° и 160° , то отношение конечной и стартовой частот не превысит 8:1. Чтобы расширить частотный диапазон свипирования, можно использовать в качестве стандарта две линии различной длины. Кроме того, нижний предел частоты, который диктуется более длинной из двух

линий, может быть расширен вниз до 0 Гц при использовании фиксированного согласователя. Поскольку воздушные линии не имеют поддержки внутреннего проводника, в процессе их использования целесообразно обеспечить вертикальное расположение стандарта, по крайней мере, для длинных воздушных линий. В противном случае сила земного притяжения может деформировать внутренний проводник, и вывести его из центрального положения.

Стандарт симметричной цепи (кратко **N**, от англ. network)

Стандарт симметричной цепи является двух-портовым устройством, имеющим строго симметричные коэффициенты отражения $s_{11} = s_{22}$ для обоих портов. Эти коэффициенты отражения могут иметь любое значение, за исключением $s_{11} = s_{22} = 0$. Подобно отражательному стандарту, необходимо знать, являются ли коэффициенты отражения более похожими на холостой ход или на короткое замыкание. Коэффициенты передачи s_{21} , s_{12} стандарта не существенны, и могут принимать любые значения, причем допустимы даже значения 0 и 1. В определенном смысле данный стандарт представляет собой обобщение отражательного стандарта.

Стандарт аттенюатора (кратко **A**, от англ. attenuator)

Стандарт ослабителя (аттенюатора) это двух-портовый стандарт, который должен быть хорошо согласован с обеих сторон. В отличие от стандарта проходного переходника, он заведомо должен иметь существенные вносимые потери, причем не требуется знать их точное значение. Разница ослаблений по сравнению с проходным переходом должна быть, по крайней мере, 10 дБ. Вносимые потери стандарта ослабителя не должны превышать 55 дБ.

Стандарт неизвестного проходного перехода (кратко **U**, от англ. unknown)

Любая двух-портовая цепь, с S -параметрами, удовлетворяющими условию взаимности $s_{21} = s_{12}$, может быть использована в качестве стандарта неизвестного проходного перехода для UOSM техники калибровки, описанной в разделе 3.4.2. Чтобы устранить знаковые неопределенности при расчетах, фазовый сдвиг, создаваемый неизвестным проходным переходом, должен быть приблизительно известным. Если какое либо двух-портовое испытуемое устройство подчиняется условию взаимности, то оно также может быть

использовано в качестве неизвестного проходного перехода в соответствии с [FP92].

3.3.2 Волноводные калибровочные стандарты

Техники калибровки при волноводных измерениях, по существу, используют те же типы стандартов, как и при измерениях в коаксиальных трактах. Для волноводов возможны различные геометрии поперечных сечений. Наиболее распространенные геометрии включают прямоугольные поперечные сечения с отношением сторон, равным 2:1. Стандартизованные размеры волноводов можно найти в таблице 8.5.1.

В **волноводах** в общем случае могут существовать различные типы электромагнитных волн, для краткости часто именуемых модами. Для распространяющейся моды, частота ее возбуждения f должна быть больше так называемой критической частоты. При возрастании частоты возбуждения, число мод, способных распространяться в волноводе, увеличивается. Если используется прямоугольный волновод с внутренними размерами a, b , где $a > b$, то наименьшую критическую частоту имеет мода H_{10} . Критическая частота известна так же, как частота отсечки $f_{\text{омс}}$ волновода. Она связана с длиной волны отсечки $\lambda_{\text{омс}} = c_0/f_{\text{омс}}$, где $c_0 = 2,99792458 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме, следующим соотношением:

$$\lambda_{\text{омс}} = 2a\sqrt{\epsilon_r\mu_r} \quad (3.3-7)$$

Заполняющая волновод среда характеризуется относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r (для воздуха $\epsilon_r \approx 1$) и относительной магнитной проницаемостью μ_r (обычно, $\mu_r = 1$).

Для отношения сторон волновода, равного 2:1, последующие более высокие моды (H_{20} , H_{01} моды) могут распространяться, начиная с удвоенной частоты отсечки $f_{\text{омс}}$. Чтобы предотвратить возникновение режима интерференции (то есть, исключить наличие нескольких мод, распространяющимися одновременно), на практике используют исключительно моду H_{10} в следующем ограниченном частотном диапазоне:

$$f = 1,2 \cdot f_{\text{омс}} \quad \text{до} \quad 1,9 \cdot f_{\text{омс}} \quad (3.3-8)$$

Волноводы являются по природе дисперсными, то есть длина волны в волноводе $\lambda_{\text{в}}(f)$ является частотно-зависимой. Для моды H_{10} длина волны в волноводе вычисляется следующим образом:

$$\lambda_{\text{в}}(f) = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{омс}}} \right)^2}} \quad (3.3-9)$$

где длина волны в свободном пространстве дается формулой:

$$\lambda_0 = c_0 / f \quad (3.3-10)$$

Чтобы получить представление о типичной длине волны в волноводе, соответствующей частотам, определяемым формулой (3.3-8), следует предположить $\epsilon_r = 1$, $\mu_r = 1$ и использовать уравнения (3.3-9) и (3.3-7). Соответствующий расчет показывает, что длина волны в волноводе с внутренним размером a будет изменяться от значения $\lambda_{\text{в}}(1,2 f_{\text{омс}}) = 3,016 \cdot a$ до $\lambda_{\text{в}}(1,9 f_{\text{с}}) = 1,238 \cdot a$.

Нагрузка короткого замыкания (КЗ) (кратко S от англ. short)

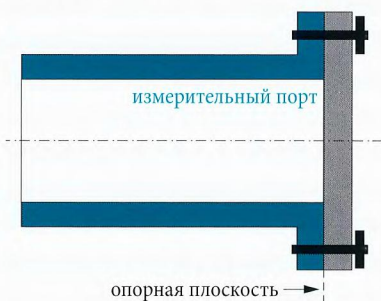


Рис. 3.3.10
Волноводный короткозамыкатель.

В волноводных системах КЗ может быть реализован хорошо проводящей пластинкой, присоединенной к фланцу волновода измерительного порта. В этом случае, КЗ имеет смещение $l = 0$ относительно опорной плоскости. Неопределенность в определении длины l исчезает.

Смещенная нагрузка короткого замыкания (КЗ) (от англ. offset short)



Рис. 3.3.11
Смещенная нагрузка КЗ.

Открытый на конце волновод не может быть использован для создания режима холостого хода. Из-за эффектов излучения из открытого конца волновода будет отражаться только малая часть подводимой мощности. Типовые обратные потери будут от 6 дБ до 25 дБ. Другими словами, открытый на конце волновод, находится в режиме, который более близок к не очень хорошему согласованию. Поэтому открытый волновод не может использоваться как разомкнутый стандарт, и для создания такого стандарта следует выбрать другую реализацию. Поскольку волноводы работают исключительно в узкополосном применении (см. формулу 3.3-8), допустимо использовать так называемая смещенная нагрузка КЗ (см. рис. 3.3.11). Смещение длины l должно быть выбрано так, чтобы КЗ создавал на опорной плоскости режим холостого хода на центральной рабочей частоте волновода, то есть на частоте $f = 1,55f_{\text{омс}}$.

$$l = \frac{1}{4} \lambda_{\text{в}}(f) \quad \text{где} \quad f = 1,55f_{\text{омс}} \quad (3.3-11)$$

Используя уравнения (3.3-7), (3.3-9), (3.3-11) и предполагая $\epsilon_r = 1$, $\mu_r = 1$, можно рассчитать необходимое смещение длины l по заданному внутреннему размеру волновода a как $l = 0,422 \cdot a$.

Согласованная нагрузка (кратко М, или нагрузка)

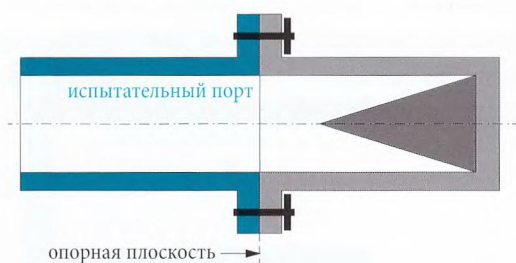


Рис. 3.3.12
Волноводная согласованная нагрузка.

Пирамидальная или конусная по форму структура, изготовленная из ферритового материала, помещается в отрезок волновода близко к его концу. На типовых волноводных частотах $f > 4$ ГГц материал действует как ослабляющее оконечное устройство, и поглощает большую часть электромагнитной мощности. Таким способом удастся обеспечить обратные потери порядка $a_r = 30$ дБ или даже лучше.

Скользкая нагрузка

В скользкой нагрузке пирамидальный ферритовый материал, показанный на рис. 3.3.12, имеет возможность передвигаться внутри волновода за счет добавления соответствующих конструктивных элементов. Электрические свойства этого стандарта сравнимы с его коаксиальной реализацией, показанной на рис. 3.3.6.

Проходной переход (кратко Т)

Проходной переходник состоит из отрезка волновода, или, если позволяют механические условия, прямого соединения между измерительными портами. Волноводный проходной переходник характеризуется таким же образом, как и коаксиальный проходной переходник.

Адаптеры между коаксиальной и волноводной системами

Большинство анализаторов цепей имеют коаксиальные разъемы, требующие адаптеров для перехода от коаксиальных линий передачи к волноводным системам и наоборот. Емкостная и индуктивная связи (или их комбинация) используются для ввода сигнала в волновод, и для вывода сигнала из волновода. Подобные адаптеры множества видов являются коммерчески доступными. Альтернативные примеры самостоятельного конструирования адаптеров от

коаксиальных линий к прямоугольным волноводам, причем самых различных размеров, приведены, например, в [Ku01]. При работе с волноводами на очень больших частотах (обычно, выше, чем максимальная частота анализатора цепей) используется другой метод взаимного соединения коаксиальной и волноводной частей измерительной системы. Он описан в разделе 8.5 этой книги.

3.3.3 Микрополосковые калибровочные стандарты

Для проведения измерений на **печатных платах** (кратко on PCBs – on printed circuit boards) или на **подложках** (on substrates) также необходим специализированный набор удобных стандартов. В общем случае, эти стандарты должны применять ту же технологию, которая используется при создании испытуемых устройств. То есть, стандарты должны выполняться на идентичных материалах печатных плат и подложки, при идентичной толщине диэлектрического материала, и при одинаковой геометрии поперечного сечения линий передачи.

Следующий рисунок показывает типичные реализации стандартов на печатной плате¹⁾. Для всех стандартов необходимо стремиться к их минимальной длине, чтобы успевали затухнуть волны высших типов, возникающие на переходе от коаксиальной системы к печатной плате. В приводимых примерах вполне допустима длина от $l = 20$ мм до 50 мм.

1) В этом случае в качестве исходного материала для печатной платы был использован продукт DiClad 527 от компании Arlon. Он имеет толщину $H = 0,38$ мм и относительную проницаемость $\epsilon_r = 2,54$. Толщина слоя меди на обеих сторонах материала была увеличена до 35 мкм. Для микрополосковых линий, имеющих характеристический импеданс 50 Ω , ширина полоски по расчетам равна 1 мм. Эта ширина линий особенно удобна для компонентов SMD 0603, используемых в нашем примере. Для изготовления почти безиндуктивного заземления диаметр проходного отверстия величиной 1 мм считается достаточным при данных конкретных условиях. Стандарты могут быть использованы вплоть до частот 8 ГГц.

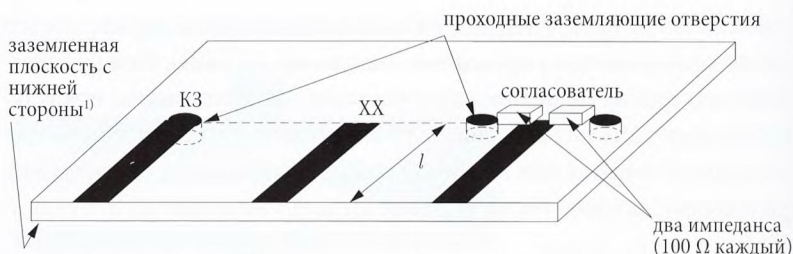


Рис. 3.3.13 Одно-портовые стандарты для микрополосковой технологии.

Если все отражательные стандарты реализуются при одинаковом смещении длины l , а стандарт проходного перехода имеет длину $2l$, то смещение длины в характеристических данных может считаться равным 0. Отрезок микрополосковой линии с такой длиной l трактуется в процессе калибровки, как если бы он принадлежал кабелю измерительного порта. Чтобы точно расположить опорную плоскость с компонентной стороны, измерительная подложка должна иметь длину l между каждой входной точкой на подложке и испытуемым устройством (см. рис. 3.3.14).



Рис. 3.3.14 Проходной переход и подложка для измерений.

Контакт между калибровочными стандартами и испытуемыми устройствами возможен, например, через фиксированные коаксиальные адаптеры, такие как SMA пропайные разъемы. Для подложек обычно предпочтительны **испытательные приспособления**.

Оперирование с испытательными приспособлениями

Испытательные приспособления обычно имеют два зажимных захвата, которые помещаются с передних сторон подложки. Один из захватов может регулироваться в обоих горизонтальных направлениях. Это делает возможным адаптировать испытательное оборудование под различные размеры подложки, а также оперировать с диагонально ориентированными интерфейсами контактов. Захваты состоят из двух заземляющих контактов полосковой формы, которые сдавливают подложку. В верхнем заземляющем контакте внутренний проводник открыт для адаптации к системе коаксиальной

линии передачи. Заземляющее соединение нормально выполняется металлизированной нижней частью подложки и нижним заземляющим контактом полосковой формы зажимов. Реализация, показанная на рис. 3.3.15, специально приспособлена для ручного измерения больших производственных серий испытываемых устройств. Для упрощения подключения подложки предусмотрены два механических стопора. Пробники постоянного тока (здесь не показаны) автоматически поднимаются и опускаются при освобождении и захвате фиксированных зажимов. Испытательные приспособления должны иметь очень прочную механическую конструкцию. Однако их тонкий внутренний проводник и часто довольно хрупкие подложки требуют аккуратного обращения. Недопустимо активировать механизм для захвата и освобождения зажимов в толчкообразной манере. Чтобы быть уверенным в правильных результатах измерений, следует убедиться, что внутренний проводник контактирует с подложкой в правильном положении. При хранении многих испытательных приспособлений (но не того, которое показано здесь) в зажимах должна устанавливаться подходящая прокладка, потому что в противном случае внутренние проводники могут быть повреждены. Следует неукоснительно соблюдать инструкции производителя для используемых испытательных приспособлений.

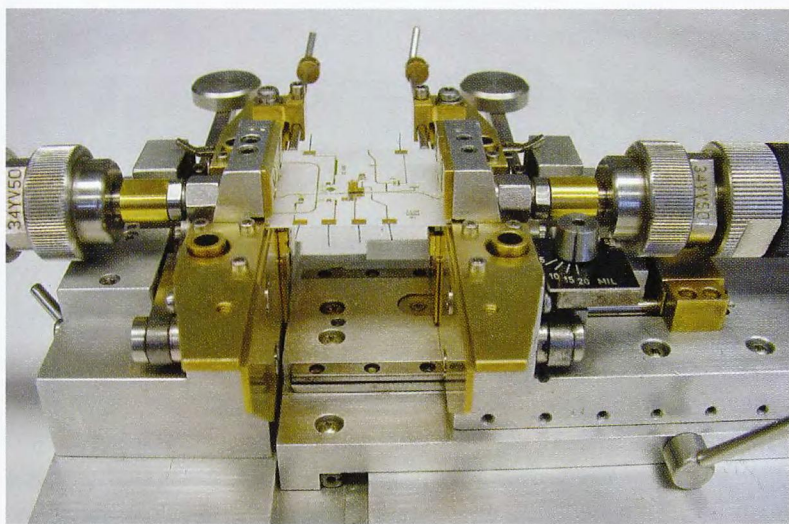


Рис. 3.3.15 Испытательное приспособление для ВЧ подложек (Rohde & Schwarz).

На следующем Рис.3.3.16 показаны заказанные пользователем калибровочные подложки, необходимые для трехпортовой кали-

бровки в зондовой станции. Стандарт согласования (вверху справа на рисунке) реализован тонкопленочными резисторами. Калибровочные подложки выполнены из керамики на основе оксида алюминия (Al_2O_3).

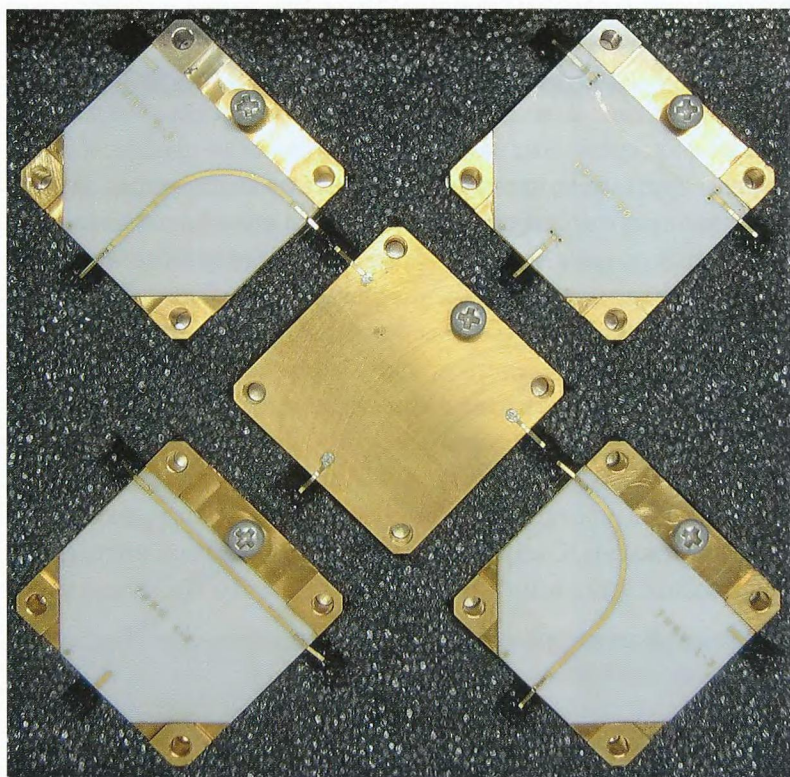


Рис. 3.3.16 Калибровочные подложки, сделанные под заказ.

3.3.4 Копланарные калибровочные стандарты

Чтобы обеспечить наилучшее согласование между системой коаксиальных линий анализатора цепей и калибровочной подложкой, в точках перехода должно быть обеспечено надлежащее заземление. Доступ к показанным на Рис.3.3.13 и 3.3.14 калибровочным подложкам осуществляется с лицевой стороны, что позволяет обеспечить заземляющее соединение в точке контакта через зажимы. В полупроводниковой промышленности доступ к измеряемым цепям обычно осуществляется с лицевой стороны. Чтобы обеспечить подходящее заземляющее соединение в точке контакта, при-

меняется **копланарный волновод** (КПВ), в котором все проводники (как сигнальные, так и заземляющие) расположены на одной стороне подложки. Кроме поперечного сечения, показанного на Рис.3.3.17, в испытываемых устройствах часто применяется сечение с дополнительной заземленной поверхностью на тыльной стороне, что называется заземленным копланарным волноводом (ЗКПВ). Однако стоит отметить, что наличие дополнительной заземленной поверхности не оказывает заметного влияния на обсуждаемые здесь процедуры.

Рис. 3.3.17
Поперечное сечение
копланарной линии.



Для обеспечения контакта хорошего качества используется **GSG-измерительная головка** с тремя контактами (GSG – земля-сигнал-земля). Внутри этой **головки** находится точка перехода между коаксиальным режимом (это режим кабеля измерительного порта) и копланарным режимом. На Рис.3.3.18 показаны конструкции нескольких типовых калибровочных мер, использующих копланарную технологию.

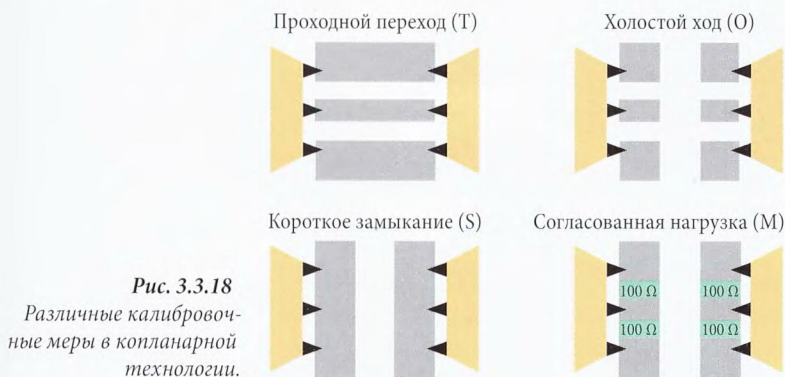


Рис. 3.3.18
Различные калибровоч-
ные меры в копланарной
технологии.

Из-за маленького размера контактов требуется их высокоточная механическая реализация. На рис. 3.3.19 показано устройство, обеспечивающее надлежащую точность – **зондовая станция**.



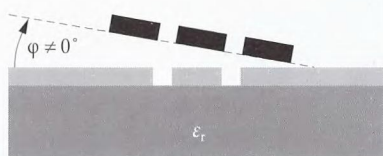
Рис. 3.3.19 Ручная зондовая станция.

Работа с зондовой станцией

Зондовые головки – чувствительные элементы, требующие точных механических регулировок. Здесь следует отметить две существенные проблемы:

- ♦ **Смещение.** При неблагоприятных обстоятельствах большое смещение может привести к тому, что контактные щупы могут оказаться вне контактных площадок, также они могут вызвать короткое замыкание площадок. Однако даже меньшее смещение может привести к нежелательным последствиям. Специальные метки для настройки позволяют минимизировать смещение и улучшить воспроизводимость контактов.
- ♦ **Планарность.** Мысленно проведенная через наконечники контактных щупов прямая должна в идеале составлять угол $\varphi = 0^\circ$ с поверхностью подложки (см. Рис.3.3.20). Используя микроскоп (бинокюляры), входящий в зондовую станцию, можно оптимально отрегулировать зондовую головку для точного ее позиционирования. Разное давление, действующее на разные щупы зондовой головки, приводит к неравномерному давлению на подложку.

Рис. 3.3.20
Щупы зондовой головки
при неоптимальной
планарности.



Прежде чем приступить к процедуре калибровки, необходимо правильно подготовить зондовую станцию к работе:

- ♦ Осуществить визуальную инспекцию, чистку и монтаж зондовых головок
- ♦ Создать электрические цепи между зондовой головкой и анализатором цепей
- ♦ Точно спозиционировать зондовые головки относительно друг друга
- ♦ Проверить планарность зондовой головки относительно подложки и отрегулировать ее в случае необходимости

Калибровочная подложка вставляется в держатель зондовой станции, в котором остается неподвижной в течение контакта (сам держатель вместе с подложкой при этом перемещается). Для обеспечения хорошего электрического контакта с низким сопротивле-

нием держатель с подложкой поднимается чуть выше точки касания, при этом разрушаются слои окислов на поверхностях щупа и контактной площадки. При использовании зондовой станции следует строго придерживаться инструкции изготовителя, т.к. слишком большое поднятие пластины может негативно сказаться на качестве контакта и состоянии контактных площадок.

Для серийных испытаний на производстве могут использоваться автоматические зондовые станции. Как только станция сконфигурирована, контактные площадки автоматически распознаются программой управления. Калибровочная подложка расположена рядом с испытуемой пластиной на дополнительном держателе (см. рис. 3.3.21), что позволяет зондовой станции выполнять калибровку системы в автоматическом режиме через регулярные интервалы времени. Регулярная калибровка системы позволяет предотвратить проблемы, связанные с электрическим дрейфом.

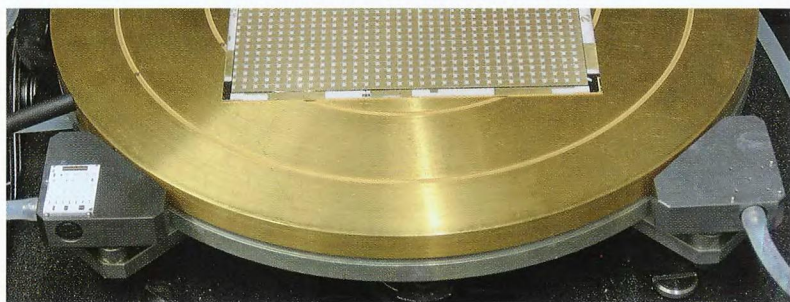


Рис. 3.3.21 Держатель подложек с дополнительным держателем калибровочной подложки на автоматической зондовой станции (SUSS MicroTec PA200).

3.3.5 Унифицированная модель стандарта калибровки

Свойства всех калибрационных стандартов могут быть охарактеризованы, используя унифицированную модель. Это позволяет более или менее унифицированное оперирование с коэффициентами стандартов анализатора цепей. Коэффициенты, которые не соответствуют применяемому стандарту, устанавливаются в нейтральное положение (как показано в Таблице 3.3.5).

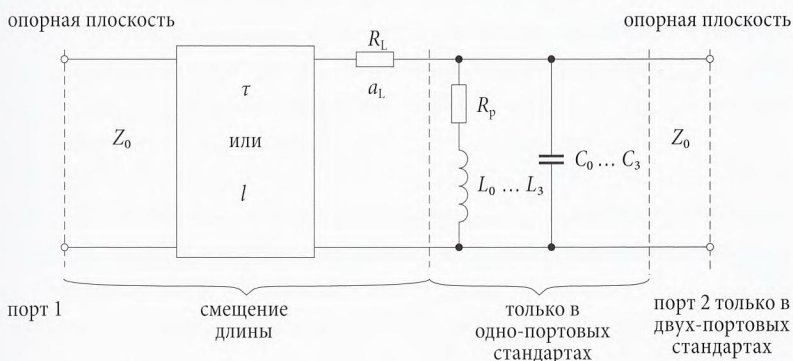


Рис. 3.3.22 Унифицированная модель калибрационных стандартов.

стандарт	число портов	смещение длины двух-портовых стандартов			одно-портовые стандарты		
		запаздывание τ в секундах или электрическая длина l в м	сопротивление потерь R_L в $\Omega/\text{с}$ или a_L в дБ/ $\sqrt{\text{Гц}}$	опорный импеданс Z_0 в Ω	коэффициенты индуктивности $L_0 \dots L_3$ в Гн $\dots$ Гн/ Гц^3	коэффициенты емкости $C_0 \dots C_3$ в Ф $\dots$ Ф/ Гц^3	параллельное сопротивление R_p в Ω
КЗ	1	✓	✓	50	✓ ¹⁾	0 ... 0	0
ХХ	1	✓	✓	50	0 ... 0	✓	∞
нагрузка	1	✓ ²⁾	✓ ²⁾	50	0 ... 0	0 ... 0	✓ ²⁾
скользящая нагрузка	1	не специфицировано	0	50	0 ... 0	0 ... 0	не специфицировано
проходной переход	2	✓	✓	50	не специфицировано	не специфицировано	не специфицировано
стандарт отражения	1	✓	0	50	✓ ³⁾	✓ ³⁾	∞
стандарт линии	2	✓	✓	50	не специфицировано	не специфицировано	не специфицировано
симметричная цепь	2	✓	0	50	✓ ³⁾	✓ ³⁾	0
стандарт аттенюатора	2	не специфицировано	не специфицировано	50	не специфицировано	не специфицировано	не специфицировано

Таблица 3.3.5 Параметры унифицированной модели калибровочных стандартов.

Замечания к таблице:

✓ Это значение должно быть введено.

1) Коэффициентами индуктивности часто пренебрегается ($= 0$).

2) Если можно предполагать идеальное согласование $R_p = Z_0$, запаздывание τ и ослабление a_L можно предположить нулевыми.

3) Здесь требуются L_0 или C_0 (означающие более емкостной характер, или более индуктивный характер).

4) Сопротивление потерь R_L относится к фиксированной частоте, обычно 1 ГГц, в то время как ослабление потерь a_L напрямую связано с поверхностным эффектом, который пропорционален $\sqrt{f}$.

3.4 Линейные модели ошибок и техника калибровки

В течение последних четырех десятилетий было опубликовано более сотни отчетов и статей по теме возможных техник калибровки, пригодных для векторных анализаторов цепей. Поскольку не существует унифицированного описания всего этого материала, трудно группировать для сравнения имеющиеся возможности. Главная цель этого раздела – дать систематическое введение, используя четыре различных модели ошибок. Тем самым удастся сгруппировать наиболее важные техники калибровки, и сравнить эти техники между собой. Этот раздел может помочь читателям определить технику калибровки, которая является наилучшей для их индивидуальных требований.

Модели ошибки и техника калибровки будут проиллюстрированы, используя двух-портовый анализатор цепей. Более общий случай с N портами будет обсуждаться впоследствии. Практические примеры по данной теме можно найти в разделах 4.1 и 4.2.

3.4.1 3-компонентная модель ошибки (OSM техника)

В разделе 2.2.6 была обсуждена модель ошибки для одно-портового анализатора цепей. Она показана ниже на рис. 3.4.1. Все систематические ошибки измерения моделируются с использованием двух-портовой цепи ошибки. Это дает возможность объединить генератор и опорный приемник в идеальный волновой источник (при $b_1 = 0$). Вместе с идеальным измерительным приемником (при $a_3 = 0$) получаем одно-портовый прибор, который может быть назван идеальным анализатором цепей.

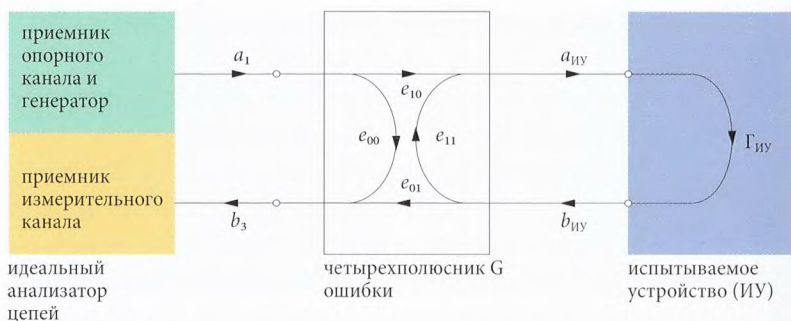


Рис. 3.4.1 Четырёхполюсник ошибки с компонентами ошибки (e).

В **OSM технике**¹⁾ для определения параметров модели двух-портовой ошибки используются следующие стандарты: ХХ (О – open), КЗ (S – short) и согласованная нагрузка (М – match). Чтобы упростить вычисления, согласованная нагрузка считается идеальным ($\Gamma_{\text{м}} = 0$).²⁾ Нагрузка ХХ и КЗ характеризуются их коэффициентами отражения Γ_0 и $\Gamma_{\text{з}}$. Четырёхполюсник ошибки G характеризуется следующим уравнением в S-параметрах:

$$\begin{bmatrix} a_{\text{ИУ}} \\ b_3 \end{bmatrix} = S_G \begin{bmatrix} b_{\text{ИУ}} \\ a_1 \end{bmatrix} \quad \text{где} \quad S_G = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{10} \\ e_{01} & e_{00} \end{bmatrix} \quad (3.4-1)$$

Конфигурация, состоящая из испытуемого устройства (ИУ) и четырёхполюсника ошибки G , может быть подсоединена к одно-портовому устройству с коэффициентом отражения $\Gamma_{\text{Е}}$. Мы называем это одно-портовое устройство эквивалентной нагрузкой.

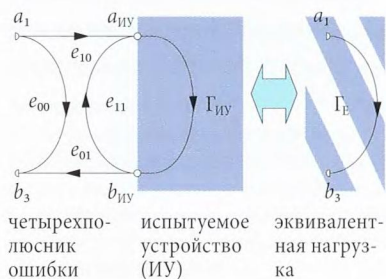


Рис. 3.4.2 Преобразование в эквивалентную нагрузку.

- 1) В соответствующей литературе эта техника иногда называется как OSL (ХХ – КЗ – нагрузка) или SOL. Чтобы предотвратить путаницу со стандартом линии (L), мы предлагаем использовать имя, данное здесь (OSM).
- 2) Современные анализаторы цепей способны моделировать неидеальную согласованную нагрузку.

Коэффициент отражения Γ_E эквивалентной нагрузки может быть рассчитан из матрицы S_G и коэффициента отражения $\Gamma_{ИУ}$.

$$\Gamma_E = \frac{b_3}{a_1} = e_{00} + \frac{e_{01} e_{10} \Gamma_{ИУ}}{1 - e_{11} \Gamma_{ИУ}} \quad (3.4-2)$$

Измеренное значение M , определяемое идеальным анализатором цепей по волновым величинам a_1 и b_3 , равно коэффициенту отражения Γ_E эквивалентной нагрузки. Параметр e_{01} никогда не будет иметь нулевого значения в функционирующем анализаторе цепей. Следовательно, можно предположить, что $e_{01} = 1$, с тем, чтобы учесть его влияние на параметр e_{10} .

$$M = e_{00} + \frac{e_{10} \Gamma_{ИУ}}{1 - e_{11} \Gamma_{ИУ}} \quad (3.4-3)$$

Выполняя измерения со стандартами ХХ ($\Gamma_{ИУ} = \Gamma_O$), КЗ ($\Gamma_{ИУ} = \Gamma_S$) и нагрузки ($\Gamma_{ИУ} = \Gamma_M = 0$), получаем измеренные значения $M = M_O$, $M = M_S$ и $M = M_M$. Комбинируя их с характеристическими данными Γ_O , Γ_S и Γ_M согласно формуле (3.4-3), приходим к следующим уравнениям:

$$M_O = e_{00} + \frac{e_{10} \Gamma_O}{1 - e_{11} \Gamma_O} \quad (3.4-4)$$

$$M_S = e_{00} + \frac{e_{10} \Gamma_S}{1 - e_{11} \Gamma_S} \quad (3.4-5)$$

$$M_M = e_{00} \quad (3.4-6)$$

Разрешая эти уравнения относительно компонентов ошибки e_{00} , e_{10} и e_{11} , получаем.

$$e_{00} = M_M \quad (3.4-7)$$

$$e_{10} = \frac{(\Gamma_O - \Gamma_S)(M_O - M_M)(M_S - M_M)}{\Gamma_O \Gamma_S (M_O - M_S)} \quad (3.4-8)$$

$$e_{11} = \frac{\Gamma_S (M_O - M_M) - \Gamma_O (M_S - M_M)}{\Gamma_O \Gamma_S (M_O - M_S)} \quad (3.4-9)$$

Компоненты ошибки e_{00} , e_{10} и e_{11} также называются исходными системными данными для одно-портового анализатора цепей.

исходные системные данные	компонента ошибки
поправка на отражение	e_{10}
поправка на направленность	e_{00}
согласование тестового порта	e_{11}

Таблица 3.4.1
Интерпретация
компонентов в 3-компонентной модели ошибки.

Компоненты ошибки e_{00} , e_{10} и e_{11} , определенные таким образом, используются для выполнения коррекции системной ошибки одно-портового измерения. Используя формулу (3.4-3) для $\Gamma_{\text{ИУ}}$, и подставляем комплексные компоненты ошибки вместе с комплексным измеренным значением $M_{\text{ИУ}}$, получаем скорректированное значение $\Gamma_{\text{ИУ}}$.

$$\Gamma_{\text{ИУ}} = \frac{M_{\text{ИУ}} - e_{00}}{e_{10} + e_{11}(M_{\text{ИУ}} - e_{00})} \quad (3.4-10)$$

3.4.2 7-компонентная модель ошибки (TOM, TRM, TRL, TNA, UOSM техники)

7-компонентная модель ошибки предназначена для двух-портового анализатора цепей, который имеет четыре приемника. 7-компонентная модель ошибки включает в себя два четырехполюсника ошибки, известных как G и H. В процессе измерений оба измерительных порта работают по очереди как активные измерительные порты. Генератор в анализаторе цепей соединяется с текущим активным испытательным портом через переключатель источника, и использует состояния, в которых $a_{G2} \neq 0$ или $a_{H2} \neq 0$ (Рис. 3.4.3). Поскольку имеются четыре приемника, обе волновые величины a_{G2} и a_{H2} измеряются независимо от того, какой измерительный порт работает как активный порт. В процессе всех измерений имеется возможность контролировать неидеальные свойства переключателя источника (подобные перекрестным помехам), и, таким образом, их можно корректировать.

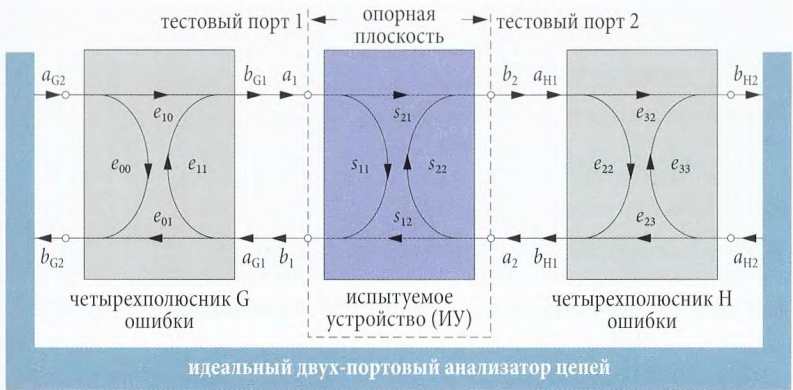


Рис. 3.4.3 7-компонентная модель ошибки.

Четырёхполюсники G и H характеризуются следующими уравнениями в параметрах рассеяния:

$$\begin{bmatrix} b_{G1} \\ b_{G2} \end{bmatrix} = \mathbf{S}_G \begin{bmatrix} a_{G1} \\ a_{G2} \end{bmatrix} \quad \text{где} \quad \mathbf{S}_G = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{10} \\ e_{01} & e_{00} \end{bmatrix} \quad (3.4-11)$$

$$\begin{bmatrix} b_{H1} \\ b_{H2} \end{bmatrix} = \mathbf{S}_H \begin{bmatrix} a_{H1} \\ a_{H2} \end{bmatrix} \quad \text{где} \quad \mathbf{S}_H = \begin{bmatrix} e_{22} & e_{23} \\ e_{32} & e_{33} \end{bmatrix} \quad (3.4-12)$$

Среди общих восьми компонентов e ошибки, в функционирующем анализаторе цепей компоненты e_{10} , e_{32} , e_{23} и e_{01} никогда не будут иметь значения, равные нулю. На выбор, одной из этих компонент может быть предписано произвольное ненулевое значение. Как следствие, при таком подходе абсолютные значения волновых величин изменяются, но соответствующие отношения волновых величин остаются неизменными. Далее, будем предполагать, что параметр $e_{32} = 1$. Это означает, что модель ошибки содержит семь независимых e компонент, отсюда и название модели. Для прямого и обратного измерений используются идентичные модели ошибки (Рис. 3.4.3). Для преобразования e компонент в исходные системные данные используется следующая далее таблица 3.4.2. Некоторые системные данные (поправка на прохождение, рассогласование нагрузки и изоляции) необходимы для проведения коррекции при измерении коэффициентов передачи.

исходные системные данные	прямое измерения	обратное измерение
поправка на направленность	e_{00}	e_{33}
поправка на отражение	$e_{10} e_{01}$	$e_{23} e_{32}$
согласование источника	e_{11}	e_{22}
поправка на прохождение	$e_{10} e_{32}$	$e_{01} e_{23}$
согласование нагрузки	e_{22}	e_{11}

Таблица 3.4.2 Интерпретация параметров 7-компонентной модели ошибки.

Компоненты отражения e_{11} или e_{22} , которые приписываются каждому измерительному порту, являются независимыми от того, является ли порт активным или пассивным. Следовательно, согласование нагрузки при обратном измерении является таким же, как **согласование источника** при прямом измерении, и наоборот (строки с голубой подсветкой в таблице 3.4.2).

В процессе процедуры калибровки измеряются одно- и двух-портовые стандарты. Если измеряется одно-портовый стандарт $\Gamma_{\text{ст}}$ в измерительном порту 1, измеренное значение отношения $M = b_{G2}/a_{G2}$ соответствует входному коэффициенту отражения от эквивалентной нагрузки, состоящей из четырехполюсника G ошибки, и стандарта $\Gamma_{\text{ст}}$ (см. рис. 3.4.2 и формулу 3.4-2).

$$\frac{b_{G2}}{a_{G2}} = e_{00} + \frac{e_{01} e_{10} \Gamma_{\text{ст}}}{1 - e_{11} \Gamma_{\text{ст}}} \quad (3.4-13)$$

Аналогично, такие же рассуждения применимы к измерению одно-портового стандарта в измерительном порту 2:

$$\frac{b_{H2}}{a_{H2}} = e_{33} + \frac{e_{23} e_{32} \Gamma_{\text{ст}}}{1 - e_{22} \Gamma_{\text{ст}}} \quad (3.4-14)$$

Тем самым, измерение одно-портового стандарта в обоих измерительных портах, дает два независимых уравнения для семи неизвестных e компонентов.

Чтобы извлечь информацию из измерений двух-портового стандарта, преобразуем матрицы S_H и S_G в соответствующие «цепочечные» матрицы передачи T_G и T_H . Предположим также, что двух-

портовый стандарт характеризуется «цепочечной» матрицей передачи $T_{ст}$. Для каскадных цепей, состоящих из четырехполюсника G ошибок, четырехполюсника стандарта, и четырехполюсника H ошибок, получаем следующее соотношение:

$$\begin{bmatrix} b_{G2} \\ a_{G2} \end{bmatrix} = T_{общ} \begin{bmatrix} a_{H2} \\ b_{H2} \end{bmatrix} \text{ где } T_{общ} = T_G \cdot T_{ст} \cdot T_H \quad (3.4-15)$$

Точно таким же образом моделируется обратное измерение двух-портового стандарта. Чтобы описать его прямую работу, мы рассчитываем матрицу $T_{общ,обр}$ из матрицы $T_{общ}$, используя подходящую трансформацию матриц.

$$\begin{bmatrix} b_{H2} \\ a_{H2} \end{bmatrix} = T_{общ,обр} \begin{bmatrix} a_{G2} \\ b_{G2} \end{bmatrix} \quad (3.4-16)$$

Для двух-портового стандарта с учетом формул (3.4-15) и (3.4-16) получаем точно четыре уравнения для e компонентов. Полностью процесс калибровки должен использовать, по крайней мере, семь уравнений, что позволяет определить семь неизвестных компонентов модели ошибки. Если параметры всех стандартов известны полностью, калибровка приведет к восьми уравнениям, то есть, возникает ситуация переопределенности процедуры. Следовательно, для целей калибровки при семикомпонентной модели ошибки можно также использовать стандарты с характеристиками, которые частично неизвестны. Таблица 3.4.3 показывает, сколько уравнений обеспечивают индивидуальные стандарты. Это позволяет определять общее число уравнений для каждой из техник.

	TOM	TRM	TRL	TNA	UOSM
одно-портовые стандарты					
нагрузка XX (O)	2	–	–	–	2
нагрузка K3 (S)	–	–	–	–	2
нагрузка (M)	2	2	–	–	2
стандарт отражения (R)	–	1	1	–	–
двух-портовые стандарты					
проходной переход (T)	4	4	4	4	–
линия передачи (L)	–	–	2	–	–
цепь (N)	–	–	–	1	–
аттенюатор (A)	–	–	–	2	–
неизвестная передача	–	–	–	–	1
общее число уравнений	8	7	7	7	7

Таблица 3.4.3 Число уравнений в семикомпонентной технике.

Пять техник калибровки, которые базируются на 7-компонентной модели ошибки, представлены ниже.

ТОМ техника [ES91]

ТОМ техника использует полностью охарактеризованные стандарты. Вместе два одно-портовых стандарта XX (O) и нагрузка (M) позволяют получить четыре уравнения, которые подставляются в четыре дополнительных уравнения для проходного стандарта (T). Поскольку возникает ситуация переопределенности, данная техника позволяет обеспечить неявный контроль достоверности калибровки. Присоединение некорректного или дефектного стандартов, а также неправильные электрические соединения, могут быть немедленно обнаружены после окончания процесса калибровки.

TRM техника [ES91]

В TRM технике стандарт отражения (R) используется вместо стандарта XX. Один и тот же стандарт отражения должен быть использован для всех тестовых портов.

TRL техника¹⁾ [EH97]

В качестве опорного импеданса TRL техника использует линию передачи с соответствующим характеристическим импедансом. Это позволяет отказаться от использования стандарта в виде согласованной нагрузки. Идеальной в реализации является воздушная линия передачи. Характеристический импеданс воздушной линии обеспечивается гораздо точнее, по сравнению с импедансом фиксированной нагрузки. Поэтому эта техника обеспечивает высокоэффективную направленность, которая приводит также к улучшению качества согласования измерительного порта. Для получения более детальной информации о выборе длины линии, и о связанных граничных условиях для стартовой и конечной частот, см. обсуждение стандартов линий передачи в разделе 3.3.1.

TNA техника [ES91]

Стандарт отражения (R), использованный в предыдущей технике, заменяется здесь на двух-портовую цепь в виде симметричной цепи четырехполюсника (N). Вместо стандарта линии используется стандарт аттенюатора с очень хорошим согласованием, и с произвольным ослаблением. Ослабление должно выбираться в допустимом диапазоне значений, как это было описано в разделе 3.1.1, при обсуждении стандартов аттенюатора.

UOSM техника [FP92]

В UOSM технике выполняются полные одно-портовые калибровки с помощью нагрузки XX, КЗ и согласованного стандартов на всех тестовых портах, вовлеченных в процесс измерений. Для каждого тестового порта могут использоваться индивидуальные одно-портовые стандарты, в зависимости от типа и рода соответствующего разъема. При этом, должны быть приняты во внимание конкретные характеристические данные. Неизвестный проходной переход заменяется проходным переходом, используемым в ТОМ технике. Поскольку, например, для обычных адаптеров выполняются требования, предъявляемые к неизвестным проходным пере-

1) В соответствующей литературе также описывается **LRL техника**, которая использует другой линейный (L) стандарт вместо проходного (T) стандарта. В LRL технике граничное условие для начальной и конечной частот вычисляется из разницы длины между двумя элементами, вместо разницы длины между линейным и проходным стандартами.

ходам, UOSM техника особенно хорошо подходит для калибровки, использующей различные типы разъемов в измерительных портах.

Калибровка N-портового анализатора цепей

Чтобы измерить волновые величины $a_1, a_2, a_3, \dots$ на всех измерительных портах, включая пассивные порты, необходимо обеспечить общее число измерительных приемников, равное $2N$ (см. рис. 2.1.1). Для каждого измерительного порта модель ошибки имеет четыре дополнительных параметра. Принимая во внимание оговоренную ранее нормировку $e_{32} = 1$, результирующая система уравнений имеет следующее число неизвестных компонент:

$$4N - 1 \quad (3.4-17)$$

Основываясь на полной двух-портовой калибровке, и используя одну из вышеописанных техник, можно определить семь необходимых параметров для двух-портовой модели. Удобно разделить калибровку N-портового анализатора цепей на серию двух-портовых калибровок. Требуемые проходные стандарты обычно доступны без затруднений. В N-портовом анализаторе цепей возможны $\frac{1}{2} N(N - 1)$ различных двух-портовых проходных соединений. Другой возможный подход – это использование преимуществ UOSM техники. Делитель (или расщепитель) мощности¹⁾, который соединяет все измерительные порты, может быть использован как неизвестный (многополюсный) проходной переход. В процессе всех проходных измерений, используемых при калибровке, стандарт остается неизменно подключенным ко всем измерительным портам, тем самым облегчая работу. При каждом парциальном измерении выполняется $(N - 1)$ проходных измерений. При общем числе 3 и более измерительных портов, это будет быстрее, чем при двух-портовом подходе, и время калибровки будет сокращено. Конечно, эта техника имеет свои пределы по общему количеству измерительных портов.

1) Например, 4-портовый расщепитель мощности использует четыре одинаковых резистора $Z_0/2$, а 3-портовый расщепитель мощности может быть выполнен из трех резисторов, каждый по $Z_0/3$.

Калибровка анализатора цепей с использованием N-портовой переключающей матрицы

В конфигурации, показанной на рис. 2.10.2, только два порта испытуемого устройства присоединены к анализатору цепей в одно и то же время. Как следствие, все измерения прохождения сигналов, необходимые для калибровки, должны выполняться в двухпортовой манере. Следует учитывать, что качество согласования нагрузок портов, не присоединенных к анализатору цепей, определяется свойствами переключающей матрицы. Если испытуемое устройство имеет более двух портов, а согласование нагрузок не идеальное, то возникает множество путей распространения сигнала. Как пример этого, на рис. 3.4.4 красным цветом показаны два сигнальных пути, ведущих от порта 1 к порту 2. Чтобы принять это обстоятельство во внимание, следует использовать подходящую технику калибровки, (например, описанную в [RS05]).

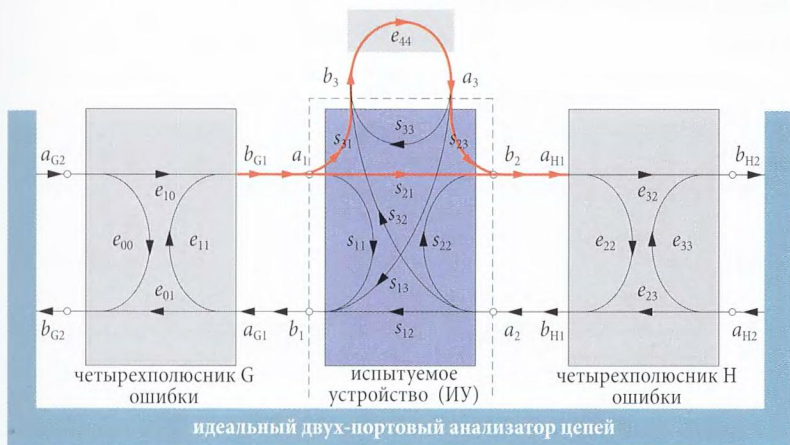


Рис. 3.4.4 Многолучевое распространение в режиме передачи.

3.4.3 10-компонентная и 12-компонентная модели ошибки (TOSM техника)

Не каждый двух-портовый анализатор цепей имеет четыре приемника, необходимые для реализации 7-компонентной техники калибровки. По внутреннему устройству, анализатор цепей с тремя приемниками соответствует принципу выполнения, проиллюстрированному на рис. 2.10.1, при $N = 2$. Возбуждающая волна измеряется до переключателя источника, независимо от направления

измерения. Это означает, что переключатель является частью измерительной установки, и, следовательно, модель ошибки должна принимать во внимание переключатель. Для прямого и обратного направлений передачи сигнала теперь необходимы две отдельных подмодели. В этой усложненной модели ошибок следует предположить, что воспроизводимость характеристик переключателя источника является идеальной. Каждая подмодель имеет семь параметров. Подобно 7-компонентной модели ошибки, в каждой подмодели следует предположить, что одна из величин e_{10} , e_{01} , e_{23} , e_{32} или e'_{01} , e'_{23} , e'_{32} , e'_{10} равна 1. В последующем изложении, это будут величины e_{10} и e'_{23} , что приводит к значениям $e_{10} = 1$ или $e'_{23} = 1$. Следовательно, обе подмодели вместе имеют 12 независимых параметров. Опуская компоненты перекрестных помех e_x , мы получаем 10-компонентную модель ошибки, которая рассматривается далее. На практике полная 12-компонентная модель ошибки используется только в исключительных случаях.

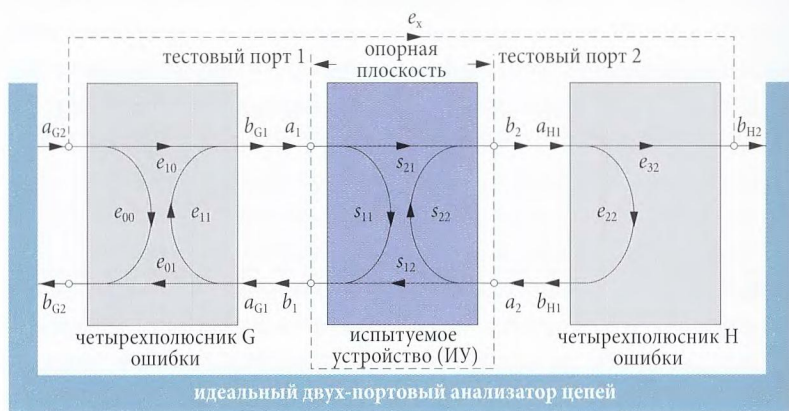


Рис. 3.4.5 Подмодель для прямых измерений.

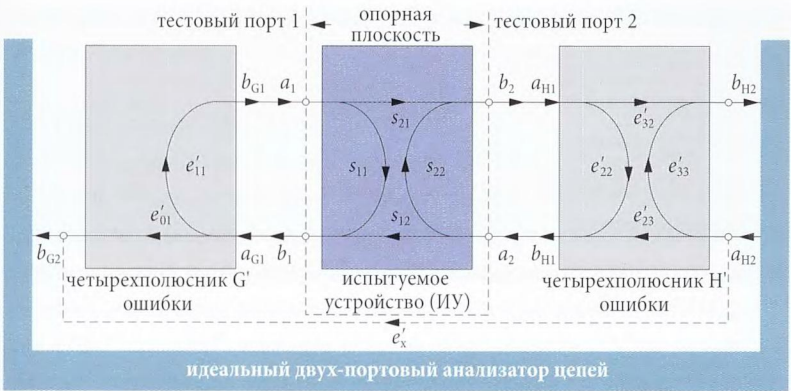


Рис. 3.4.6 Подмодель для обратных измерений.

Соответствующие соотношения для прямой подмодели могут быть получены, используя матрицу S_G и два дополнительных уравнения.

$$\begin{bmatrix} b_{G1} \\ b_{G2} \end{bmatrix} = S_G \begin{bmatrix} a_{G1} \\ a_{G2} \end{bmatrix} \quad \text{где} \quad S_G = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{10} \\ e_{01} & e_{00} \end{bmatrix} \quad (3.4-18)$$

$$b_{H2} = e_{32}a_{H1} \quad (3.4-19)$$

$$b_{H1} = e_{22}a_{H1} \quad (3.4-20)$$

Обратная подмодель описывается аналогично.

$$b_{G2} = e'_{01}a_{G1} \quad (3.4-21)$$

$$b_{G1} = e'_{11}a_{G1} \quad (3.4-22)$$

$$\begin{bmatrix} b_{H1} \\ b_{H2} \end{bmatrix} = S_{H'} \begin{bmatrix} a_{H1} \\ a_{H2} \end{bmatrix} \quad \text{где} \quad S_{H'} = \begin{bmatrix} e'_{22} & e'_{23} \\ e'_{32} & e'_{33} \end{bmatrix} \quad (3.4-23)$$

Как и в случае 7-компонентной модели ошибки, можно предложить общую интерпретацию величин модели, согласно Таблице 3.4.4.

исходные системные данные	прямое измерение	обратное измерение
поправка на направленность	e_{00}	e'_{33}
поправка на отражение	$e_{01} e_{10}$	$e'_{32} e'_{23}$
согласование источника	e_{11}	e'_{22}
поправка на прохождение	$e_{32} e_{10}$	$e'_{01} e'_{23}$
согласование нагрузки	e_{22}	e'_{11}

Таблица 3.4.4 Интерпретация параметров 12-компонентной модели ошибки.

В отличие от 7-компонентной модели ошибки (Таблица 3.4.2) для каждого измерительного порта используются отдельные параметры отражения e_{11} , e'_{11} или e_{22} , e'_{22} для прямого и обратного измерений, а также для активного и пассивного состояния. Соотношение между рассогласованием нагрузки и рассогласованием источника на измерительном порту, которое известно из 7-компонентной модели ошибки, здесь более не применимо.

Процесс калибровки, использующий одно-портовые стандарты в измерительном порту 1, или в измерительном порту 2, может быть описан в терминах эквивалентной нагрузки, аналогично тому, как это делается в 7-компонентной модели ошибки.

$$\frac{b_{G2}}{a_{G2}} = e_{00} + \frac{e_{01} e_{10} \Gamma_{\text{ст}}}{1 - e_{11} \Gamma_{\text{ст}}} \quad (3.4-24)$$

$$\frac{b_{H2}}{a_{H2}} = e'_{33} + \frac{e'_{23} e'_{32} \Gamma_{\text{ст}}}{1 - e'_{22} \Gamma_{\text{ст}}} \quad (3.4-25)$$

Использование одно-портовых стандартов в измерительных портах ведет, таким образом, к двум уравнениям, содержащим e или e' компоненты как неизвестные.

Получение поправок на прохождение ($e_{32} e_{10}$, $e'_{01} e'_{23}$) и оценка рассогласований (e_{22} , e'_{11}), возможны только единственным способом, а именно – через измерения передачи сигнала. При прямой передаче сигнала определяются измеренные величины b_{H2}/a_{G2} и b_{G2}/a_{G2} . При обратной передаче сигнала определяются измеренные величины b_{G2}/a_{H2} и b_{H2}/a_{H2} . Соответствующие уравнения будут содержать как e и e' компоненты ошибок, так и S-параметры проходного переходника из известных характеристических данных. Таким образом, измерения проходного переходника приводят к четырем уравне-

ниям, которые содержат e и e' компоненты ошибок в качестве неизвестных величин.

TOSM техника¹⁾ [Re74], [KS71]

Для определения десяти неизвестных компонентов ошибок ($e_{00}, e_{01}, \dots, e'_{33}$) может быть применена **TOSM техника**. Эта техника включает измерение одно-портовых стандартов нагрузки XX (O), K3 (S), и согласованной нагрузки (M) в обоих портах анализатора цепей. Необходимо также выполнить измерения проходного перехода (T).

Таблица 3.4.5
Стандарты в TOSM
технике.

	TOSM
одно-портовые стандарты	
нагрузка XX (O)	2
нагрузка K3 (S)	2
нагрузка (M)	2
двух-портовые стандарты	
проходной переход (T)	4
общее число уравнений	10

Если дополнительно требуется определить параметры перекрестных помех e_x и e'_x , то необходимо провести измерения в прямом и обратном направлениях, при которых оба измерительных порта согласованы. Этим обеспечивается выполнение условий $s_{21} = s_{12} = 0$. Измерения величин b_{H2}/a_{G2} или b_{G2}/a_{H2} приводят, таким образом, непосредственно к параметрам перекрестных помех e_x или e'_x .

Калибровка N-портового анализатора цепей

В N-портовом анализаторе цепей каждый одно-портовый стандарт из Таблицы 3.4.5 измеряется на каждом измерительном порту. Всего выполняется $3N$ одно-портовых измерений. Кроме того, для каждой двух-портовой комбинации N портов, требуется измерение с проходным стандартом. Это дает еще $\frac{1}{2}N(N-1)$ двух-портовых измерений. Общее количество измерений оказывается равным:

$$\frac{1}{2}N(N+5) \quad (3.4-26)$$

1) В литературе эта техника также называется SOLT (K3, XX, нагрузка, проходной переход) или OSLT. Чтобы предотвратить путаницу со стандартом линии передачи (L), мы предлагаем использовать название TOSM.

Например, для 8-портового анализатора цепей получается 52 измерения. Комбинируя некоторые порты в группы портов, и модифицируя процедуру измерения передачи сигналов, согласно предлагаемому в [HS04] способу, можно уменьшить число измерений до:

$$4N \quad (3.4-27)$$

Например, для 8-портового анализатора цепей это составит 32 измерения.

Калибровка анализатора цепей, использующего переключающую матрицу

Основываясь на рис. 3.4.5 и рис. 3.4.6, можно заключить, что единственно, что необходимо, так это модель ошибки, которая зависит от направления измерений, и имеет отдельную подмодель для всех $(N-1)N$ двух-портовых направлений измерений. Согласование $N-2$ измерительных портов подмодели обеспечивается переключающей матрицей. Поэтому возможно упрощенное описание каждого из этих портов на основе эквивалентной схемы порта в виде нагрузки, имеющей импедансы $Z_{\text{matrix},k}$, где $k = 1, 2, \dots, N$.

3.4.4 15-компонентная модель ошибки (ТОМ-Х техника)

Все рассмотренные ранее модели ошибки содержали в себе определенную часть информации о конкретном измерительном приборе. Однако возможно сконструировать цепь ошибки как черный ящик, то есть, без использования предварительной информации о приборе.



Рис. 3.4.7 15-компонентная модель ошибки.

Это вынуждает ввести связи всех измерений и волновых величин. Для двух-портового анализатора цепей можно построить четырех-портовую цепь ошибки. Один из 16-ти S-параметров этой цепи может быть определен равным 1, подобно тому, как это было сделано ранее в разделе 3.4.2. Следовательно, для двух-портового прибора потребуется знать 15 компонент для описания цепи ошибки. Преимущество этой модели ошибки состоит в том, что такая модель является полной. Это единственная модель ошибки, которая способна моделировать перекрестные помехи, зависящие от ИУ.

ТОМ-Х техника [SG03]

Основываясь на 15-компонентной модели ошибки можно предложить специальную ТОМ-Х технику калибровки. Имя отражает стандарты, используемые в калибрационном процессе. Буква Х введена, как обозначение способности исключать перекрестные помехи. Определение 15 параметров требует значительно большего числа калибрационных измерений, чем требовалось, например, для использования 7-компонентной техники. В случае двух-портового анализатора цепей необходимо иметь проходной переход, две нагрузки ХХ, и две согласованные нагрузки. Одно-портовые стандарты всегда подключаются парами, то есть в нагрузки ХХ - ХХ, ХХ-согласованный, согласованный-ХХ, или согласованный-согласованный. Все характеристики стандартов должны быть полностью известны. На практике до сих пор ТОМ-Х техника калибровки использовалась только в исключительных случаях.

Калибровка N-портового анализатора цепей

В N-портовом анализаторе цепей мы заменяем восьмиполусник (четырёх-портовое устройство) ошибки с $2N$ -портовым устройством ошибки с $(2N)^2$ параметрами рассеяния.

3.4.5 Адаптеры и не вставляемые испытываемые устройства

В этом разделе будет показано, как адаптеры влияют на процесс калибровки, и взаимодействуют с ним.

Базовые свойства адаптеров

Адаптеры необходимы всякий раз, когда типы разъемов, используемые анализатором цепей и испытываемым устройством, не явля-

ются совместимыми. Например, ИУ может использовать штыревой разъем N-типа, в то время как все испытательные порты имеют гнездовые разъемы PC3.5. На рис. 3.4.8 показан адаптер, который потребовался бы на каждом измерительном порту в этом случае. Для ясности на рис. 3.4.8 использовано частично разрезанное представление.

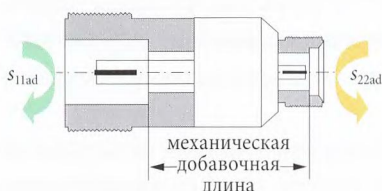


Рис. 3.4.8

Адаптер с гнездового разъема N-типа на гнездовой разъем PC3.5 с механической добавочной длиной и коэффициентами отражения S_{11ad} и S_{22ad} .

Использование разъемов различных типов может приводить к ограничению максимально возможной частоты измерительных портов. В приведенном примере происходит снижение максимальной частоты до 18 ГГц из-за использования разъема N-типа. На определенных частотах выше 18 ГГц внутри разъемов N-типа возникают резонансные эффекты, которые искажают результаты измерений. Разъемы некоторых типов являются вполне совместимыми между собой, так что для них адаптеры не нужны. Необходимая дополнительная информация содержится в Таблице 3.4.6. Чтобы быть уверенным, что на точность измерений оказывается предельно малое влияние, следует выполнять калибровку лишь после присоединения адаптеров к измерительным приборам, и использовать соответствующий калибрационный набор (например, калибрационный набор N-типа в нашем примере).

тип разъема	частотный диапазон	механически совместим с	примечание
N	DC до 18 ГГц	–/–	1)
14 mm	DC до 8,5 ГГц	–/–	для высоких уровней мощности
7–16	DC до 8,5 ГГц	–/–	для высоких уровней мощности
PC7	DC до 18 ГГц	–/–	бесполюй
PC3.5	DC до 34 ГГц	SMA; K	–/–
SMA	DC до 18 ГГц	3,5 mm; K	2)
2,92 mm (K)	DC до 40 ГГц	SMA; 3,5 mm	–/–
2,4 mm	DC до 50 ГГц	1,85 mm	–/–
1,85 mm (V)	DC до 67 ГГц	2,4 mm	–/–
1,00 mm	DC до 110 ГГц	–/–	–/–

Таблица 3.4.6 Типовые коаксиальные ВЧ разъемы с характеристическим импедансом 50 Ω .

Примечания к таблице:

- 1) Альтернативно данные разъемы доступны в 75 Ω варианте. Прямое соединение версий разъемов на 50 Ω и на 75 Ω невозможно, и даже может приводить к повреждению разъемов!
- 2) Данное семейство разъемов представляет экономичную альтернативу разъему типа PC3.5. В альтернативных разъемах используется PTFE диэлектрик, и это повышает механическую прочность. Однако ВЧ характеристики оказываются хуже, чем для разъема PC3.5.

Не вставляемые устройства

Многие ИУ используют несовпадающие типы разъемов на ВЧ портах (например, порт 1: N-тип, розетка и порт 2: тип PC3.5, розетка). Подобные ИУ этого сорта известны как **не вставляемые устройства**. Тестовые порты анализатора цепей должны быть снабжены подходящими адаптерами (см. рис. 3.4.9). Чтобы предотвратить ухудшение точности измерений, адаптеры должны вводиться в измерительную установку перед началом процесса калибровки. Требуется применять подходящий калибрационный набор для каждого разъема различного типа. Калибрационный набор должен включать, как минимум, стандарты, которые необходимы для однопортовых измерений. Проходное соединение между измерительными портами, которые оснащены разъемами различных типов, должно быть выполнено с использованием адаптеров. Однако здесь возникает проблема, состоящая в том, что в отличие от проходных стандартов, адаптеры обычно не характеризуются. Однако обыкновенные адаптеры фактически удовлетворяют требованиям,

предъявляемым к неизвестным проходным переходникам (раздел 3.3.1). Предварительное условие состоит лишь в том, что анализатор цепей должен позволять использовать в качестве калибровочных стандартов неизвестные проходные переходники.

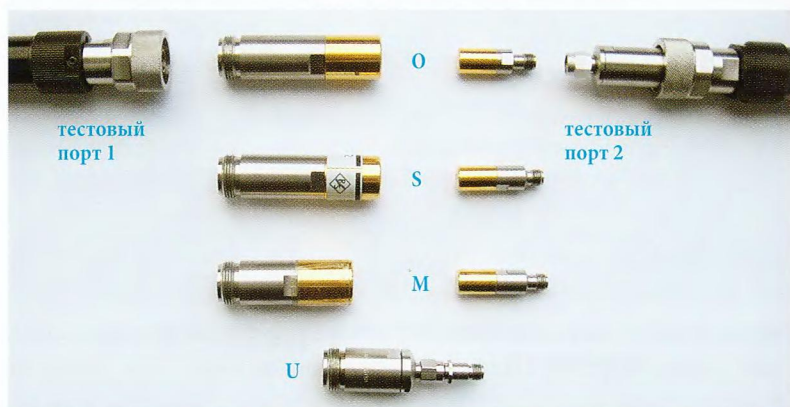


Рис. 3.4.9 Калибровочные стандарты и адаптеры для не вставляемых испытуемых устройств.

В некоторых анализаторах цепей вместо описанной выше процедуры выполняется многоэтапная процедура, известная как «устранение адаптеров» (англ., adapter removal). Она основана на 12-компонентной модели ошибки, и может быть также реализована с анализатором цепей с $N + 1$ приемниками (Рис. 2.10.1).

Последовательное введение адаптеров

Если никакая из описанных выше процедур не может быть выполнена (например, из-за отсутствия подходящего калибровочного набора), адаптер можно вводить в ИУ только после окончания процесса калибровки. Однако это приводит к ухудшению эффективных данных системы. Эффективная остаточная направленность может быть рассчитана с использованием формулы (2.4-3). Здесь $s_{\pi 11}$ соответствует величинам s_{11ad} и s_{22ad} (см. рис. 3.4.8). При вычислениях, использующих формулу (2.4-3), обычно можно пренебречь вносимыми потерями адаптера, поскольку $s_{\pi 21} = 1$. Эмпирическое правило оказывается следующим: эффективная направленность ухудшается адаптером до значений s_{11ad} или s_{22ad} . Следовательно, адаптер должен обеспечивать наилучшее возможное согласование на его портах. На практике имеют место значительные отличия между экономичными моделями адаптеров, и высокока-

чественными адаптерами (например, с обратными потерями 32 дБ на частоте 4 ГГц). Чтобы иметь возможность правильного измерения фаз, анализатор цепей должен принимать во внимание подходящее смещение длины. Механическая добавочная длина адаптера (см. рис. 3.4.8) является функцией расстояния между опорными плоскостями от входа адаптера до выхода адаптера, а не от внешних (механических) размеров адаптера. Добавляемая длина, которая должна быть предусмотрена на анализаторе цепей, обычно должна быть немного больше, чем механическая длина. Причины этого заключаются в следующем:

- ◆ Удлинение с коэффициентом $\sqrt{\epsilon_r}$ из-за диэлектрика с $\epsilon_r > 1$, входящего в адаптер.
- ◆ Увеличение длины из-за нерегулярностей внутреннего и внешнего проводников.
- ◆ Возрастание длины из-за влияния диэлектрической поддержки внутреннего проводника.

3.4.6 Неполная техника калибровки

Техники калибровки, обсуждавшиеся в предыдущих разделах, базировались на полной модели ошибки. При этом принимались во внимание все соответствующие линейные систематические ошибки измерений. Чтобы использовать эти техники коррекции для ИУ, имеющих более одного порта, анализатор цепей должен измерять все S-параметры испытываемого устройства, независимо от того, какие из них индицируются, а какие нет. Поэтому невозможно уменьшить время измерений, сокращая набор индицируемых S-параметров. Кроме того, специфические технические ограничения могут сделать невозможным измерения всех S-параметров испытываемого устройства. Некоторые конкретные примеры будут даны позже. В этих случаях анализатор цепей может выполнить, по существу, лишь некоторые неполные техники калибровки.

Нормировка

Если требования по точности невысоки, можно использовать нормировку вместо техники, описанной в разделах 3.4.1–3.4.4. Следует различать следующие случаи:

- ◆ Нормировка отражения, при которой нормируется один из параметров отражения s_{11} , s_{22} и т.д. Здесь опорным является калибрационное измерение с нагрузкой ХХ или КЗ.
- ◆ Нормировка передачи, при которой нормируется один из параметров передачи s_{21} , s_{12} и т.д. Здесь опорным является измерение с проходным переходом.

Можно показать, что для каждого нормированного S-параметра требуется точно одно калибрационное измерение с одним стандартом. Характеристические данные стандарта для сравнения вводятся в анализатор цепей. Анализатор измеряет только те S-параметры, которые предназначены для вывода. Дополнительные S-параметры при использовании нормировки не нужны. Конечно, при нормировке учитывается только часть линейных систематических ошибок, и нормировка не может использоваться для полной коррекции ошибки. В результате может появиться значительная остаточная неопределенность измерений. Нормировка передачи удобна, например, для измерительной установки, показанной на рис. 7.1.5. Из-за особых свойств источника на измерительном порту 1, имеется возможность проводить измерения однонаправленно, то есть только от порта 1 до порта 2. Более того, невозможно осуществить измерение коэффициента отражения s_{11} от испытуемого устройства. Это означает, что полная коррекция системной ошибки, которая требует знания измеренных величин s_{12} и s_{11} , является не реализуемой при измерении коэффициента передачи s_{21} . Однако, возможность проведения нормировки передачи существует.

Однонаправленная двух-портовая техника калибровки

Подобно калибрационной технике, описанной выше, однонаправленная двух-портовая калибровка (однонаправленная работа) позволяет сохранить одно и то же постоянное направление измерений. Для всех измерений, необходимых при этой технике, один и тот же измерительный порт всегда работает как активный порт. Полная одно-портовая калибровка выполняется только на этом активном тестовом порту. Калибровка передачи от активного тестового порта к другому (пассивному) тестовому порту выполняется с использованием проходного соединения. В этой технике выделяющий элемент в пассивном тестовом порту не является необходимым. Похожая ситуация в тестовом порту 2 была показана на рис. 2.4.1. Вследствие применения фиксированного аттенюатора

на 13 дБ там получается плохое значение поправки на направленность (см. Таблицу 2.4.1). Ошибки измерений, которые возникают в результате множественных отражений между пассивным тестовым портом и выходом ИУ, при однонаправленной двух-портовой калибровке не корректируются. Как следствие, в случае измерений устройств, рассогласованных на выходной стороне, пассивный тестовый порт должен быть хорошо согласован (например, в схеме, показанной на рис. 2.4.1, должен быть применен фиксированный аттенюатор с очень низкими обратными потерями). При измерении коэффициента отражения s_{11} на активном тестовом порте, влияние пассивного тестового порта зависит от характеристик передачи ИУ. При однонаправленным ИУ (например, если измеряется идеальный микроволновый вентиль) качество согласования пассивного тестового порта не имеет значения. Однако ситуация будет прямо противоположной для двунаправленного ИУ, особенно если оно имеет низкие вносимые потери (например, линия передачи с малым затуханием). Описанная здесь техника калибровки может быть распространена на случай наличия N тестовых портов. Естественно, при этом потребуются калибровка передачи от активного порта к каждому из $N - 1$ пассивных портов. Поскольку только один порт является активным, все необходимые действия могут быть выполнены в пределах одного парциального измерения (см. раздел 2.7.1). Таким образом, чистое время измерений ИУ по схемам анализаторов цепей, показанным на рис. 2.1.1 и на рис. 2.10.1, получается практически одинаковым как для нормировки, так и для однонаправленной двух-портовой калибровки.

3.4.7 Практические подсказки для калибровки

Как базовое правило, подходящий калибрационный набор должен быть доступен для каждого типа разъема, который используется в анализаторе. Поскольку свойства стандартов калибровки ухудшаются за счет изнашиваемости, они должны регулярно верифицироваться. Или иначе: их общие условия могут контролироваться, когда верифицируется неопределенность измерений калиброванного анализатора цепей, подобно тому, как это обсуждалось в разделе 3.5. Эта форма верификации необходима, так или иначе, если неопределенность измерений должна гарантироваться вместе с результатами. Более того, калибровка должна повторяться через

регулярные интервалы. Этот реальный временной интервал будет зависеть от требуемой точности измерений, температурной стабильности окружающей среды, качества кабелей, которые используются, и от полной ИУ. Заметьте, что, модифицируя предустановки каналов, которые являются физическими условиями, лежащими в основе измерений (например, стартовая частота, число точек измерения ...), можно сделать калибровку недействительной или можно вовлечь интерполяцию данных калибровки. По своей природе любая интерполяция приводит к снижению точности. В отличие от этого, изменение настройки графика не будет влиять на точность калибровки. Следующая таблица должна помочь вам в правильном доступе к соответствующим факторам влияния.

действие	влияние	нет влияния	интерполяция	потеря обоснованности
модификация выходного уровня тестового порта		X ¹⁾		
модификация полосы пропускания по ПЧ		X ¹⁾		
ослабление и повторное затягивание соединений		X ²⁾		
модификация формата графика		X		
изменение измеренной величины к S, Y, X параметрам или μ_1 , μ_2 , k коэффициентам		X		
модификация шкалы		X		
уменьшение индицируемого частотного диапазона или увеличение числа точек измерений			X	
переключение к логарифмической развертке			X	
замена или удлинение кабелей испытательных портов				X
увеличение индицируемого частотного диапазона				X
переход к волновым величинам или волновым отношениям или использование возможностей по преобразованию частоты				X
переключение к ступенчатому аттенуатору		X ³⁾		X ³⁾

Таблица 3.4.7 Влияние различных действий на калибровку.

Замечания к таблице:

- 1) Предполагая, что анализатор цепей и ИУ демонстрируют линейное поведение.
- 2) В зависимости от повторяемости разъемов.
- 3) Переключение ступенчатого аттенуатора приемника всегда приводит к потере обоснованности. В случае ступенчатого аттенуатора генератора мы должны различать между двумя реализациями, показанными на рис. 2.4.5 и рис. 2.4.6.

Пять моделей ошибок (5-компонентная, 7-компонентная, 10-компонентная, 12-компонентная и 15-компонентная модели) и калибровочная техника, которая базируется на них, поясняются следующей таблицей. Имя каждой техники выведено из используемых калибрационных стандартов.

техника калибровки	OSM	TOM	TRM	TRL	TNA	UOSM	TOSM	TOM-X
модель ошибки	3-компонент	7-компонент	7-компонент	7-компонент	7-компонент	7-компонент	12-компонент	15-компонент
подходит для измерений передачи		✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
нет ограничений по полосе из-за сингулярностей	✓	✓	✓		✓	✓	✓	✓
безусловная верификация ошибки		✓						
частично неизвестные стандарты			✓	✓	✓	✓		
рассмотрение зависимых от ИУ перекрестных помех								✓
использование стандартов различных полов		✓	✓ ¹⁾	✓ ¹⁾	✓ ¹⁾	✓	✓	✓
удобное для невставляемых ИУ						✓		
возможно использование скользящего согласования	✓	✓	✓			✓	✓	
хорошо подходит для измерения на подложке			✓	✓	✓	✓		✓
достижение эффективной направленности	+	+	+	+++	+	+	+	+
число приемников в N-портовом анализаторе цепей	$N + 1$	$2N$	$2N$	$2N$	$2N$	$2N$	$N + 1$	$2N$
минимальное число калибрационных стандартов	3	3	3	3	3	4	4	5
контактов ²⁾ в двух-портовом анализаторе	3	6	6	6	6	8	8	10

Таблица 3.4.8 Сводка свойств различных моделей ошибки и калибрационных техник.

Замечания к таблице:

- 1) Предполагая, что стандарты вырабатывают симметричные отражения.
- 2) Число «контактов» используется, чтобы оценивать величину работы, используемой для процедуры калибровки. Под контактом мы понимаем установление электрического соединения. Например, монтирование одно-портового стандарта требует один контакт. Монтирование двух-портового стандарта требует два контакта.

3.5 Верификация

Как уже обсуждалось в начале главы 3, коррекция ошибки системы возможна только для компенсации систематической ошибки измерений. Процесс коррекции не может ничего предпринимать по отношению к случайным ошибкам измерений. Более того, точность коррекции системной ошибки ограничивается неопределенностью, с которой мы знаем характеристические данные стандартов калибровки. В современных анализаторах цепей это обычно ограничивающий фактор, когда выполняются исключительно прецизионные измерения.

Конечно, мы должны различать это от неправильных калибровок, которые возникают, как результат ошибок оператора, дефектных анализаторов цепей и поврежденных стандартов. Безусловный достоверный контроль, обеспечиваемый техникой ТОМ калибровки, помогает заранее обнаружить ошибочную калибровку в этом процессе. Т-контроль и стандарт Битти, представленные в разделе 3.5.1, служат подобной цели.

Для целей верификации мы не можем просто повторно использовать стандарты (нагрузки ХХ, КЗ и согласованная нагрузка), которые мы использовали для калибровки. Как показано в следующем вычислительном примере, этот сорт **признания** стандартов также является неудобным для обнаружения ошибочных калибровок. Давайте предположим, что согласование, обеспечиваемое калибрационным набором, является дефектным и имеет вместо 50 Ω импеданс 25 Ω . Мы будем рассматривать OSM технику калибровки для этого примера. В процессе процедуры калибровки дефектное согласование измеряется анализатором цепей, который измеряет коэффициент отражения, соответствующий 25 Ω , как исходное измеренное значение $M_M = -1/3$. Используя формулу (3.4-7), анализатор вычисляет компоненты ошибки $e_{00} = M_M = -1/3$. После завершения процесса калибровки, дефектное согласование измеряется вместо ИУ. Анализатор измеряет исходное значение $M_{ИУ} = M_M = -1/3$. В процессе коррекции системной ошибки, используя формулу (3.4-10), вычисляется «скорректированный» коэффициент отражения $\Gamma_{ИУ} = (M_{ИУ} - e_{00})/(...) = (-1/3 + 1/3)/(...) = 0$. Это точное значение, которое пользователь ожидает для согласования, которое не является дефектным. Но если мы используем безупречное согла-

сование от другого калибрационного набора, как верификацию ИУ, анализатор измерял бы исходное значение $M_{\text{вер}} \approx 0$ и вычислял бы «скорректированный» результат $\Gamma_{\text{вер}} \gg 0$ из-за неправильного значения e_{00} . Это было бы ясной индикацией ошибочной калибровки, ошибочного стандарта или неисправного анализатора, потому что мы ожидаем $\Gamma_{\text{вер}} \approx 0$ при безупречном согласовании. На практике мы должны предположить разрегулировки, которые много меньше, чем в этом численном примере. Обычно используется шкала дБ для отображения отражения $a_{\text{вер}}$ вместо коэффициента $\Gamma_{\text{вер}}$. Предполагая, что общая измерительная установка имела бы отражение $a_{\text{вер}} > -30$ дБ, как первую индикацию возможной ошибки. Однако мы просто не знаем, является ли один или более стандартов дефектными, и если это так, то какие стандарты являются дефектными. Если мы контролируем дважды одно-портовую калибровку, измеряя три стандарта – разомкнутый, короткозамкнутый и согласующий из второго калибрационного набора, мы сможем рассчитать эффективные системные данные. Но необходимо принять во внимание все характеристические данные стандартов, используемых для двойного контроля, и их неопределенности. Поскольку эти неопределенности обычно имеют тот же порядок величины, как и ожидаемые эффективные системные данные, этот метод является только академическим примером. На практике второй калибрационный набор должен быть заменен проверенными стандартами, подобно описанному в разделе 3.5.2. Эти стандарты специально спроектированы для удовлетворения требований высокой точности.

3.5.1 Т-контроль и стандарт Битти

Т-контроль

Замечание по применению [1EZ43] относится к так называемому Т-контролю, который служит как **тест точности измерения** для анализаторов цепей. Он основан на Т-переходе, который имеет импеданс Z в его порту 3. Ниже мы называем эту цепь **Т-контроллером**.

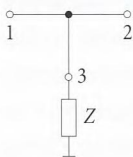


Рис. 3.5.1
Базовая схема
Т-контроллера.

Анализатор цепи соединен к портам 1 и 2 Т-контроллера. До тех пор пока размеры длины Т-перехода достаточно малы, мы можем рассматривать его как не имеющего собственных потерь. Это предположение выполняется для большинства коммерчески доступных Т-переходов. S-матрица для трех-портовой цепи без потерь осуществляет то, что называется условием унитарности $S(S^*)^T = 1$. Поскольку это условие выполняется, мы можем вывести следующие уравнения, взяв произведение матриц $S(S^*)^T$ и выполнив несколько преобразований.

$$|s_{13}| \cdot |s_{23}| = |s_{11}s_{21}^* + s_{12}s_{22}^*| \quad (3.5-1)$$

$$|s_{13}| \cdot |s_{23}| = \sqrt{(1 - |s_{11}|^2 - |s_{12}|^2)(1 - |s_{21}|^2 - |s_{22}|^2)} \quad (3.5-2)$$

Из правой части формул (3.5-1) и (3.5-2) мы определяем следующее соотношение:

$$c_T = \frac{|s_{11}s_{21}^* + s_{12}s_{22}^*|}{\sqrt{(1 - |s_{11}|^2 - |s_{12}|^2)(1 - |s_{21}|^2 - |s_{22}|^2)}} \quad (3.5-3)$$

Эта скалярная величина известна как **параметр Т-контроллера**. Как мы можем видеть прямо из левых частей формул (3.5-1) и (3.5-2), эта величина имеет единичное теоретическое значение, хотя компоненты числителя и знаменателя в формуле (3.5-3) не могут быть непосредственно преобразованы одно в другое. Формула (3.5-3) не содержит коэффициента отражения для импеданса, присоединенного к порту 3. Другими словами, импеданс в порту 3 не оказывает никакого влияния на параметр c_T Т-контроллера. Следовательно, он может предполагаться имеющим любое произвольное значение $0 << Z << \infty$, например, 50 Ω . S-параметры, измеренные в портах 1 и 2, являются подходящими для Т-контроллера. Они измеряются анализатором цепей. Однако они имеют ошибки измерения и, как результат, формула (3.5-3) вырабатывает значение, которое отличается для них от $c_T = 1$. Отклонение от идеального значения указывает на присутствие неопределенности измерений в измеряемом анализаторе цепей.

Можно построить ваш собственный Т-контроллер, используя достаточно простые средства. Другим преимуществом Т-контроллера является то, что он не требует любых характеристических данных. Чтобы выполнить Т-контроль, сначала измеряются четыре S-параметра для Т-контроллера с помощью испытываемого анализатора цепей. Эти значения сохраняются в формате, совместимом с Тачстоунс (Touchstones). Основываясь на этих данных, программа Т-контроллера, доступная в замечаниях по применению [1EZ43], вычисляет параметр c_T Т-контроля и отображает его в функции от частоты, как показано на рис. 3.5.2. Отклонения вплоть до $\pm 10\%$ считаются малыми. В анализаторе, который откалиброван аккуратно, отклонения более чем 15% не должны иметь место.

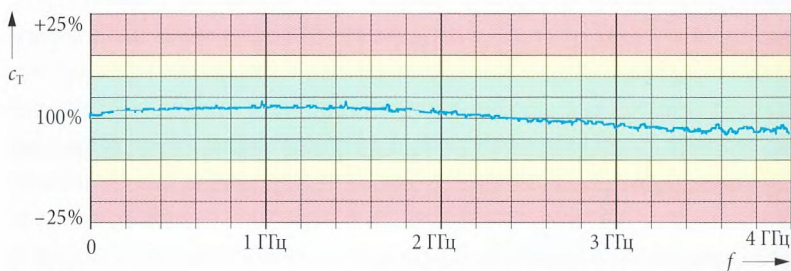


Рис. 3.5.2 Выборочная оценка, используя программу Т-контроллера.

Стандарт Битти

Названный в честь Роберта В. Битти (Robert W. Beatty (NIST)), этот верификационный стандарт состоит из $50\ \Omega$ воздушной линии, которая содержит $25\ \Omega$ отрезки линий передачи.

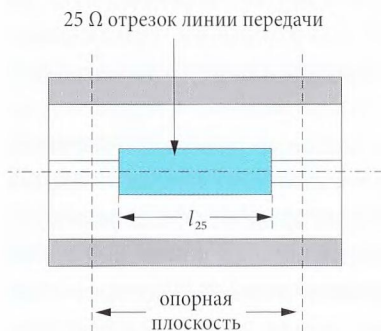


Рис. 3.5.3
Стандарт Битти.

Стандарт Битти соединяется как двух-портовое ИУ к анализатору цепей. В процессе измерения отражения на портах 1 и 2 $25\text{-}\Omega$ отрезок линии передачи вызывает частотно-зависимое преобразо-

вание. Теоретически ожидаемые значения отражения могут быть определены, используя диаграмму Смита, как показано ниже.

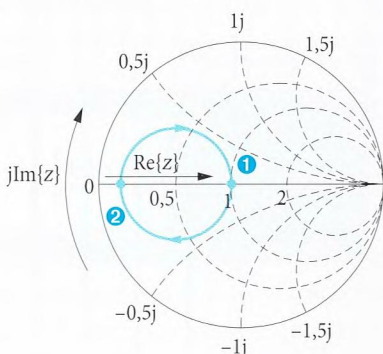


Рис. 3.5.4
Диаграмма Смита
для стандарта Битти.

Для $f = 0$ Гц никакой трансформации ожидать не следует; это соответствует точке ❶ на рис. 3.5.4, где $\Gamma = 0$. По мере возрастания частоты, коэффициент отражения перемещается по направлению часовой стрелки до точки ❷, которая достигается для $f_0 = c/(4l_{25})$. Тогда 25Ω секция линии передачи вырабатывает точно $\lambda/4$ преобразование и мы считываем $Z/Z_0 = 0,25$, что соответствует $\Gamma = -0,6$. Если частота далее увеличивается, длина волны λ продолжает падать, так что окончательно между длиной 25Ω секции и длиной волны соотношение $l_{25} = \lambda/2$ удерживается так, что точка ❶ достигается вновь. Дальнейшее вращение по кругу вызывает повторение тех же самых процессов, которые здесь описаны. Рис. 3.5.5 показывает результаты моделирования для модулей коэффициента отражения (голубой) и коэффициентов передачи (черный). При увеличении частоты влияние потерь вдоль линии увеличивается. Типично, общие потери линии передачи равны нескольким десяткам 0,1 дБ.

Как мы можем видеть из голубых кривых на рис. 3.5.5, стандарт Битти покрывает относительно большой диапазон коэффициентов отражения от $a_r = 4,44$ дБ до примерно 30 дБ. Коэффициент передачи a_{s21} (черная кривая) флуктуирует между 0 дБ и $-1,94$ дБ. Чтобы оценить результат для испытываемого анализатора цепей, должны быть обеспечены характеристические данные стандарта Битти. Эти данные указаны на рисунке, используя красные кружки.

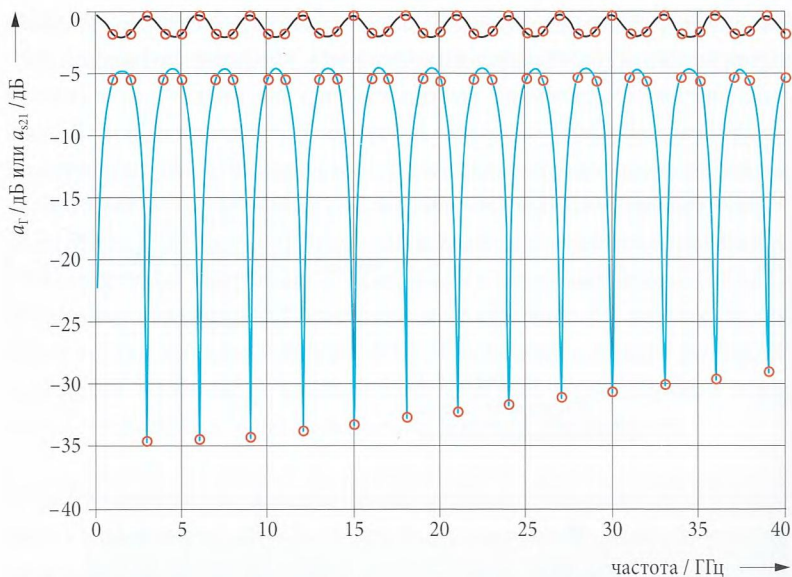


Рис. 3.5.5 Коэффициенты передачи (черный) и отражения (голубой) в пренебрежении потерями.

3.5.2 Измерение эффективных системных данных

Информация о точности, полученная тестами на точность, описанными в предыдущем разделе (Т-контроль или стандарт Битти), является правильной только для некоторых конкретных ИУ. Они не могут быть приняты для любого ИУ. Цель **полной верификации** – оценить остаточные неопределенности измерения, которые возникают после калибровки для любого произвольного линейного ИУ. Основой для расчета этой ошибки являются эффективные системные данные. По своей природе эффективные системные данные $e_{00\text{eff}}, e_{01\text{eff}}, e_{10\text{eff}}, e_{11\text{eff}}, e_{22\text{eff}}, e_{32\text{eff}}, e'_{01\text{eff}}, e'_{11\text{eff}}, e'_{22\text{eff}}, e'_{23\text{eff}}, e'_{32\text{eff}}, e'_{33\text{eff}}$ соответствуют 12 компонентам ошибки в 12-компонентной модели ошибки, описанной в разделе 3.4.3. Конечно, они связаны с остаточными ошибками прибора, который уже прошел калибровку, в то время как компоненты ошибки связаны с некалиброванным анализатором цепей.

Эффективная направленность

Испытательная установка, показанная ниже, присоединяется к интересующему испытательному порту. **Рассогласование**, которое

используется, должно иметь обратные потери примерно 20 дБ. Рас-
согласование с существенно лучшим или худшим согласованием
оказывается неудобным для такого измерения!

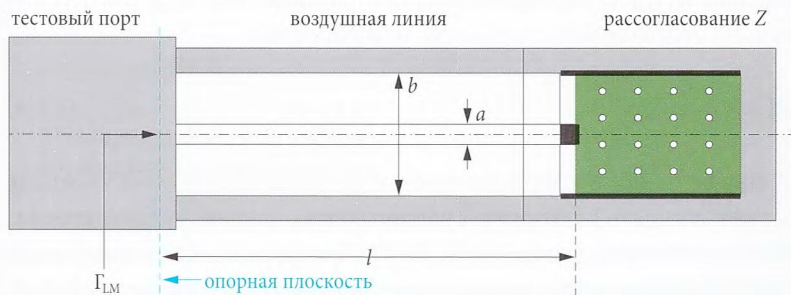


Рис. 3.5.6 Конфигурация для определения эффективной поправки на направленность.

Как отмечалось в разделе 3.3.1, возможно изготовить воздушную
линию с конкретным характеристическим импедансом Z_C с большо-
й точностью. Основываясь на отношении диаметров a и b , мы
можем использовать формулу (3.3-6) для контроля этого импе-
данса и сравнения его с национальным стандартом длины. В теку-
щей испытательной установке воздушная линия имеет такие раз-
меры, что ее характеристический импеданс Z_C соответствует опор-
ному импедансу Z_0 настолько точно, как это только возможно. Сле-
довательно, мы будем предполагать здесь, что $Z_C = Z_0$.

Прежде чем выполнять любые дальнейшие рассмотрения, мы
должны детализировать коэффициент отражения Γ_{LM} , который
обеспечивается нашим верификационным стандартом: рассогла-
сование Z трансформируется воздушной линией, соответствуя ее
длине l и частоте f . Соответствующий комплексный коэффициент
отражения Γ_{LM} , имеющий место на различных частотах, лежит на
окружности. Поскольку $Z_C = Z_0$, центр этой окружности располо-
жен в начале координат $\Gamma = 0$ на плоскости комплексного коэффи-
циента отражения.

При измерении коэффициента отражения Γ_{LM} калиброванным век-
торным анализатором цепей эффективные системные данные будут
влиять на результаты измерений. Соотношение между коэффициен-
том отражения ИУ Γ_{IU} , компонентами ошибки e_{00} , e_{10} , e_{11} и измерен-
ным значением M было описано в разделе 3.4, используя формулу

(3.4-3). Эта формула может быть также использована для эффективных системных данных $e_{00\text{eff}}$, $e_{10\text{eff}}$, $e_{11\text{eff}}$ и для текущего коэффициента отражения Γ_{LM} . Поскольку $|\Gamma_{LM}| \approx 0,1$ (20 дБ) и $|e_{11\text{eff}}| < 1$, произведение Γ_{LM} и $e_{11\text{eff}}$ удовлетворяет условию $|\Gamma_{LM} \cdot e_{11\text{eff}}| \ll 1$, и мы можем использовать следующее приближение.

$$M = e_{00\text{eff}} + e_{10\text{eff}} \cdot \Gamma_{LM} \quad (3.5-4)$$

В соответствии с комплексными величинами формулы (3.5-4) мы можем ожидать векторную суперпозицию, формирующую кривую геометрического места точек $M(f)$. Его форма может быть выведена анализом двух комплексных компонентов в формуле (3.5-4). Второй компонент приводит к окружности радиуса $|\Gamma_{LM} \cdot e_{10\text{eff}}|$. Этот радиус задается модулями коэффициента отражения $|\Gamma_{LM}|$ и эффективной поправкой на отражение $|e_{10\text{eff}}|$. Первый компонент приводит к параллельному перемещению окружности вектором эффективной направленности $e_{00\text{eff}}$.

В диапазоне выше обоснованной минимальной частоты (минимальная частота определяется длиной l воздушной линии) мы можем предположить, что фаза коэффициента отражения Γ_{LM} изменяется существенно быстрее по сравнению с частотой, чем у любого другого частотно-зависимого поведения, которое могло бы иметь место в величинах $e_{00\text{eff}}$ и $e_{10\text{eff}}$. Таким образом, мы можем предположить, что перемещение, задаваемое вектором $e_{00\text{eff}}$, и радиус, задаваемый $|e_{10\text{eff}}\Gamma_{LM}|$, являются постоянными величинами в пределах окрестности одного поворота вокруг окружности. Следующий рисунок показывает ситуацию, предполагающую условие $|e_{00\text{eff}}| < |e_{10\text{eff}}\Gamma_{LM}|$. Это условие выполняется, потому что эффективная поправка на направленность обычно много меньше, чем наше рассогласование с его обратными потерями 20 дБ.

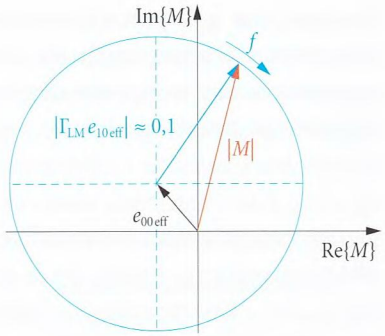


Рис. 3.5.7

Плоскость комплексного коэффициента отражения с кривой геометрического места точек $M(f)$.

Калиброванный анализатор цепей выполняет частотное качание, которое перекрывает диапазон, подлежащий верификации. Модуль коэффициента отражения показывается как измеряемая величина, используя линейную шкалу. При рассматривании рис. 3.5.7 мы можем вообразить, что длина вектора M будет изменяться в процессе частотного качания. Считаем, что модуль $|M|$ будет флуктуировать между $|e_{10\text{eff}}\Gamma_{LM}| - |e_{00\text{eff}}|$ и $|e_{10\text{eff}}\Gamma_{LM}| + |e_{00\text{eff}}|$. Чтобы продемонстрировать это в реальной системе, описываемое измерение было выполнено, что привело к рис. 3.5.8.

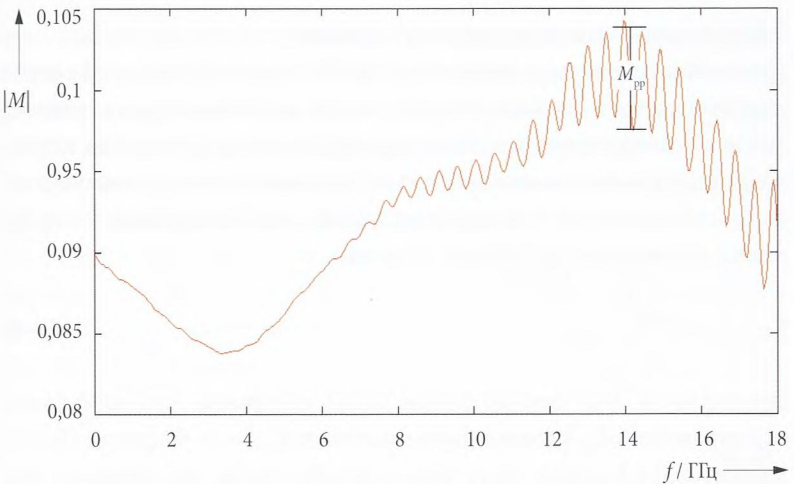


Рис. 3.5.8 Измеренная величина $|M|$ в функции от частоты f .

Поскольку модуль $|M|$ меняется на $\pm e_{00\text{eff}}$, эффективная поправка на направленность $e_{00\text{eff}}$ может быть рассчитана из колебаний M_{pp} от пика до пика по кривой рис. 3.5.8.

$$|e_{00\text{eff}}| = M_{\text{pp}}/2 \tag{3.5-5}$$

Совершенно другая ситуация происходит, если мы выполняем измерение некалиброванным анализатором цепей для того, чтобы определить его «сырую» поправку на направленность e_{00} . При неблагоприятных условиях предположение $|e_{00\text{eff}}| < |e_{10\text{eff}}\Gamma_{LM}|$ не может выполняться с соответствующими компонентами ошибки e_{00} и e_{10} . Как следствие, комплексно сформатированный результат измерения M является существенным для предотвращения любой неоднозначности. Кроме того, исходные системные данные, такие, как e_{00} и e_{10} , демонстрируют значительную частотную зависимость, чем эффективные системные данные, используемые в предыдущих параграфах. Следовательно, измерение исходной направленности e_{00} должно осуществляться на фиксированной частоте. Вместо частотного качания следует менять длину l для получения окружности. Для этой цели мы рекомендуем использование скользящего согласования (см. раздел 3.3.1). Используя его различные положения регулировки на фиксированной частоте, можно определить индивидуальные точки на окружности в плоскости комплексного коэффициента отражения (см. диаграмму Смита на рис. 3.3.7). Центр окружности определяется вектором e_{00} .

Эффективное согласование источника

Для этой верификации измерений мы используем установку, подобную показанной на рис. 3.5.6. На месте рассогласования, однако, мы используем нагрузку КЗ. Для коэффициента отражения короткозамыкателя мы имеем $\Gamma_S \approx 1$. Для каскадной цепи, состоящей из короткозамыкателя и воздушной линии, мы определяем коэффициент отражения следующим образом:

$$\Gamma_{LS} = \Gamma_S \cdot e^{-j4\pi l/\lambda} \quad (3.5-6)$$

Предполагая, что потери линии малы, получаем, что коэффициент отражения Γ_{LS} удовлетворяет условию $|\Gamma_{LS}| \approx 1$. Формула (3.4-3) из раздела 3.4 может быть использована таким же образом, как она использовалась для определения эффективной поправки на направленность. Однако из-за изменения пропорций мы должны использовать следующее приближение:

$$M = e_{00\text{eff}} + e_{10\text{eff}}(\Gamma_{LS} + e_{11\text{eff}}\Gamma_{LS}^2) \quad (3.5-7)$$

Это требует разложения коэффициента $1/(1-e_{11\text{eff}} \cdot \Gamma_{LS})$ из формулы (3.4-3) в степенной ряд. Разложение в ряд обрывается после квадратичного члена. Это означает, что только отражения, показанные на рис. 3.5.9, рассматриваются между испытательным портом и верификационным стандартом.

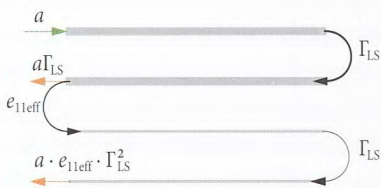


Рис. 3.5.9
Иллюстрация к формуле (3.5-7).

В нашем последующем анализе мы будем предполагать, что вкладом эффективной поправки на направленность $e_{00\text{eff}}$ в формуле (3.5-7) можно пренебречь. Кроме того, эффективная поправка на отражение устанавливается как $e_{10\text{eff}} = 1$. Применяя формулу (3.5-6), мы получаем следующее уравнение:

$$M = \Gamma_S e^{-j4\pi l/\lambda} + e_{11\text{eff}} \Gamma_S^2 e^{-j8\pi l/\lambda} \quad (3.5-8)$$

Мы можем проиллюстрировать векторную суперпозицию двух компонентов из формулы (3.5-8) на плоскости комплексного коэффициента отражения (см. рис. 3.5.10). Первый член характеризует вектор длиной $|\Gamma_S|$, который вращается по часовой стрелке на $4\pi l/\lambda$. Второй вектор (складываемый векторно) имеет длину $|e_{11\text{eff}} \Gamma_S^2|$ и вращается с удвоенной угловой скоростью $8\pi l/\lambda$.

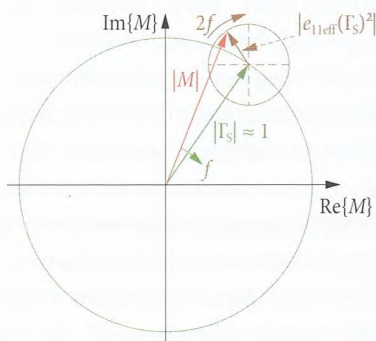


Рис. 3.5.10
Векторная суперпозиция для формулы (3.5-8).

Модуль вектора M , т.е. $|M|$, показывается откалиброванным анализатором цепей, используя линейную шкалу.

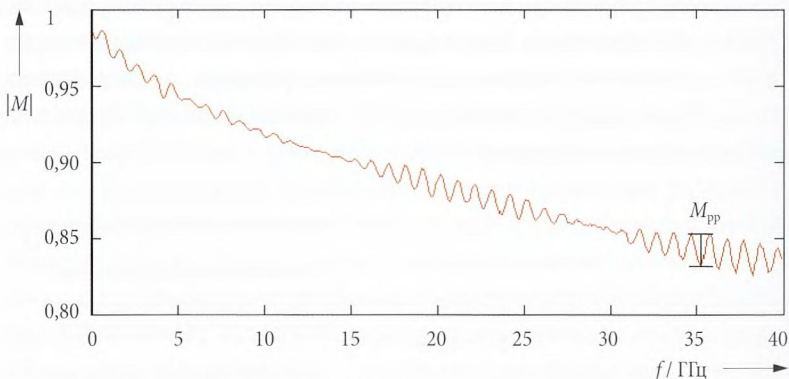


Рис. 3.5.11 Измеренная величина $|M|$ в функции от частоты f .

Вращение вектора Γ_s не влияет на модуль $|M|$, поскольку Γ_s вращается вокруг центральной точки $M = 0$. Однако, вращение вектора $e_{11\text{eff}}(\Gamma_s)^2$ влияет на модуль $|M|$. Оно вызывает пульсации $M_{\text{pp}} = 2|e_{11\text{eff}}\Gamma_s^2|$. Следовательно, мы рассчитываем эффективное согласование источника следующим образом:

$$|e_{11\text{eff}}| = \frac{M_{\text{pp}}}{2} \cdot \frac{1}{|\Gamma_s|^2} \quad (3.5-9)$$

Поскольку значение $|\Gamma_s|$ обычно неизвестно, мы используем усреднение измеренного значения $|M|$ в окрестности M_{pp} . Недостаток такого подхода заключается в том, что величинами $e_{00\text{eff}}$ и $e_{10\text{eff}}$ пренебрегают. На практике они вызывают эффекты периодических флуктуаций, также наблюдаемые на рис. 3.5.11. Величины $e_{00\text{eff}}$ и $e_{10\text{eff}}$ вызывают значительные неопределенности измерений при определении эффективного согласования источника $e_{11\text{eff}}$. Мы увидим более точную технику, вовлекающую преобразование во временную область в разделе 6.4.

Эффективная поправка на отражение

Мы не можем непосредственно измерить поправку на отражение. Если мы используем испытательную установку, описанную выше (воздушная линия с КЗ), то единственный путь для различения компонентов e_{01} и e_{11} это использование трансформации во временную область, описанную в главе 5. Для дальнейших деталей обратитесь к примеру измерений в разделе 6.4. Типичные значения эффек-

тивной поправки на отражение расположены в диапазоне $\pm 0,01$ дБ, что затрудняет их верификацию.

Изоляция (развязка)

Изоляция измеряется при максимально возможной мощности испытательного порта. Она зависит от коэффициентов отражения s_{11} , s_{22} , s_{33} ..., присоединенных к анализатору цепей. Максимальный динамический диапазон есть значение изоляции, демонстрируемое испытываемым прибором при неблагоприятных условиях. Все испытательные порты нагружены на закорачивающие стандарты $|s_{11}| = 1$, $|s_{22}| = 1$, $|s_{33}| = 1$ и т.д. Выполняя проходные измерения s_{21} , s_{12} , s_{31} , s_{13} , s_{23} , s_{32} с очень маленькой полосой измерений, например, 10 Гц, мы можем прямо считывать максимальный динамический диапазон. Значения изоляции -140 дБ и лучше обычно встречаются в современных приборах.

Эффективное согласование нагрузки

Измерение согласования нагрузки требует прямого соединения двух испытательных портов, используя воздушную линию. Если необходимо, мы можем принять во внимание потери в воздушной линии как неопределенность измерений. S-параметр s_{11} измеряется как согласование нагрузки для прямого измерения, т.е. e_{22} . Подобно этому измеряется параметр s_{22} как согласование нагрузки для обратного измерения e'_{11} .

3.5.3 Букварь статистики

Нормальное распределение (Гауссовское распределение)

Мы можем записать случайные ошибки измеренной величины X , выполняя повторяющиеся измерения. Вообще говоря, измеренная величина X это предмет для многих статистически независимых факторов влияния и рассматривается имеющей нормальное распределение.¹⁾ В последующих дискуссиях мы сначала будем предполагать, что $N \rightarrow \infty$. Если мы построим относительную частоту, с которой некоторое измеренное значение x_n имеет место в декартовой системе координат, то мы получим колоколообразную форму

1) Это заключение известно как центральная предельная теорема статистики, например, [BS91] (см. стр. 677).

нормального распределения, показанную на рис. 3.5.12. Базируясь на $N \rightarrow \infty$ индивидуальных измерениях x_n , мы можем рассчитать правильное значение $x_{\text{прав}}$ измеряемой величины X следующим образом:

$$x_{\text{прав}} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n \quad (3.5-10)$$

Стандартное отклонение σ служит как мера ширины колоколообразной кривой. Интеграл в пределах $x_{\text{прав}} \pm \sigma$ от колоколообразной кривой соответствует вероятности того, что результат одиночного измерения x_n будет лежать в диапазоне $x_{\text{прав}} \pm \sigma$. Для нормального распределения эта вероятность равна приблизительно 68,3 %.

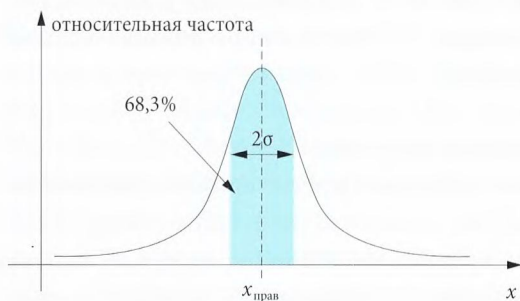


Рис. 3.5.12
Нормальное распределение.

На практике число измерений является конечным, т.е. $N < \infty$. Вместо правильного значения $x_{\text{прав}}$ мы получаем **оцененное значение** $\bar{x}$ измеряемой величины X . Она определяется как **линейное усреднение** индивидуальных результатов измерений x_n .

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n \quad (3.5-11)$$

Поскольку $N < \infty$, мы получаем **экспериментальное стандартное отклонение** $s(x)$ вместо стандартного отклонения σ .

$$s(x) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2} \quad (3.5-12)$$

Полезность величин $\bar{x}$ и $s(x)$ для аппроксимации $x_{\text{прав}}$ и σ зависит от количества N измеренных значений. Согласно теории наблюдаемых ошибок, разработанной К.Ф. Гауссом (C.F. Gauss), величины $\bar{x}$ и $s(x)$ представляют наилучшие возможные оценки параметров $x_{\text{прав}}$

и σ , связанные с колоколообразной кривой. Мы хотим знать, как близко оцененное значение $\bar{x}$ подходит к значению $x_{\text{прав}}$. Это определяется экспериментальным стандартным отклонением средней величины. Она определяется как:

$$u(x) = \frac{1}{\sqrt{N}} s(x) \quad (3.5-13)$$

Чем больше индивидуальных измерений мы выполняем, тем более точно оцененное значение будет аппроксимировать правильное значение. Если $N \rightarrow \infty$, мы имеем $\bar{x} = x_{\text{прав}}$ и $u(x) = 0$. Экспериментальное стандартное отклонение средней величины $u(x)$ обеспечивает статистическую неопределенность измерений, соответствующую нормальному распределению. Индивидуальное измерение x лежит в интервале $x = \bar{x} \pm u(x)$ с вероятностью 68 %. Чтобы определить расширенную неопределенность измерения, мы умножаем интервал на коэффициент перекрытия k :

$$x = \bar{x} \pm k \cdot u(x) \quad (3.5-14)$$

Связанные вероятности как функции k представлены в следующей таблице. Обычно они рассчитываются при расширенной неопределенности, где $k = 2$.

k	вероятность
0,675	50,00 %
1,000	68,27 %
1,500	86,64 %
2,000	95,45 %
2,500	98,76 %
3,000	99,73 %

Таблица 3.5.1

Расширенные неопределенности измерения.

Прямоугольное распределение

Некоторые ошибки, такие как ошибки округления, имеют **равномерное распределение (прямоугольное распределение)**. В таких случаях пределы a , b известны (например, для ошибки округления, происходящей от усечения всех цифр справа от десятичной точки мы имеем: $a = x_w - 0,5$; $b = x_w + 0,5$).

Мы можем определить оцененное значение следующим образом:

$$\bar{x} = \frac{b+a}{2} \quad (3.5-15)$$

Стандартное отклонение вычисляется так:

$$s(x) = \frac{b-a}{\sqrt{12}} \quad (3.5-16)$$

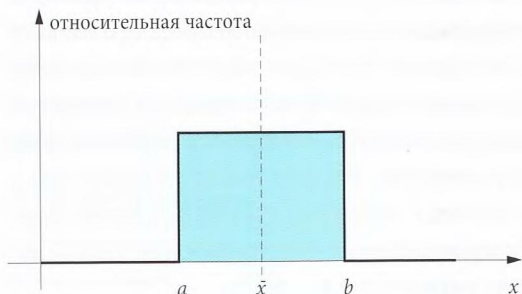


Рис. 3.5.13
Прямоугольное рас-
пределение.

Комбинированная стандартная неопределенность измерений

Во многих случаях измеряемая величина Y состоит из различных входных величин $X_1, X_2, \dots, X_M$, где соответствующие неопределенности $u_1, u_2, \dots, u_M$ известны. Мы хотели бы определить общую неопределенность u_c измеряемой величины Y . Предположим, что измеряемая величина Y рассчитывается с использованием следующего уравнения модели:

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_M) \quad (3.5-17)$$

Отсюда **частные производные** относительно входных величин $X_1, X_2, \dots, X_M$ могут быть рассчитаны следующим образом:

$$c_m = \frac{\partial f(X_1, X_2, \dots, X_M)}{\partial X_m} \quad \text{где } m = 1, 2, \dots, M \quad (3.5-18)$$

После расчета всех частных производных оцененные значения $\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_M$ входных величин должны быть подставлены как $X_1, X_2, \dots, X_M$ в формулу (3.5-18). Величины c_m , где $m = 1, 2, \dots, M$, тогда известны как **коэффициенты чувствительности**. Комбинированная стандартная неопределенность измерения u , которая связана с числом Y , вычисляется так:

$$u_c = \sqrt{\sum_{m=1}^M (u_m c_m)^2} \quad (3.5-19)$$

Полная неопределенность измерения u_c зависит от коэффициентов чувствительности $c_1, c_2, \dots, c_M$ и неопределенностей измерения $u_1, u_2, \dots, u_M$ для всех входных величин $X_1, X_2, \dots, X_M$.

3.5.4 Анализ неопределенности измерения

Если мы бы хотели конкретизировать неопределенность измерения для произвольного линейного ИУ, использующего эффективные системные данные, мы должны выполнить детальный анализ всех связанных воздействующих величин. Основными входными величинами являются следующие:

- ♦ Эффективные системные данные, получаемые в процессе верификации ($e_{00\text{eff}}, e_{01\text{eff}}, e_{10\text{eff}}, e_{11\text{eff}}, e_{22\text{eff}}, e_{32\text{eff}}, e'_{01\text{eff}}, e'_{11\text{eff}}, e'_{22\text{eff}}, e'_{23\text{eff}}, e'_{32\text{eff}}, e'_{33\text{eff}}$).
- ♦ Неопределенности характеристических данных для используемых верификационных стандартов:
 - Механические точности воздушной линии;
 - Неопределенность характеристического импеданса
 - Воздушный зазор в контакте внутреннего проводника разъемов
 - Неопределенность коэффициента отражения
- ♦ Случайные неопределенности измерений испытываемого анализатора цепей (поскольку они определяют, до какого расширения результат верификационных измерений может быть применен к другим измерениям):
 - Температурный дрейф анализатора цепей в единицах величин $e_{00\text{eff}}, e_{01\text{eff}}, e_{10\text{eff}}, e_{11\text{eff}}, e_{22\text{eff}}, e_{32\text{eff}}, e'_{01\text{eff}}, e'_{11\text{eff}}, e'_{22\text{eff}}, e'_{23\text{eff}}, e'_{32\text{eff}}, e'_{33\text{eff}}$
 - Эффективный шум низкого уровня (минимальный уровень шумов системы)
 - Эффективный шум высокого уровня (фазовый шум источника)
 - Изменение коэффициентов отражения и передачи кабелей испытательного порта в случае изгибов
 - Повторяемость разъемов (коэффициент отражения, коэффициент передачи)
 - Нелинейность анализатора цепей.

Измеренные величины это модули и фазы S-параметров. В зависимости от конкретной измеренной величины, входные величины могут быть собраны из величин, перечисленных выше. Полная трактовка анализа неопределенности измерений выходит за пределы настоящей книги. В качестве примера, однако, мы рассмотрим неопределенность измерений модуля коэффициента отражения.

Если мы предположим, что мы имеем одно-портовое ИУ в интересах простоты, то оставшиеся пассивные тестовые порты анализатора цепей не имеют никакого влияния на результаты измерений. Мы не будем использовать никаких кабелей испытательных портов. Эффективные данные системы формируют четырехполюсник ошибок, который расположен между калиброванным анализатором цепей и ИУ. В разделе 3.4.1 мы выбрали $e_{01} = 1$; это также возможно для эффективных системных данных в виде $e_{01\text{eff}} = 1$.

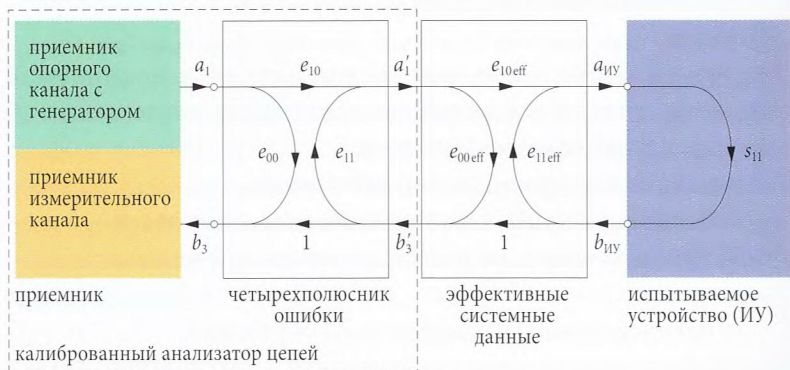


Рис. 3.5.14 Калиброванный анализатор цепей с эффективными системными данными.

Модель эффективных системных данных, показанная на рис. 3.5.14, характеризуется формулой (3.4-10) из раздела 3.4.1. В этой формуле все, что нам необходимо сделать, это заменить компоненты ошибки e_{00} , e_{10} и e_{11} на соответствующие эффективные системные данные $e_{00\text{eff}}$, $e_{10\text{eff}}$ и $e_{11\text{eff}}$. Поставим на место измеряемого значения $M_{\text{ИУ}}$ коэффициент отражения s_{11M} , индицируемый калиброванным анализатором цепей.

$$s_{11} = \frac{s_{11M} - e_{00\text{eff}}}{e_{10\text{eff}} + e_{11\text{eff}}(s_{11M} - e_{00\text{eff}})} \quad (3.5-20)$$

Вычисление коэффициентов чувствительности требует расчета частных производных из формулы (3.4-20) для $e_{00\text{eff}}$, $e_{10\text{eff}}$ и $e_{11\text{eff}}$ в точке, где $e_{00\text{eff}} = 0$, $e_{10\text{eff}} = 1$, $e_{11\text{eff}} = 0$.

$$\frac{\partial s_{11}}{\partial e_{00\text{eff}}} = \frac{-e_{10\text{eff}}}{[e_{10\text{eff}} + e_{11\text{eff}}(s_{11\text{M}} - e_{00\text{eff}})]^2} \Rightarrow_{e_{00\text{eff}}=0; e_{10\text{eff}}=1; e_{11\text{eff}}=0} -1 \quad (3.5-21)$$

$$\frac{\partial s_{11}}{\partial e_{10\text{eff}}} = \frac{-(s_{11\text{M}} - e_{00\text{eff}})}{[e_{10\text{eff}} + e_{11\text{eff}}(s_{11\text{M}} - e_{00\text{eff}})]^2} \Rightarrow_{e_{00\text{eff}}=0; e_{10\text{eff}}=1; e_{11\text{eff}}=0} -s_{11\text{M}} \quad (3.5-22)$$

$$\frac{\partial s_{11}}{\partial e_{11\text{eff}}} = \frac{-(s_{11\text{M}} - e_{00\text{eff}})^2}{[e_{10\text{eff}} + e_{11\text{eff}}(s_{11\text{M}} - e_{00\text{eff}})]^2} \Rightarrow_{e_{00\text{eff}}=0; e_{10\text{eff}}=1; e_{11\text{eff}}=0} -s_{11\text{M}}^2 \quad (3.5-23)$$

В остатке расчетов только модули частных производных являются существенными. Неоднозначности измерений типа В¹⁾ покрываются полностью этим путем. Неоднозначности измерения типа А могут быть сгруппированы в следующие воздействия: для шума мы различаем шум N_1 высокого уровня и шум N_2 низкого уровня. Также имеется нелинейность анализатора цепей, которая характеризуется в первом приближении величиной А. Величины N_1 , N_2 и А зависят от предустановок прибора (полоса пропускания по ПЧ, выходной уровень испытательного порта, фактор усреднения и т.д.).

$$N = |N_1||s_{11\text{M}}| + |N_2| + |A||s_{11\text{M}}| \quad (3.5-24)$$

Эффективные системные данные показывают дрейф. В настоящем случае повторяемость соединения может быть также включена в вычисления этого дрейфа. Соответствующие коэффициенты чувствительности находятся из формул (3.5-21) – (3.5-23).

$$\Delta = |\Delta_{e00\text{eff}}| + |\Delta_{e10\text{eff}}||s_{11\text{M}}| + |\Delta_{e11\text{eff}}||s_{11\text{M}}|^2 \quad (3.5-25)$$

Формулы (3.5-21) – (3.5-25) могут быть скомбинированы для построения уравнения модели:

1) Для помощи в различении типов А и В см. главу 3, первый параграф.

$$\begin{aligned}
|s_{11}| &= |s_{11M}| + |e_{00\text{eff}}| + |e_{10\text{eff}}||s_{11M}| + |e_{11\text{eff}}||s_{11M}|^2 && \text{(систематическая)} \\
&+ |N_1||s_{11M}| + |N_2| && \text{(шумовая)} \\
&+ |A||s_{11M}| && \text{(линейность)} \\
&+ |\Delta_{e00\text{eff}}| + |\Delta_{e10\text{eff}}||s_{11M}| + |\Delta_{e11\text{eff}}||s_{11M}|^2 && \text{(дрейф)} \quad (3.5-26)
\end{aligned}$$

Символ	Величина
$ s_{11} $	Модуль коэффициента отражения (измеренная величина)
$ s_{11M} $	Модуль коэффициента отражения, указываемого на испытательном приборе
$ e_{00\text{eff}} $	Модуль эффективной поправки на направленность
$ e_{10\text{eff}} $	Модуль эффективной поправки на отражение
$ e_{11\text{eff}} $	Модуль эффективного согласования источника
$ A $	Модуль линейности дисплея для отражения
$ N_1 $	Модуль эффективного шума высокой мощности
$ N_2 $	Модуль эффективного шума низкой мощности
$ \Delta_{e00\text{eff}} $	Модуль дрейфа эффективной поправки на направленность
$ \Delta_{e10\text{eff}} $	Модуль дрейфа эффективной поправки на отражение
$ \Delta_{e11\text{eff}} $	Модуль дрейфа эффективного согласования источника

Таблица 3.5.2 Таблица символов.

В примере расчета мы предполагаем, что измеренное значение равно $-30,46$ дБ. Сначала нам необходимо преобразовать это значение к его линейному формату $|s_{11M}| = 0,03$. Чтобы оценить формулу (3.5-19), полезно использовать таблицу 3.5.3 ниже. Все величины, содержащиеся в таблице, являются линейными (т.е. не в дБ). Для всех входных величин нам необходимо определить модули, соответствующие стандартным неопределенностям измерения, используя подходящие верификационные измерения. Мы можем считать коэффициенты чувствительности из формулы (3.5-26). Вклад неопределенности $u_m c_m$ для каждой входной величины рассчитывается из стандартной неопределенности измерений u_m и показателя чувствительности c_m . Результат не является суммой отдельных неопределенностей, а суммой квадратов отдельных неопределенностей $u_m^* c_m$ (формула 3.5-19). Окончательный результат вычислений есть расширенная неопределенность измерений для $k = 2$, согласно

формуле (3.5-14). В этом примере правильное значение измеряемой величины лежит в пределах интервала $0,03 \pm 0,0034$ с вероятностью около 95 %. Мы можем также преобразовать эти линейные значения к их логарифмическому эквиваленту $-30,46 \text{ дБ} + 0,48 \text{ дБ}$ до $-30,46 \text{ дБ} - 0,5 \text{ дБ}$. Стандартная неопределенность измерений, представленная в колонке 4 таблицы 3.5.3, это типовые значения и они не относятся к любому конкретному анализатору цепей.

величина	оцененное значение	распределение	стандартная неопределенность измерений	коэффициент чувствительности c_i	вклад в неопределенность
$ s_{11M} $	0,03				
$ e_{00\text{eff}} $	0	нормальное	0,00123	1	0,0012
$ e_{10\text{eff}} $	0	прямоугольное	0,00365	$ s_{11M} $	0,0001
$ e_{11\text{eff}} $	0	нормальное	0,00306	$ s_{11M} ^2$	0,0000
$ A $	0	прямоугольное	0,00033	$ s_{11M} $	0,0000
$ N_1 $	0	нормальное	0,00025	$ s_{11M} $	0,0000
$ N_2 $	0	нормальное	0,00002	1	0,0000
$ \Delta e_{00\text{eff}} $	0	прямоугольное	0,00121	1	0,0012
$ \Delta e_{10\text{eff}} $	0	прямоугольное	0,00121	$ s_{11M} $	0,0000
$ \Delta e_{11\text{eff}} $	0	прямоугольное	0,00144	$ s_{11M} ^2$	0,0000
$ s_{11} $	0,03				0,0017
расширенная неопределенность измерения, где $k = 2$:					0,0034

Таблица 3.5.3 Сводка компонентов неопределенности измерений.

Мы можем определить неопределенности измерений для различных измеренных величин $|s_{11M}|$ соответственно. Результат показан на следующем рисунке.

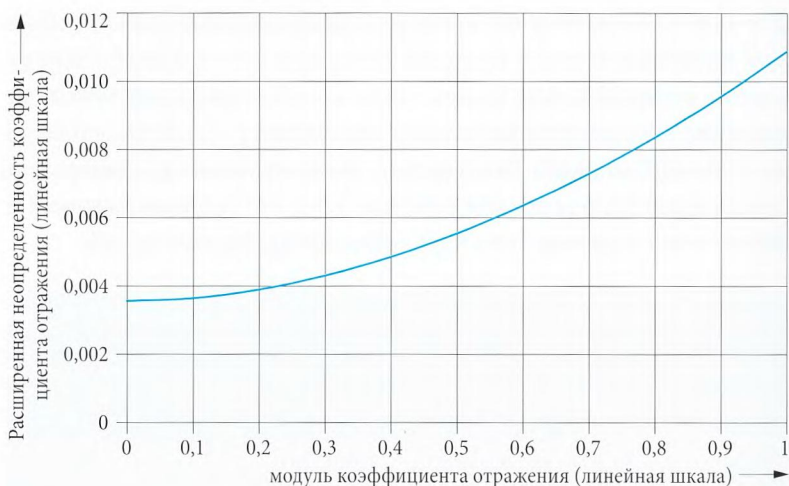


Рис. 3.5.15 Неопределенность измерения коэффициента отражения в функции от его модуля.

Мы должны различать неопределенности измерений, описываемые здесь, от значений, гарантированных изготовителем. Гарантированные значения тестируются для каждого вновь изготовленного прибора. Чтобы удержать стоимость такого испытания в разумных пределах, процесс ограничивается несколькими выбранными измеренными значениями (см. рис. 3.5.16). Поскольку схема точности должна быть полностью обеспечена, удобные границы должны быть доступными, по сравнению с кривой, показанной на рис. 3.5.15.

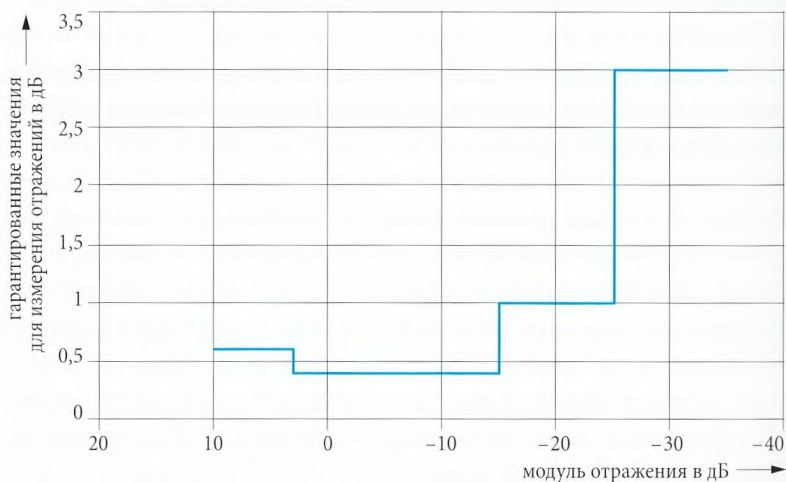


Рис. 3.5.16 Гарантированные значения для коэффициента отражения.

3.6 Единство измерений

Измерения формируют серьезную базу для обеспечения качества продуктов и услуг. Точность, которая указывается для результатов измерений, должна быть верифицируемой всеми вовлеченными компонентами. Она базируется на единстве измерений вместе с обязательной системой единиц.

3.6.1 Международная система единиц

Многие физические величины, взаимно связанные с их единицами, могут быть преобразованы от одной системы к другой. **Система единиц** иллюстрирует набор единиц как некоторых базовых единиц. Все остальные единицы выводятся из этих базовых единиц. **Международная система единиц** (на французском – *Système International d'Unités*) или **SI** для краткости была согласована в 1960 году и с тех пор принята всеми основными промышленными государствами. Она базируется на семи **SI базовых единицах**, перечисленных в следующей таблице.

SI базовая величина		SI базовая единица	
имя	переменная	имя	символ
длина	l	метр	m
масса	m	килограмм	kg
время	t	секунда	s
электрический ток	I	ампер	A
термодинамическая температура	T, Θ	кельвин	K
количество вещества	n, ν	моль	mol
интенсивность яркости	I_v	свеча	cd

Таблица 3.6.1 SI базовые величины и SI базовые единицы.

Первоначально метр был определен, используя материальный артефакт (образец), известный как **первоначальный метр**. С 1983 года метр был определен как расстояние, которое свет проходит в вакууме в интервал $1/299792458$ секунды. Новое определение дает возможность предотвратить неопределенности измерений из-за сравнения с материальным артефактом. По этой причине почти все базовые единицы были определены, используя фундаментальные

константы и опорные эксперименты. Килограмм остается исключением в настоящее время. Следующие производные SI единицы были конкретизированы для использования в области электротехники.

величина		производная SI величина		альтернативные SI представления
имя	переменная	имя	символ	
энергия	W	джоуль	J	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-2} = \text{Ws}$
мощность	P	ватт	W	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-3} = \text{VA}$
электрический потенциал	U	вольт	V	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-3} \text{A}^{-1}$
электрический заряд	Q	кулон	C	As
электрическая емкость	C	фарада	F	$\text{m}^{-2} \text{kg}^{-1} \text{s}^4 \text{A}^2 = \text{AsV}^{-1}$
электрическое сопротивление	R	ом	Ω	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-3} \text{A}^{-2} = \text{VA}^{-1}$
электрическая проводимость	G	сименс	S	$\text{m}^{-2} \text{kg}^{-1} \text{s}^3 \text{A}^2 = \Omega^{-1}$
магнитный поток	Φ	вебер	Wb	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-2} \text{A}^{-1} = \text{Vs}$
плотность магнитного потока	B	тесла	T	$\text{kg s}^{-2} \text{A}^{-1} = \text{Wbm}^{-2}$
индуктивность	L	генри	H	$\text{m}^2 \text{kg s}^{-2} \text{A}^{-2} = \text{VsA}^{-1}$
частота	f	герц	Hz	s^{-1}

Таблица 3.6.2 Производные электрические и магнитные величины и их единицы.

В будущем квантовые эффекты будут играть важную роль в передаче электрических единиц V, A, Ω из-за высокой точности, которую они обеспечивают. В этой связи **константа Джозефсона** (Josephson) и **константа фон Клитцинга** (Von Klitzing) возвысились в ряду натуральных констант в 1990 году.

Международная система единиц разработана так, что все ее единицы построены из степенных произведений базовых единиц и никаких дополнительных числовых коэффициентов не требуется. Например, рассмотрим единицу Вольт $V = \text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3} \cdot \text{A}^{-1}$. Чтобы предотвратить громоздкие цифры, была определена серия **SI префиксов**. Эти префиксы указывают десятичные доли или десятичные множители данной единицы (например, $0,001 \text{ B} = 1 \text{ мВ}$, $1 \text{ кВ} = 1000 \text{ В}$). Префиксы санти-, деци-, гекта- и дека- используются только с единицами, с которыми они обычно связаны (например, см).

децимальные доли			децимальные множители		
префикс	символ	коэффициент	префикс	символ	коэффициент
йокто	y	10^{-24}	йота	Y	10^{24}
цепто	z	10^{-21}	зета	Z	10^{21}
атто	a	10^{-18}	экса	E	10^{18}
фемто	f	10^{-15}	пета	P	10^{15}
пико	p	10^{-12}	тера	T	10^{12}
нано	n	10^{-9}	гига	G	10^9
микро	μ	10^{-6}	мега	M	10^6
милли	m	10^{-3}	кило	k	10^3
санتي	c	10^{-2}	гекта	h	10^2
деци	d	10^{-1}	дека	da	10^1

Таблица 3.6.3 SI префиксы.

Каждая физическая величина представляется, используя следующее произведение:

$$\text{Численное значение} \cdot \text{дополнительный SI префикс} \cdot \text{SI единица} \quad (3.6-1)$$

3.6.2 Псевдо-единицы дБ и дБм

Применяемые стандарты указывают на использование логарифмической формы для некоторых отношений величин. Например, эта книга использует **величину усиления по мощности** a_p и **величину ослабления по мощности** d_p . Обе эти величины берутся в дБ (децибелльных) псевдо-единицах.

$$a_p = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ дБ}; \quad d_p = -10 \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ дБ} \quad (3.6-2)$$

Для того чтобы указывать значение абсолютной мощности логарифмически (подобно относительным величинам), мы нормируем мощность P к опорной мощности 1 мВт. При этом мы получаем уровень мощности L_p в дБм следующим образом:

$$L_p = 10 \lg \frac{P}{1 \text{ мВт}} \text{ дБм} \quad (3.6-3)$$

Кроме того, **уровень мощности** L_p используется при других определениях уровня в стандартах, таких как уровень напряжения с единицей дБ μ В. Однако, эти определения в некоторой степени не подходят для анализа цепей. В этой книге вместо уровня мощности мы обычно используем термин **уровень**. Величина усиления по мощности a_p может быть определена альтернативно, используя разницу между уровнями мощности L_{p2} и L_{p1} , связанными с P_2 и P_1 .

$$\frac{a_p}{\text{дБ}} = \frac{L_{p2}}{\text{дБм}} - \frac{L_{p1}}{\text{дБм}} \quad (3.6-4)$$

Коэффициент отражения Γ был введен в главе 1, формула (1.2-1) как отношение падающей и отраженной волн. Существенные волновые величины связаны со значениями мощности $|a|^2$ и $|b|^2$. Величина a_Γ , которая известна как **отражение**, определена подобно любой величине усиления по мощности.

$$a_\Gamma = 10 \lg \frac{|b|^2}{|a|^2} \text{ дБ} = 20 \lg \frac{|b|}{|a|} \text{ дБ} = 20 \lg |\Gamma| \text{ дБ} \quad (3.6-5)$$

Величина ослабления по мощности $d_\Gamma = -a_\Gamma$ известна как **обратные потери**. Для сравнения мы можем рассчитать, например, **передачу** a_{s21} и **потери передачи** d_{s21} из S-параметра s_{21} . Для параметра S-матрицы мы можем обобщить это следующим образом:

$$a_{sik} = -d_{sik} = 20 \lg |s_{ik}| \text{ дБ, где } i = 1, \dots, N \text{ и } k = 1, \dots, N \quad (3.6-6)$$

3.6.3 Некоторые важные не-SI единицы

Механические размеры прямоугольных волноводов или подложек из сырого материала обычно указываются, используя «дюймы», которые представляют собой англо-американские единицы. Дюйм (сокращение: д или in) не является SI единицей. Чтобы преобразовать ее в SI систему, мы имеем следующее соотношение:

$$1 \text{ д} = 1 \text{ ин} = 25,4 \text{ мм} \quad (3.6-7)$$

Дюйм не комбинируется с SI префиксами, например, с милли. Однако это имеет место с единицей mil (мил), которая происходит от дюйма.

$$1 \text{ мил (mil)} = 1/1000 \text{ д} = 25.4 \text{ мкм}$$

(3.6-8)

Всеобъемлющий перечень других не-SI единиц вместе с формулами преобразования может быть найден, например, в соответствующей литературе [Та95].

3.6.4 Организация единства единиц

Доверие к **национальным и интернациональным стандартам** поддерживаются соответствующими национальными метрологическими институтами, такими как PTB (Physikalisch-Technische Bundesanstalt – Физико-Техническим Федеральным Бюро) в Германии, NPL (National Physical Laboratory – Национальной Физической лабораторией) в Великобритании и NIST (National Institute of Standards and Technology – Национальным Институтом по Стандартам и Технологии) в Соединенных Штатах. Эти организации обслуживают стандарты, необходимые для определения SI базовых единиц в форме материальных артефактов (например, первоначальный килограмм) или определенных испытательных установок (например, атомные часы). Они часто называются **первичными стандартами**. Говорят, что результаты измерений отвечают единству измерения (являются отслеживаемыми), если существует неразрывная цепочка сравнений, которая кончается на первичном стандарте (**цепочка калибровки**). Неопределенность измерения должна рассчитываться для каждого шага калибрационной цепочки, основываясь на принятых общих принципах. Это должно быть документировано с тем, чтобы позволить осуществлять вычисление общей неопределенности для всей цепочки. Важная информация включается, например, в **калибрационный сертификат**. Используемое испытательное оборудование должно контролироваться (поверяться) через регулярные интервалы калибровки с контролем единства единиц. Офисы и лаборатории, которые вовлечены в этот процесс, организуются иерархически. Чтобы выполнить DKD калибровку, например, (DKD: Deutscher Kalibrierdienst, т.е. Калибрационная Служба Германии), DKD лаборатория должна быть **аккредитована**. Для каждой DKD лаборатории существует точная спецификация с измеряемыми величинами, диапазонами измерений и т.д., по которым лаборатория аккредитована.



Рис. 3.6.1
Иерархия организаций,
вовлеченных в единство
измерений (пример:
Германия).

3.6.5 Единство измерений анализатора цепей

Отслеживание неопределенности измерений анализатора цепей вовлекает соответствующие верификационные измерения на калиброванном приборе (ИУ). Процесс верификации должен дополняться анализом неопределенности измерений (см. раздел 3.5.4).

Для отражательных измерений в качестве стандартов характеристических импедансов используются воздушные линии, изготовленные с высокой точностью. Раздел 3.5.2 использует такие стандарты для определения эффективных системных данных. Характеристический импеданс воздушной линии может быть рассчитан, исходя из диаметров внутреннего и внешнего проводников, как это было описано в разделе 3.3.1 формулой (3.3-6). Обе эти величины измеряются в РТВ с разрешением 0,1 мкм и контролируются по национальному стандарту длины [PT04].

Для измерений коэффициентов передачи фаза сопоставляется с длиной воздушной линии и национальным стандартом времени. Длина внутреннего и внешнего проводников воздушной линии контролируется по национальному стандарту длины. Определение ослабления передачи вовлекает использование исключительно прецизионных фиксированных аттенюаторов. В РТВ они характеризуются, к примеру, используя коаксиальную тестовую станцию ослабления, которая базируется на метод **замещения мощностью постоянного тока** [PT04].

4 Линейные измерения

Эта глава посвящена некоторым типовым измерениям, которые подпадают под категорию линейных измерений. Испытываемые устройства, которые для этого используются, являются нормально частями стандартного оборудования лаборатории или испытательной установки, что означает, что измерения могут обеспечиваться без каких бы то ни было дополнительных затрат. Результаты, описываемые здесь, были произведены, используя анализаторы цепей, временно доступных от Rohde & Schwarz. Содержащаяся здесь информация основана на интерфейсе пользователя, обеспечиваемом этими приборами, но он может быть легко адаптирован к другим анализаторам цепей.

4.1 Выполнение ТОМ калибровки

Чтобы обеспечить прецизионные измерения, векторный анализатор цепей должен быть сначала откалиброван. S-параметры тогда относятся к определенному расположению («опорная плоскость»). Точное расположение опорной плоскости показано на чертеже поперечного сечения разъемов, приведенных на рис. 3.2.3 и 3.2.4. Она может быть перенесена, используя соответствующие рабочие функции, обеспечиваемые анализатором (сравни раздел 4.6, 4.9 и 5.4 для примера). Как только процесс калибровки завершен, к анализатору подсоединяется ИУ.

Калибровка это процедура, которая должна повторяться регулярно, делая конкретную последовательность работ чрезвычайно преимущественной. Для большинства новоприбывших специалистов калибровка выглядит как барьер для компетентных измерений. Чтобы помочь им преодолеть этот барьер, разделы 4.1 и 4.2 организованы в форме процедуры шаг за шагом, которые могут быть выполнены без чтения главы 3.

Испытательная установка:

- ◆ Векторный анализатор цепей,
- ◆ Два кабеля испытательных портов с разъемами PC3.5,
- ◆ Калибрационный набор системы PC3.5,
- ◆ Динамометрический ключ.

Процедура:

1. Подсоедините кабели испытательных портов к анализатору.



Если кабели необходимы для испытательной установки, они должны быть смонтированы на анализатор цепей перед процессом калибровки. В результате их влияние будет принято во внимание в процессе калибровки и автоматически скомпенсировано в процессе коррекции системной ошибки. Кабели должны иметь наилучшие возможные фазовую стабильность и стабильность ослабления и не должны быть чрезмерно длинными. Мы рекомендуем использовать кабели испытательных портов, которые указаны для анализатора.

2. Для выполнения высоко прецизионных измерений, пожалуйста, зафиксируйте время прогрева анализатора (например, данное в листе спецификаций).
3. Сначала спланируйте предустановки канала, такие как стартовая и конечная частоты, число точек, тип качания (развертки), выходной уровень тестового порта и полосу пропускания измерений. Неоткалиброванное пробное измерение, сделанное на фазе прогрева, может помочь в правильном выборе параметров.
4. Убедитесь, что калибровочный набор содержит правильные типы разъемов. Вы должны использовать те же типы разъемов, которые используются ИУ. Однако, существуют некоторые исключения: в случае ИУ с SMA разъемами используйте калибровочный набор PC3.5, поскольку разъем SMA типа не удобен для применения высокоточных калибрационных наборов. Он имеет те же самые опорные плоскости, что и разъем PC3.5. Убедитесь, что калибрационный набор подходит для выбранного частотного диапазона измерений.
5. Калибрационный набор включает устройство запоминания, содержащее характеристические данные для калибрационных стандартов. Импортируйте данные внутрь анализатора.
6. Начинайте двух-портовую ТОМ калибровку. Выберите тип разъема для испытательных портов (в нашем случае PC3.5 (m)).



Термин тестовый порт относится к разъемам кабелей тестового порта или к адаптерам, где выполняется калибровка и которые после будут присоединяться к ИУ. Если мы не используем какие-то кабели испытательного порта или адаптеры, то порты анализатора служат в качестве наших тестовых портов. Род разъемов бывает **женский (гнездовой, f)**, **мужской (штыревой, m)** или бесполоый и относится к внутреннему проводнику. Если разъем сконфигурирован как гнездо, он является женским (f). Для большей информации по разъемам коаксиального типа смотрите таблицу 3.4.6.

7. Если вы установили важные характеристические данные в процессе прежнего калибрационного процесса, достаточно только выбрать правильный набор данных. В этом случае запишите, что другие калибрационные наборы с тем же типом разъемов будут установлены на анализатор цепей. Убедитесь, что вы выбрали характеристические данные, которые вы прежде установили для разъема типа PC3.5 (m).
8. Теперь присоедините калибрационные стандарты один за другим к испытательным портам и выполните калибрационное измерение для каждого присоединенного стандарта. Чтобы предотвратить искажение измерения, не перемещайте испытательный кабель и стандарт в процессе этого измерения. Необходимое время качания зависит от числа точек и выбранной полосы пропускания измерения.
9. Как только вы измерили все существенные стандарты, анализатор цепей может определить коррекционные данные, используя соответствующую кнопку („Apply“). Прибор указывает, что он откалиброван, как только вычисления завершены, например, путем метки „Cal“, указываемой в области диаграммы. Раздел 3.4.7 описывает обстоятельства, при которых калибровка может потерять свою правильность.



Верификация калибровки измерением стандартов, предварительно привлеченных к процессу калибровки, является невозможной. Наборы калибровки нормально состоят из стандартов проходного перехода, холостого хода и согласователя (Т, О, М), а также из короткозамыкающего стандарта (S). Поскольку последний не используется при ТОМ калибровке, он может быть использован как верификационный стандарт. Идеальный короткозамыкающий стандарт привел бы к частотно-зависимой точке $z = 0 + 0j$ на диаграмме Смита. Короткозамыкающий стандарт в калибрационном наборе не является идеальным. Наиболее существенная неидеальность это его физическая длина, которая не равна нулю, а, например, 5 мм. Это приводит к частотной зависимости для фазы, подобно измеренной на рис. 4.1.1 со значение, например, 96° на частоте 8 ГГц. Верификация, использующая только одиночный стандарт, предлагает только ограниченное использование.

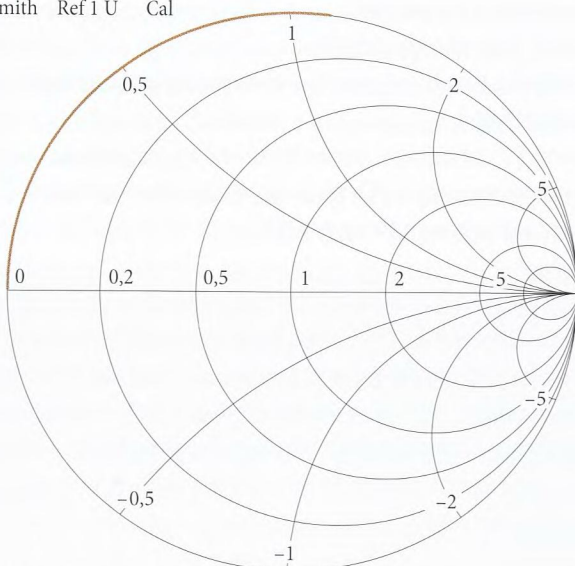


Использование оборудования для автоматической калибровки упрощает процесс калибровки и существенно ускоряет его. Как только узел калибровки присоединен и выбрана техника калибровки, одиночного нажатия клавиши достаточно для старта калибровки. Перенос характеристических данных и выполнение процедуры калибровки полностью автоматизированы.

Trc1 S11 Smith Ref 1 U Cal

1

S11



Ch1 Start 300 kHz

Pwr 0 dBm

Stop 8 GHz

Рис. 4.1.1 Измерение короткозамыкателя, использующего калиброванный анализатор цепей.

4.2 Выполнение TNA калибровки

TNA техника калибровки особенно хорошо подходит для измерений с использованием испытательных приспособлений. Первичный выигрыш этой техники калибровки лежит в минимальных требованиях, которые связаны со свойствами стандартов.



Рис. 4.2.1 Микрополосковая линия как проходной стандарт (слева) и подложка без линии передачи как стандарт симметричной цепи (справа).

Испытательная установка

- ◆ Векторный анализатор цепей
- ◆ Два кабеля тестовых портов, соединенных с тестовым приспособлением
- ◆ Проходной (Т) стандарт, размещенный на подложке
- ◆ Стандарт аттенюатора (А), размещенный на подложке
- ◆ Стандарт симметричной цепи (N)¹⁾



Испытательные приспособления, вообще говоря, имеют механически прочную конструкцию, но их внутренние проводники и часто хрупкие подложки требуют внимательного и аккуратного обращения. Чтобы предотвратить повреждения, обратите особое внимание на инструкции, которые можно найти в разделе 3.3.3.

Процедура

1. Сначала новый калибрационный набор должен быть создан в анализаторе цепей. В некоторых случаях необходимо сначала определить также тип разъема. Назначьте имя, например, «Приспособление». В качестве рода разъема выберите «бесполый» (sexless). Теперь вы можете назначить новый калибрационный набор типу разъема «Приспособление», например, с именем TNAfix.
2. Теперь создайте TNA стандарт для калибрационного набора, как описано ниже. Убедитесь, что выбран тип разъема «Приспособление».
 - Определите проходной (Т) стандарт, введя его точную физическую длину и его потери.
 - Симметричная цепь (N), показанная на рис. 4.2.1, указана как приблизительно разомкнутая.
 - Стандарт аттенюатора (А) не требует каких-либо спецификаций.
3. Установите электрические соединения между испытательным приспособлением и анализатором цепей.

1) В некоторых случаях дополнительная подложка для симметричной цепи не является необходимой, оставляя испытательное приспособление разомкнутым без захватывания его, и оно будет служить как симметричная цепь.

4. Как описывалось в разделе 4.1, выполните все установки канала и убедитесь, что принято во внимание время прогрева прибора.
5. Начинайте двух-портовую калибровку и используйте TNA процедуру калибровки. Выберите калибрационный набор TNAfix, который вы создали.
6. Внимательно вставьте аттенюатор (A) в испытательное приспособление. Зажмите приспособление. Убедитесь, что внутренний проводник расположен правильно. Выполните калибрационное измерение для аттенюатора (A). Разожмите испытательное приспособление и удалите стандарт.
7. Аккуратно вставьте стандарт симметричной цепи (N) (сформированный в этом случае подложкой без линии передачи) в испытательное приспособление. Действуйте, как описано в пункте 6 выше.
8. Аккуратно вставьте проходной переход (T) в испытательное приспособление и действуйте, как описано в пункте 6 выше.
9. Если вы располагаете короткозамыкателем, вы можете его использовать для верификации результатов. Однако эта верификация имеет свои ограничения (см.  на стр. 188).

4.3 Измерение коэффициента отражения и КСВ

Измерения коэффициента отражения выполняются иногда на одно-портовых устройствах. Одно-портовое ИУ имеют только одну пару выводов, так что достаточно провести одно-портовую калибровку (OSM калибровку). Когда необходимо определить коэффициент отражения двух-портового устройства, требуется двух-портовая калибровка. Оба порта ИУ должны быть соединены с анализатором цепей. В качестве общепринятого правила N-портовое ИУ требует N-портовой калибровки.

Диаграмма Смита является наиболее общей из известных для проектирования простых согласующих цепей. Все параметры, необходимые для этих цепей, могут считываться непосредственно, используя графическую технику проектирования. Детальное описание этого здесь не приводится. Это часть почти всех вводных книг по СВЧ технике, например, см. [MG92], стр. F15–F18. Диаграмма Смита также подходит для идентификации компонентов. На следующих двух диаграммах Смита показаны графики коэффи-

циента отражения для типовых одно-портовых устройств. Эти диаграммы были нормированы к опорному импедансу $Z_0 = 50 \Omega$. графики генерировались как результат частотного качания, выполнявшегося анализатором цепей. Их не следует путать с траекториями преобразования, например, используемыми в [MG92] для определения согласующей цепи.

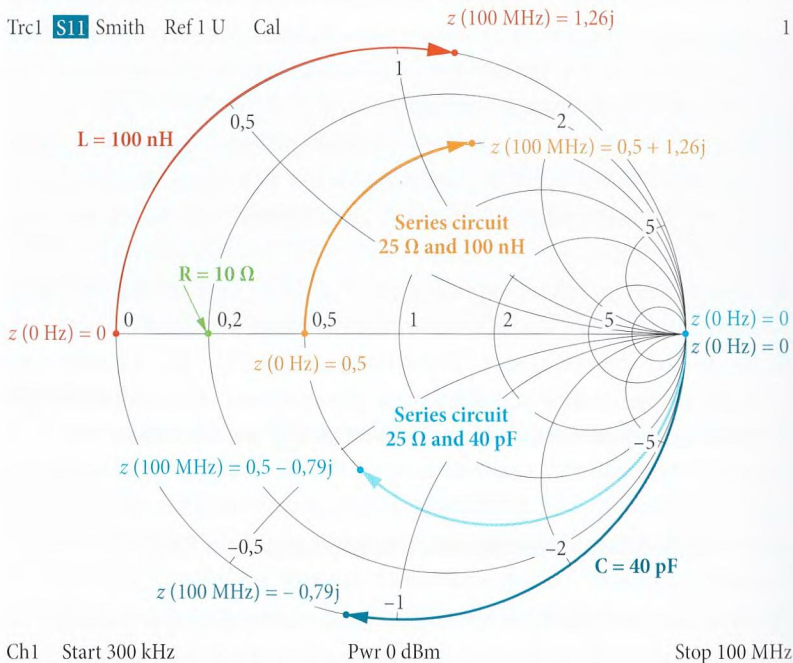


Рис. 4.3.1 Измерения типовых однопортовых компонентов (опорный импеданс 50Ω).

Резистор со значением 10Ω приводит к частотно-независимой точке $z = 0,2$, показанной зеленым цветом на рис. 4.3.1. Для $f = 0$ Гц индуктивность $L = 100 \text{ нГн}$ ведет себя, как нагрузка КЗ. При возрастании частоты мнимая часть импеданса растет (красная кривая на рис. 4.3.1). На финальной частоте 100 МГц она достигает точки $z = 1,26j$. Если мы присоединим резистор 25Ω последовательно с индуктивностью, мы получим график, показанной, оранжевым цветом на рис. 4.3.1. На финальной частоте последовательная цепь достигает точки $z = 0,5 + 1,26j$. Конденсатор емкостью 40 пФ ведет себя, как нагрузка ХХ на частоте $f = 0$ Гц. То же самое относится к последовательной цепи, состоящей из конденсатора и резистора. С возрастанием частоты мнимая часть импеданса конденсатора предпола-

ется имеющей конечные значения. Они имеют отрицательный знак. Частотно-зависимый импеданс конденсатора (или импеданс последовательной цепи, состоящей из конденсатора и резистора) показан на рис. 4.3.1 как темно-голубой (или светло-голубой) график. Особенно на высоких частотах эффекты потерь, а также эффекты паразитных резонансов в компонентах приводят к отклонению от графика, показанных на рис. 4.3.1.

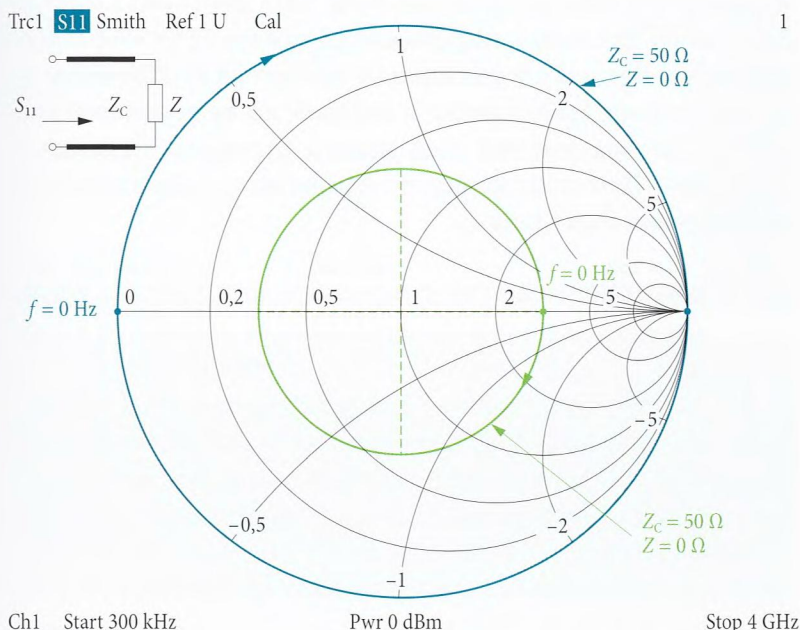


Рис. 4.3.2 Измерение отрезков различных линий передач (опорный импеданс 50Ω).

Рис. 4.3.2 показывает коэффициента отражения по входу различных конфигураций линий передачи. Линии передачи с характеристическим импедансом Z_c и импедансом нагрузки Z считаются однородными и приблизительно без потерь. В первом случае линия передачи с $Z = 50 \Omega$ оканчивается нагрузкой $K3 Z = 0 \Omega$. График начинается от 0 Гц при $z = 0$. С возрастанием частоты она пробегает вдоль внешней окружности на диаграмме Смита (голубой цвет на рис. 4.3.2). Центральная точка окружности лежит в точке нормированного импеданса $z = Z_c/50 \Omega = 1$. Если мы оканчиваем такую же линию передачи импедансом $Z = 150 \Omega$, то график при 0 Гц будет начинаться в точке $z = 3$. Подобно предыдущему случаю, мы опять замечаем кривую окружности вокруг точки $z = 1$ с тем же направ-

лением вращения (зеленый график на рис. 4.3.2). В случае линий передачи с потерями возникают кривые спиральной формы, и график имеет тенденцию с возрастанием частоты сходиться к точке $s_{11} = 0$ (соответствующей $z = 1 + 0j$).

Чтобы проконтролировать согласование высококачественного фиксированного аттенюатора в большинстве случаев будет достаточно модуля коэффициента отражения. Более того, диаграмма Смита не очень удобна для малых коэффициентов отражения из-за ее линейной шкалы. Полезно сформатировать коэффициент отражения s_{11} как децибельное (дБ) значение и показать его на декартовой диаграмме. Преобразованный коэффициент отражения называется отражением. Типичный пример это отражение a_{s11} , вычисленное из коэффициента отражения s_{11} :

$$a_{s11} = 20 \lg |s_{11}| \text{ дБ} \quad (4.3-1)$$



Хорошо согласованное ИУ имеет отражение около минус 20 дБ или ниже. Значения, начинающиеся около –30 дБ, вообще говоря, считаются соответствующими хорошему согласованию. Верификация отражений ниже –40 дБ технически требует больших усилий.



Рис. 4.3.3 Контроль согласования высококачественного фиксированного аттенуатора.



Вместо S-параметра (например, s_{11}) можно также показывать соответствующее отношение (например, b_1/a_1). Заметьте, однако, что анализаторы цепей, вообще говоря, не выполняют коррекцию системной ошибки для отношений волновых величин.

Благодаря падающей волне a и отраженной волне b вдоль линии передачи формируется картина суперпозиции. Мы можем различать три различные картины:

- ◆ Если линия передачи заканчивается при $|\Gamma| = 1$, то возникает картина стоячей волны. Никакой энергии не передается вдоль линии передачи. Огибающая колебания имеет фиксированные узлы, где $U_{\min} = 0$.
- ◆ Если линия заканчивается с $|\Gamma| = 0$, никакого взаимодействия не возникает, поскольку $b = 0$. Формируются только бегущие волны, а стоячие волны отсутствуют. Огибающая не имеет никаких узловых точек. Она имеет одно и то же напряжение $U_{\min} = U_{\max}$ при любом расположении.

- ♦ В процессе нормальной работы часть энергии отражается от нагрузки. Используя пробник напряжения, можно измерить напряжения $U_{\min}$ и $U_{\max}$ огибающей.

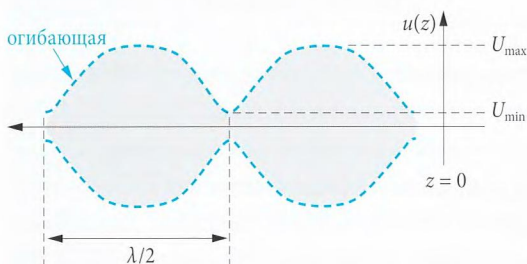


Рис. 4.3.4

Суперпозиция падающей и отраженной волн.

Коэффициент стоячей волны или коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВ или КСВН) это отношение максимума $U_{\max}$ к минимуму $U_{\min}$. Однако, измерения пробником напряжения требуют очень много времени и относительно неточны. С другой стороны, анализатор цепей вычисляет коэффициент стоячей волны, например, в тестовом порту 1, из модуля $|s_{11}|$ коэффициента отражения.

$$КСВ = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{1 + |s_{11}|}{1 - |s_{11}|} \quad (4.3-2)$$

Чтобы показывать коэффициент стоячей волны, просто выберите формат КСВ (SWR) на анализаторе цепей. Следующая таблица преобразований показывает соотношение между четырьмя величинами Z , s_{11} , a_{s11} и $КСВ$.

сопротивление Z в случае, когда Z действительная величина и использован опорный импеданс $Z_0 = 50 \Omega$	модуль коэффициента отражения $ s_{11} $	отражение согласно формуле (4.3-1)	коэффициент стоячей волны $K_{СВ}$ согласно формуле (4.3-2)
0,0 Ω или ∞	100,000 %	0 дБ	∞
8,5 Ω или 292,4 Ω	70,795 %	-3 дБ	5,848
16,6 Ω или 150,5 Ω	50,119 %	-6 дБ	3,010
19,1 Ω или 130,7 Ω	44,668 %	-7 дБ	2,615
21,5 Ω или 116,1 Ω	39,811 %	-8 дБ	2,323
23,8 Ω или 105,0 Ω	35,481 %	-9 дБ	2,100
26,0 Ω или 96,2 Ω	31,623 %	-10 дБ	1,925
28,0 Ω или 89,2 Ω	28,184 %	-11 дБ	1,785
29,9 Ω или 83,5 Ω	25,119 %	-12 дБ	1,671
31,7 Ω или 78,8 Ω	22,387 %	-13 дБ	1,577
33,4 Ω или 74,9 Ω	19,953 %	-14 дБ	1,499
34,9 Ω или 71,6 Ω	17,783 %	-15 дБ	1,433
36,3 Ω или 68,8 Ω	15,849 %	-16 дБ	1,377
37,6 Ω или 66,4 Ω	14,125 %	-17 дБ	1,329
38,8 Ω или 64,4 Ω	12,589 %	-18 дБ	1,288
39,9 Ω или 62,6 Ω	11,220 %	-19 дБ	1,253
40,9 Ω или 61,1 Ω	10,000 %	-20 дБ	1,222
41,8 Ω или 59,8 Ω	8,913 %	-21 дБ	1,196
42,6 Ω или 58,6 Ω	7,943 %	-22 дБ	1,173
43,4 Ω или 57,6 Ω	7,079 %	-23 дБ	1,152
44,1 Ω или 56,7 Ω	6,310 %	-24 дБ	1,135
44,7 Ω или 56,0 Ω	5,623 %	-25 дБ	1,119
46,9 Ω или 53,3 Ω	3,162 %	-30 дБ	1,065
48,3 Ω или 51,8 Ω	1,778 %	-35 дБ	1,036
49,0 Ω или 51,0 Ω	1,000 %	-40 дБ	1,020
50,0 Ω	0,000 %	$-\infty$	1,000

Таблица 4.3.1 Преобразование характеристик одно-портовых величин.

4.4 Измерение коэффициента передачи

При измерении коэффициента передачи первым делом необходимо выполнить калибровку, например, как описано в разделах 4.1 или 4.2. Для грубой оценки модуля мы можем это выполнить без предварительной калибровки. В этом случае график обычно содержит наложенные пульсации, и для кабелей тестовых портов следует ожидать потери (например, от 1 дБ до 3 дБ для 1 м кабеля на частоте 8 ГГц).

Для пассивного ИУ модуль коэффициента передачи будет иметь значения в диапазоне от 1 (идеальный проходной переход) до 0 (нет соединения). Коэффициенты передачи обычно показываются в формате дБ по модулю.

$$a_{s_{21}} = 20 \lg |s_{21}| \text{ дБ} \quad (4.4-1)$$

Преимущество логарифмической шкалы заключается в том, что она предлагает возможность считывать очень малые коэффициенты передачи, такие как $s_{21} = 10^{-8}$, что соответствует $a_{21} = -160$ дБ, с большой точностью. В то же самое время, эта шкала позволяет указывать большие значения, такие как $s_{21} = 100$, что соответствует $a_{s_{21}} = 40$ дБ на этой же диаграмме. Поэтому логарифмическая шкала лучше подходит для измерений, чем линейная шкала. Рис. 4.4.1 иллюстрирует это, используя пример фильтра с высокой полосой пропускания. В левой части рисунка используется шкала в дБ, а в правой части – линейная шкала. Передача $a_{s_{21}} = 0$ дБ соответствовала бы идеальной полосе пропускания. Из-за потерь в фильтре рис. 4.4.1 показывает вносимые потери 4,4 дБ. В диапазоне режекции фильтра его порты развязаны. Здесь нет соединения. Это соответствует передаче $a_{s_{21}} = \infty$. На самом деле порты фильтра не полностью развязаны, так что мы можем ожидать конечного значения для $a_{s_{21}}$. Минимальный уровень шума приемников и изоляция тестовых портов анализатора ограничивают нашу возможность верификации этого значения. Предел зависит от свойств анализатора цепей и его установок; на рис. 4.4.1 он равен приблизительно -130 дБ.



Рис. 4.4.1 Измерение передачи фильтра с большой полосой пропускания.

В некоторых случаях необходимо также указывать фазу коэффициента передачи. В этом случае коррекция системной ошибки

крайне необходима. Значения фазы строятся в градусах в функции от частоты. Значения фазы обычно сосредоточены в диапазоне от -180° до 180° . Если вам необходимо исследовать фазу в непосредственной близости от этих пределов, вы можете непрерывно указывать фазу, используя формат развернутой фазы. Рис. 4.6.2 показывает сравнение между индикацией нормальной фазы и нерасщепленной фазы.

4.5 Измерение группового запаздывания

Групповое запаздывание (задержка) $\tau_{\text{гп}}$ рассчитывается из коэффициента передачи, например, s_{21} .

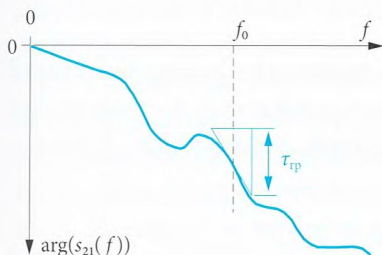


Рис. 4.5.1а Определение группового запаздывания.

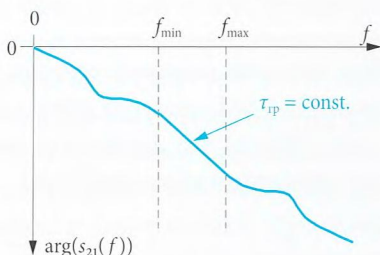


Рис. 4.5.1б Интервал $f_{\min}, f_{\max}$, где $\tau_{\text{гп}} = \text{const}$.

Групповое запаздывание $\tau_{\text{гп}}(f_0)$ соответствует наклону фазы $\arg(s_{21}(f_0))$ в функции от частоты f_0 . Этот наклон масштабирован по коэффициенту $-1/(2\pi)$ или $-1/360^\circ$, что приводит к тому, что физической единицей групповой задержки является секунда (с):

$$\tau_{\text{гп}}(f_0) = -\frac{1}{360^\circ} \frac{d}{df} \arg(s_{21}(f_0)) \quad (4.5-1)$$

Двух-портовая цепь свободна от линейных искажений в частотном диапазоне от $f_{\min}$ до $f_{\max}$, если она удовлетворяет следующим требованиям в этом частотном диапазоне:

- ♦ Постоянная групповая задержка $\tau_{\text{гп}}(f)$ (см. рис. 5.4.1б) и
- ♦ Постоянный модуль коэффициента передачи $|s_{21}(f)|$.

При этих условиях групповая задержка $\tau_{\text{гп}}$ является мерой того, насколько долго требуется модуляционным компонентам сигнала с несущей частотой $f_{\min} < f < f_{\max}$ для распространения через цепь. Эта

компоненты могут наблюдаться во временной области как графическая огибающая модулированного сигнала.

Графики, показанные на рис. 4.5.1а/б, основаны на алгебраических выражениях типа $s_{21}(f) = 0,5 \cdot f_{\text{ц}}^2 / (f_{\text{ц}}^2 - f^2 + jBf)$, которые могут быть прямо вставлены в формулу (4.5.1) и производная (частное от дифференциалов d/df) может быть взята путем алгебры. В отличие от этого анализатор цепей измеряет S-параметры на оси дискретных частот. Эта частотная ось имеет размер шага Δf , подобный тому, который обозначен на рис. 4.5.2. Поэтому производная d/df может быть аппроксимирована численно как отношение разностей.

$$\tau_{\text{гп}}(f_0) \approx - \frac{1}{360^\circ} \frac{\arg(s_{21}(f_0 + f_{\text{цш}}/2)) - \arg(s_{21}(f_0 - f_{\text{цш}}/2))}{f_{\text{цш}}} \quad (4.5-2)$$

Для большей гибкости полезно различать Δf и размер частотного шага $f_{\text{цш}} = k\Delta f$, который используется для расчета частного разностей. Обычно это называется **апертурой**. Коэффициент k называется **шириной шага апертуры**.

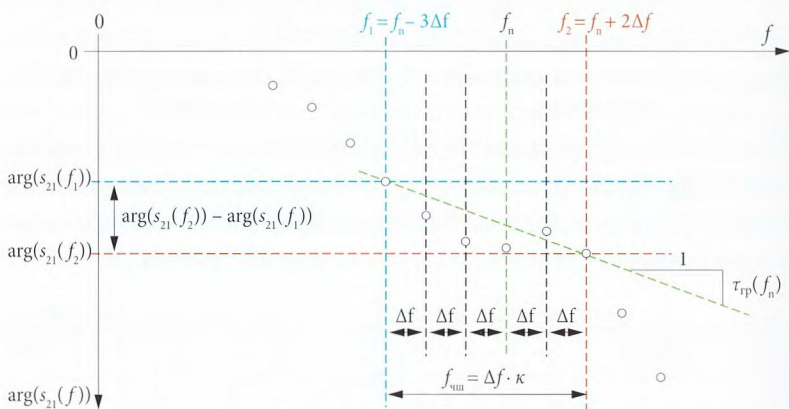


Рис. 4.5.2 Групповое запаздывание анализатора цепей для ширины шага апертуры $k = 5$.



Выбранная ширина шага апертуры $k = f_{\text{чш}}/\Delta f$ имеет влияние на вычисленную кривую группового запаздывания $\tau_{\text{гр}}(f)$. Значение, которое является слишком большим, приводит к потере многих деталей, в то время как значение, которое слишком мало, будет чрезмерно подчеркивать влияние шумов, которые накладываются на измеренное значение. К сожалению, не существует общего правила для выбора ширины шага апертуры. Необходимое значение должно быть определено эмпирически.

В следующем примере измерялся полосовой фильтр. Рис. 4.5.3 показывает соответствующие графики фазы и модуля для коэффициента передачи s_{21} . На рис. 4.5.4–4.5.6 изменялась ширина шага апертуры k . В настоящем примере ширина шага апертуры $k = 10$ соответствует хорошему выбору. Документация по измерению группового запаздывания включает апертуру $f_{\text{чш}}$, которая реально используется. Шум, который внутренне присутствует при любых измерениях, расширяет измеренное групповое запаздывание. Например, уменьшая полосу пропускания по ПЧ, можно снизить шум, накладываемый на S -параметр, и таким образом снизить шум графики группового запаздывания.

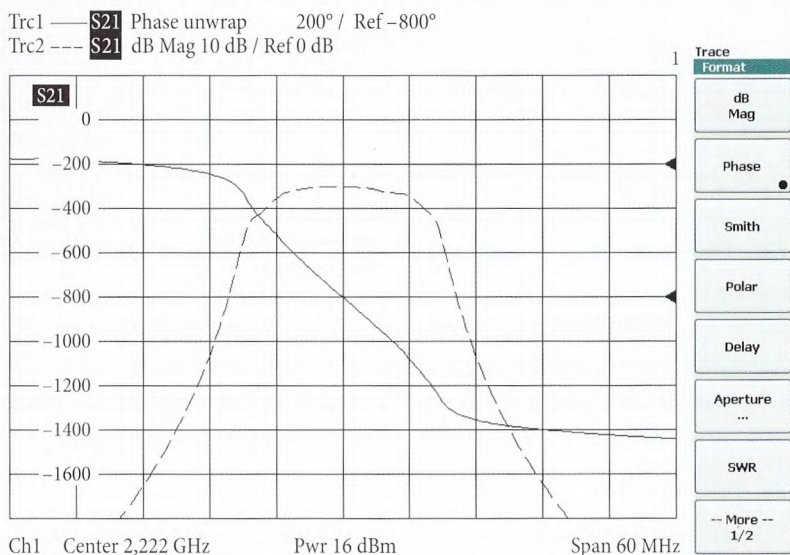


Рис. 4.5.3 Кривые фазы и модуля для полосового фильтра.

Trcl — S21 Delay 30 ns / Ref 80 ns

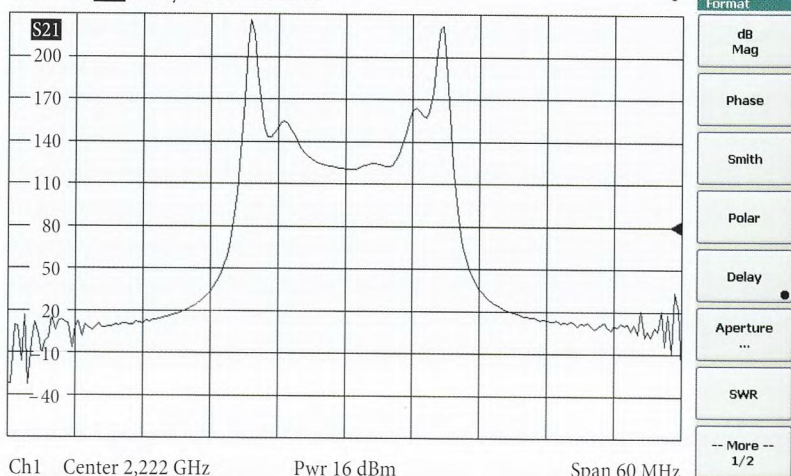


Рис. 4.5.4 Групповое запаздывание для рис. 4.5.3 при ширине шага апертуры 1 (слишком мало).

Trcl — S21 Delay 30 ns / Ref 80 ns

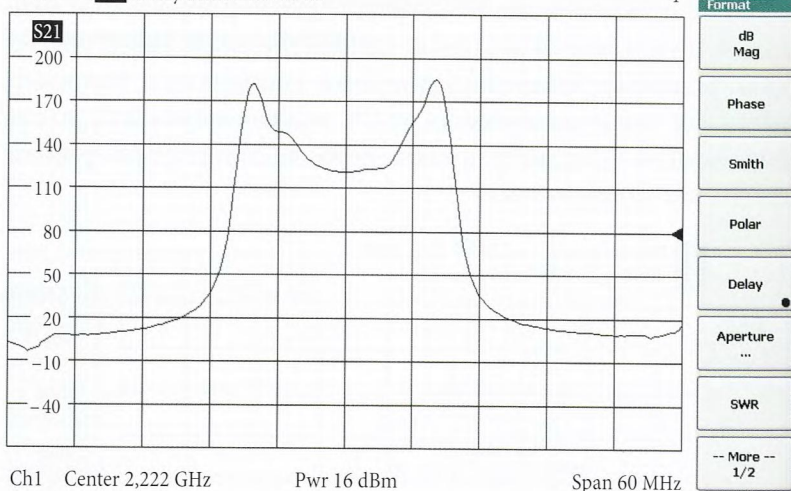


Рис. 4.5.5 Групповое запаздывание для рис. 4.5.3 при ширине шага апертуры 10 (идеально).

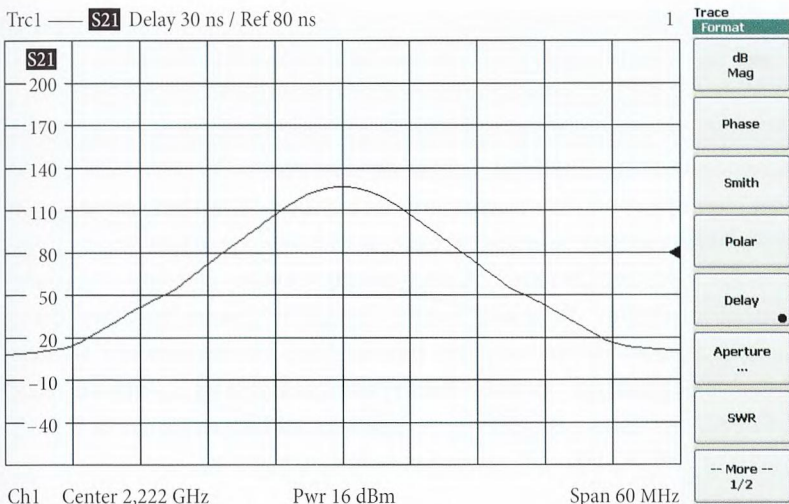


Рис. 4.5.6 Групповое запаздывание для рис. 4.5.3 при ширине шага апертуры 100 (слишком много).

4.6 Измерение фазового запаздывания, автоматической длины

Фазовое запаздывание является функцией абсолютной фазы на частоте f . Обычно оно рассчитывается из коэффициента передачи, например, s_{21} .

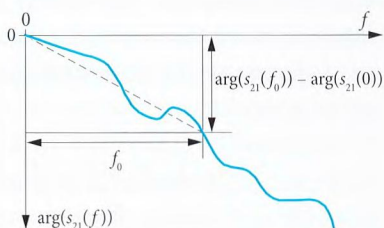


Рис. 4.6.1
Определение фазового запаздывания.

Фазовое запаздывание $\tau_\phi(f)$ пропорционально диапазону фазы, расположенному между 0 Гц и интересующей частотой f , разделенному на интересующую частоту. При этом вычислении фаза при 0 Гц предполагается равной¹⁾ $\arg(s_{21}(0 \text{ Гц})) = 0$.

1) Это также применимо в случае, когда цепь (например, двух-портовая цепь) имеет коэффициент передачи $s_{21} = 0$ для $f = 0$, так что значение фазы $\arg(s_{21}(0))$ при $f = 0$ было бы, строго говоря, неопределенным.

$$\tau_{\Phi}(f) = -\frac{\arg(s_{21}(f)) - \arg(s_{21}(0 \text{ Гц}))}{360^{\circ} f} \quad (4.6-1)$$

В цепях, не имеющих искажений и дисперсии, фазовое запаздывание остается постоянным, характерным для этой цепи. Это значение дает временное запаздывание в секундах, испытываемое всеми синусоидальными компонентами, когда они проходят через цепь. Таким образом, фазовое запаздывание сильно связано с длиной линий передачи. Типовые линии передачи демонстрируют фазовую задержку от нескольких пикосекунд до нескольких наносекунд для длинных линий. **Электрическая длина** $l_{\text{эл}}$ линий передачи может быть рассчитана, например, из скорости света в вакууме $c_0 = 2,99792458 \cdot 10^8$ м/с и фазовой задержки τ_{Φ} .

$$l_{\text{эл}} = c_0 \tau_{\Phi} \quad (4.6-2)$$

В случае гомогенной (однородной) линии передачи примерно без потерь мы можем рассчитать фазовое запаздывание из механической длины $l_{\text{мех}}$ и относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r диэлектрика следующим образом:

$$\tau_{\Phi} = \frac{l_{\text{мех}} \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} \quad (4.6-3)$$

Анализаторы цепей типично используют следующую формулу для определения фазового запаздывания. Она отличается от определения в формуле (4.6-1) использованием стартовой частоты f_{start} вместо частоты 0 Гц

$$\tau_{\Phi} \approx -\frac{1}{360^{\circ}} \frac{\arg(s_{21}(f_{\text{stop}})) - \arg(s_{21}(f_{\text{start}}))}{f_{\text{stop}} - f_{\text{start}}} \quad (4.6-4)$$

Величины f_{start} и f_{stop} обозначают начальную и конечную частоты выбранного диапазона частотного качания. Некоторые анализаторы цепей также обеспечивают возможность использовать меньший сегмент графика вместо полного диапазона качания (см. нижнюю часть рис. 4.6.2 с сегментом графика от 1 ГГц до 2 ГГц).



Фазовое запаздывание индицируется анализатором как одиночное численное значение. Представить график фазовой задержки анализаторы не могут.

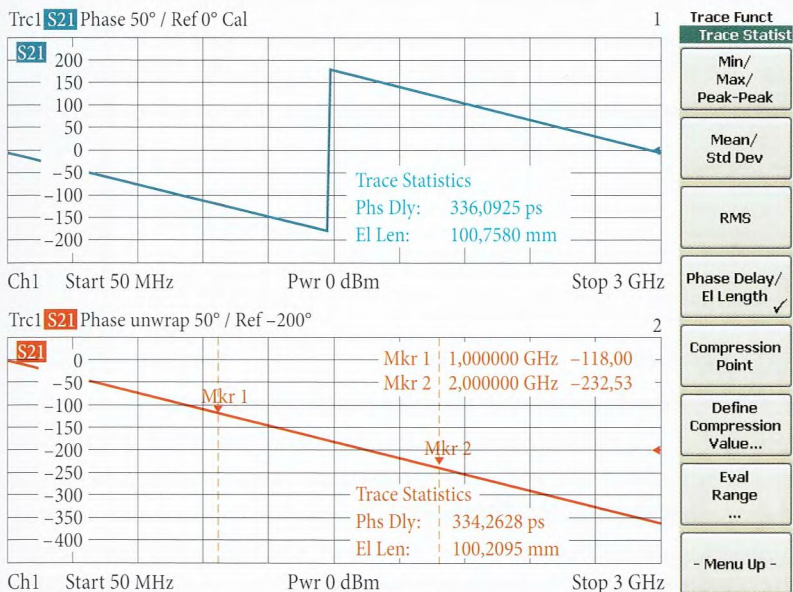


Рис. 4.6.2 Измерение фазового запаздывания и индикация с развернутой фазой.

Функция **автоматической длины** вычисляет среднюю электрическую длину l_{offs} во всем диапазоне качания. Анализатор цепей использует это смещение длины для коррекции последующих измерений. Автоматическая длина была активирована для верхнего графика на рис. 4.6.3. В результате график показывает отклонение от линейной фазы. Если смещение длины не вычитается, то эти отклонения не могут быть приняты в большинстве случаев (см. нижний график на рис. 4.6.3).

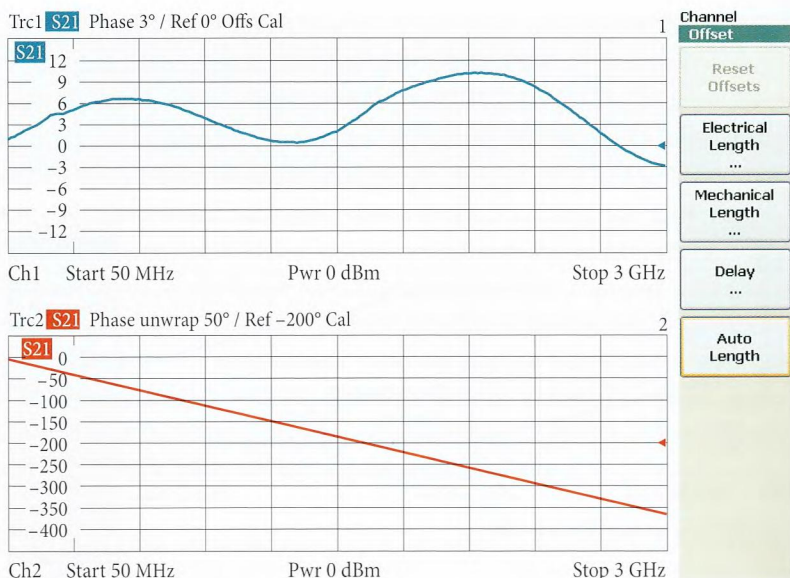


Рис. 4.6.3 Сравнение дисплеев с автоматической длиной и без нее.

4.7 Измерение устойчивости

Неустойчивость есть фундаментальная угроза для любого усилителя. В неустойчивом состоянии усилитель действует, как генератор, и будет вырабатывать (нежелаемый) выходной сигнал, даже если никакого входного сигнала не присутствует. В других участках частотного диапазона неустойчивость будет снижать усиление в большинстве случаев.



Для усилителей с резервами большой мощности важно гарантировать перед измерениями, что даже максимальная выходная мощность точно не может повредить анализатор цепей. Когда входная мощность усилителя снижается, его выходной уровень обычно будет снижаться, но в неустойчивом случае это снижение может оказаться неэффективным. Усилитель будет действовать в этом случае как генератор и может вырабатывать его максимальную выходную мощность.

Линейную схему, которая является устойчивой при любых пассивных конфигурациях на входе и выходе, называют **безусловно устойчивой**. Все цепи с коэффициентом отражения $|\Gamma| < 1$ рассматриваются как пассивные. Чтобы оценивать устойчивость линейного двух-портового устройства, мы можем использовать коэффициенты устойчивости μ_1 или μ_2 , известные из литературы [ES92]. Анализатор цепей вычисляет их из четырех комплексных S-параметров двух-портового устройства и показывает их как функции от частоты и некоторых других воздействующих величин.

$$\mu_1 = \frac{1 - |s_{11}|^2}{|s_{22} - s_{11}^* \det(\mathbf{S})| + |s_{21}s_{12}|} \quad (4.7-1)$$

$$\mu_2 = \frac{1 - |s_{22}|^2}{|s_{11} - s_{22}^* \det(\mathbf{S})| + |s_{21}s_{12}|} \quad (4.7-2)$$

Необходимый и достаточный критерий безусловной устойчивости линейного двух-портового устройства это условие $\mu_1 > 1$. Как альтернативу, можно также контролировать, что $\mu_2 > 1$. Многие анализаторы цепей обеспечивают только коэффициент устойчивости k , описанный Ролле (Rollet) [Ro62] для использования в исследовании устойчивости.

$$k = \frac{1 + |\det(\mathbf{S})|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2|s_{12}s_{21}|} \quad (4.7-3)$$

В технической литературе этот коэффициент гораздо более известен, чем коэффициенты μ . Однако условие $k > 1$ является необходимым, но не достаточным для безусловной устойчивости. Мы должны добавить одно из следующих дополнительных условий, чтобы получить необходимый и достаточный критерий.

$$|s_{12}s_{21}| < 1 - |s_{11}|^2 \text{ или } |s_{12}s_{21}| < 1 - |s_{22}|^2 \quad (4.7-4)$$



Частотный диапазон для анализа устойчивости должен выбираться, чтобы перекрыть полный интересующий частотный диапазон. Этот диапазон простирается вплоть до частоты, при которой усиление усилителя меньше единицы или меньше 0 дБ (частота перехода).

Все коэффициенты устойчивости, описанные здесь, являются действительными величинами. Они обычно индицируются на линейной шкале (формат: Real). Рис. 4.7.1 ниже представляет анализ устойчивости, используя коэффициент устойчивости μ_1 . В частотном диапазоне между маркерами 1 и 2 усилитель не является безусловно устойчивым. В большинстве случаев можно найти некоторые специфические конфигурации на входе и выходе, для которых усилитель демонстрирует устойчивое поведение. Для этих конкретных значений Γ , наблюдаемых на входе и выходе, говорят, что усилитель является **условно устойчивым**. Но на практике мы обычно предпочитаем безусловно устойчивые усилители.

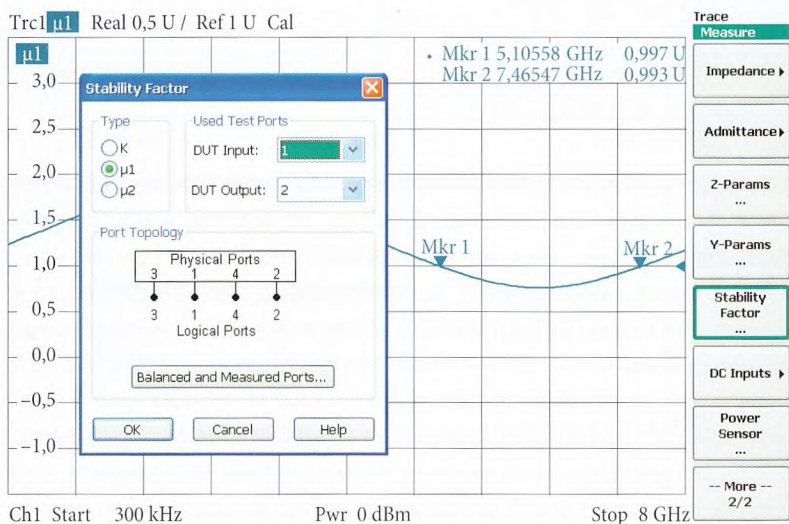


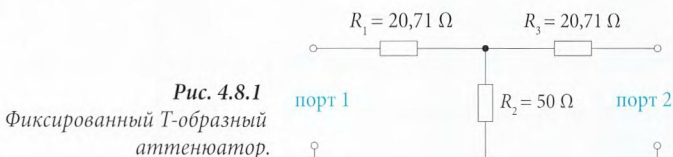
Рис. 4.7.1 Пример исследования устойчивости.

4.8 Измерение со внедрением виртуальных цепей (Embedding)

При **внедрении виртуальных цепей** измеряется компонент, как если бы он был встроен в определенную (но не физически присутствующую) среду цепи. Среда цепи этого типа известна как **виртуальная цепь трансформации**. Типичные примеры это согласующие цепи для усилителя или конструкции эквалайзера (выравнивающего устройства) для фильтра (оба определяются, например, используя программу автоматизированного проектирования CAD).

Все, что физически присутствует в этих примерах, это усилитель или фильтр.

Рисунок ниже показывает цепь для фиксированного Т-образного аттенюатора. Он дает ослабление 7,7 дБ и все порты являются согласованными $s_{11} = s_{22} = 0$.



Для целей иллюстрации резисторы R_1 и R_2 реализованы через внедрение виртуальных цепей. ИУ, которое физически присутствует, состоит только из Т-перехода и резистора 50 Ω (см. рис. 4.8.2). Разъемы Т-перехода формируют внутренние порты. Однако после внедрения результаты измерений должны быть отнесены к виртуальным тестовым портам 1 и 2.



Как первый шаг, выполняется двух-портовая калибровка, например, использующая технику ТОМ. Это является основным требованием для внедрения виртуальных цепей. Измеряются все четыре S-параметра двух-портовой цепи, состоящей из Т-перехода и резистора 50 Ω (см. рис. 4.8.3). Измеряется ослабление 3,5 дБ. Поскольку резисторы R_1 и R_3 все еще опускаются, неполный фиксированный аттенюатор показывает относительно худшие обратные потери 9,5 дБ.

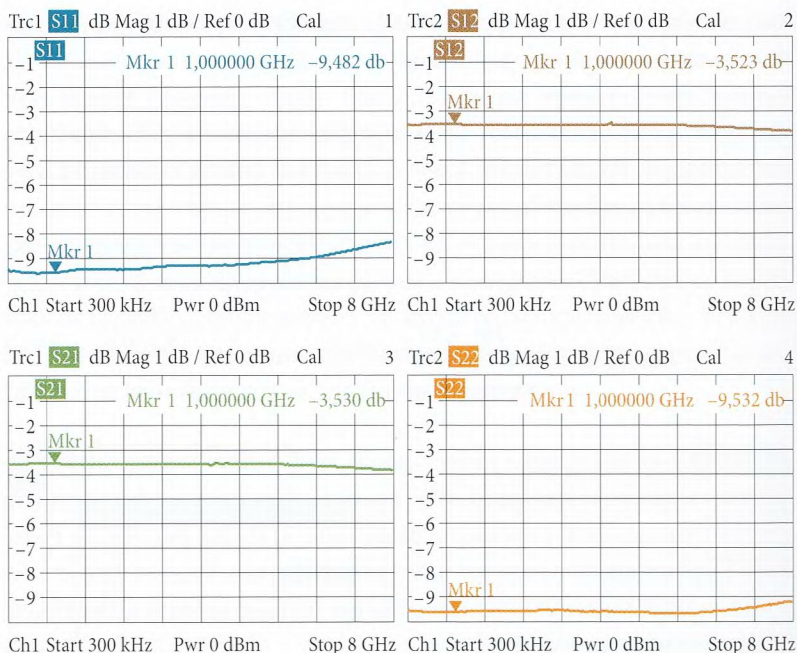


Рис. 4.8.3 Физически присутствующее ИУ.

1

Внедрение требует полной охарактеризованности виртуальных цепей трансформации, которые привлечены. Анализатор цепей предлагает следующие варианты:

- ◆ S-параметры для измеряемой цепи, например в формате Touchstone как “.s2p” или “.s4p” файлы. Характеризование должно включать все S-параметры виртуальных цепей трансформации (двух-портовое или четырех-портовое охарактеризование в случае симметричных цепей). Необходимый частотный диапазон должен быть перекрыт файлом.
- ◆ Выбор простой модели цепи и параметризация (назначение значений индивидуальных компонентов).

Наш пример особенно удобен для использования параметризованной модели цепи (см. рис. 4.8.4). Встроенный последовательный резистор установлен на 20,71 Ω . Все другие встроенные компоненты установлены на нейтральные значения ($C1 = 0$ Ф, $L1 = 0$ Гн, $R2 = 10$ М Ω). Внедрение виртуальных цепей может быть включено и отключено, используя клавишу „Embed DUT“ (встроенное

ИУ). Такая же ситуация по входу выполнена по второму тестовому порту.

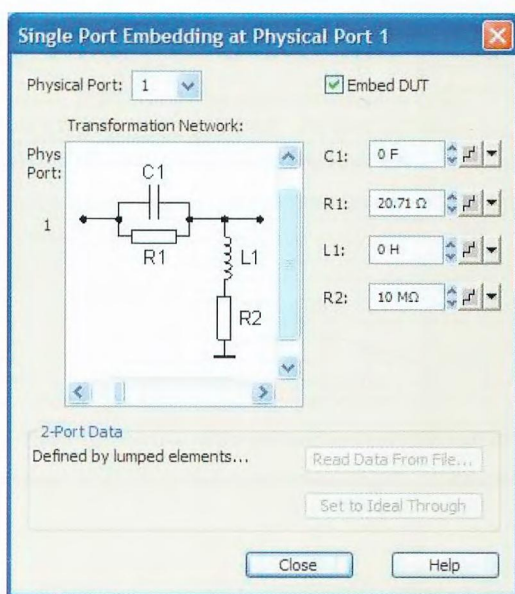


Рис. 4.8.4
Виртуальная цепь
трансформации на
испытательном
порту 1.

После встраивания измеряются S-параметры, показанные ниже, для полной схемы между виртуальными тестовыми портами 1 и 2 (сравни с рис. 4.8.2).

Для частот вплоть до 1 ГГц результаты измерений соответствуют ожиданиям. По умолчанию, последовательные резисторы R_1 и R_3 предполагаются расположенными в опорной плоскости калиброванного анализатора цепей. Как можно заключить из рис. 4.8.6, эта плоскость располагается внутри разъема. Между резисторами R_1 и R_3 и узловой точкой Т-перехода есть отрезки линии передачи l_1 и l_2 , соответственно. Обе длины показаны на рис. 4.8.6 ниже. Отрезок линии с длиной l_2 оканчивается последовательной цепью из R_3 и виртуального тестового порта 2 (см. рис. 4.8.2). Импеданс этой последовательной цепи равен примерно 70Ω . Другими словами, этот отрезок линии не оканчивается характеристическим импедансом $Z_c = 50 \Omega$. Это означает, что это вызывает частотно-зависимую трансформацию, которая оказывает влияние на все четыре S-параметра на рис. 4.8.5. Это же самое применимо к другому отрезку линии, которая соединена с импедансом источника $R_1 + 50 \Omega \approx 70 \Omega$.

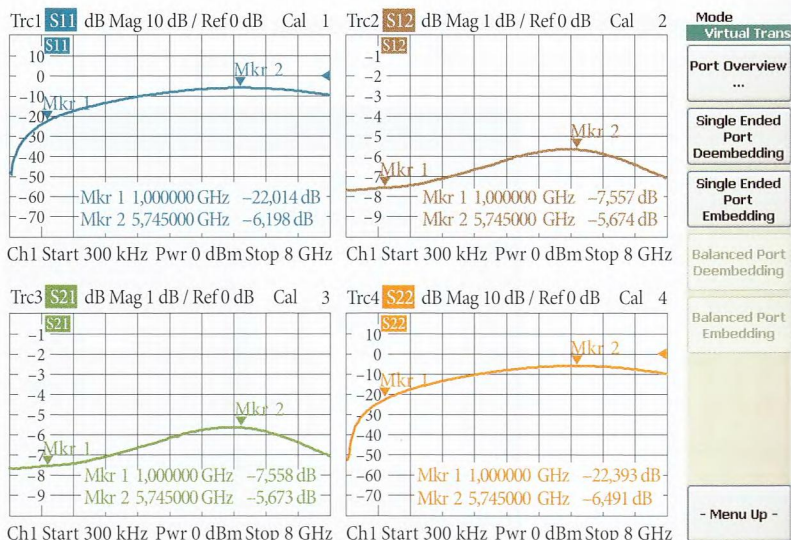


Рис. 4.8.5 Результаты измерений со внедрением виртуальных цепей в тестовых портах 1 и 2.

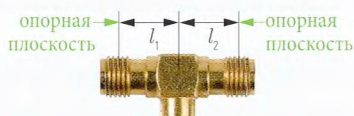


Рис. 4.8.6
Длины l_1 и l_2 на Т-переходе.

Выбирая подходящее смещение длины в тестовых портах 1 и 2, можно сдвинуть опорную плоскость внутрь Т-перехода. В настоящем случае мы можем определить это смещение длины следующими рассуждениями: на частоте 5,745 ГГц (соответствующей длине волны $\lambda = 52,22$ мм) параметр s_{11} имеет максимум. На этой длине волны предварительно рассчитанное рассогласование 70Ω трансформируется отрезком линии l_2 в минимум. Реальная трансформация основывается на предположении об электрической длине $l_2 = \lambda/4$. Электрическая длина, требуемая для компенсации, равна поэтому $l_2 = 52,22 \text{ мм}/4 = 13,05 \text{ мм}$. Из-за симметрии это значение удобно выбрать для обоих испытательных портов $l_1 = l_2$. Результаты измерений из рис. 4.8.7 соответствуют нашим ожиданиям.

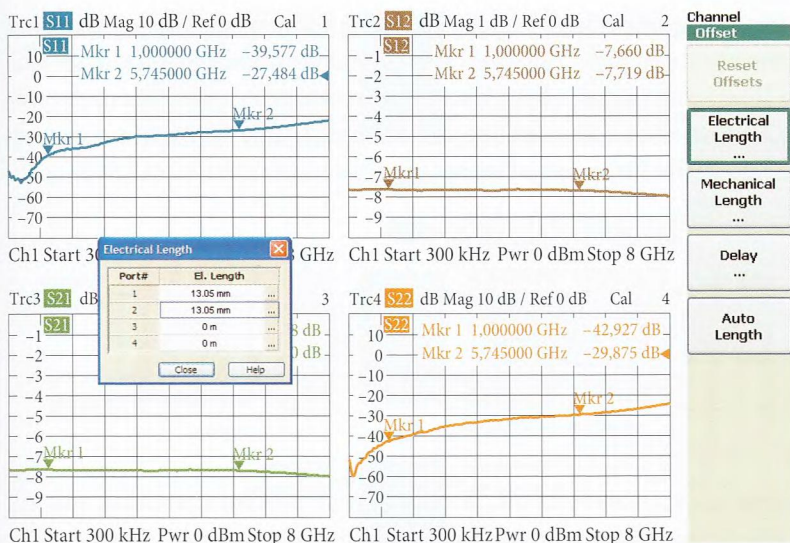


Рис. 4.8.7 Результаты измерений с внедрением виртуальных цепей и смещением длины.

Внедрение виртуальных цепей с простыми моделями цепей или с S-параметрами (файлы *.s2p-, *.s4p) может быть скомбинировано с дополнительными механизмами. Возможности включают:

- ♦ Учет **виртуальных трансформаторов импеданса** или изменение опорного импеданса до значения, которое расходится с физическим значением прибора, которое обычно равно $Z_0 = 50 \Omega$ или $Z_0 = 75 \Omega$. Эта процедура известна как перенормировка S-параметров.
- ♦ Добавление отрезков однородных линий передачи **смещением длины**. Отрицательное смещение длины $l_{\text{offs}} < 0$ добавляет виртуальный отрезок линии к цепи, в то время как положительное смещение длины компенсирует отрезок линии, который физически присутствует. Последнее описывается в следующем разделе («удаление виртуальных цепей»).

При использовании этих дополнительных механизмов важно принимать во внимание порядок индивидуальных шагов в цепочке вычислений анализатора цепей. Это показано на рис. 4.8.8 для семейства приборов, которое используется в этой книге. Техники невраивания и симметрично-несимметричного преобразования включены для сохранения полноты и описываются разделами 4.9 и 4.10, соответственно.

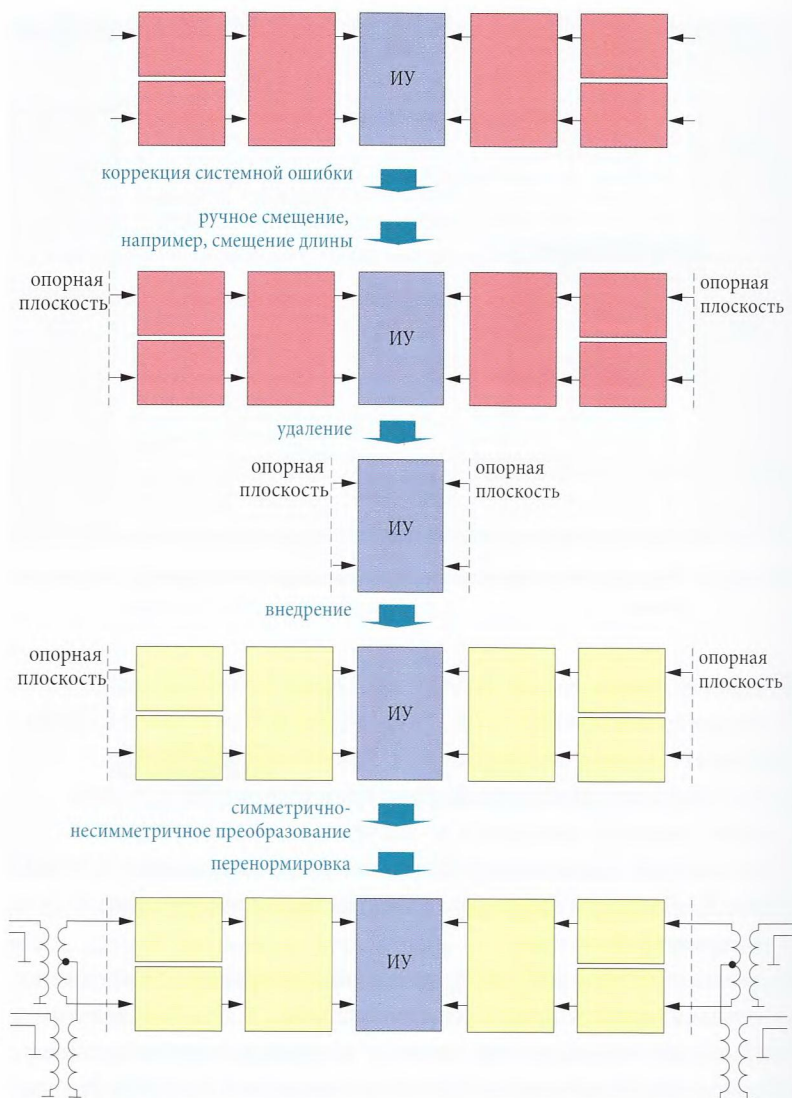


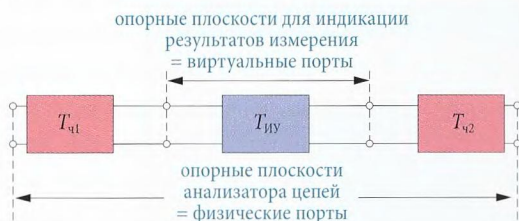
Рис. 4.8.8 Порядок и влияние различных шагов в цепочке расчета.

4.9 Измерение с удалением виртуальных цепей

Намерение **удаления виртуальных цепей** это измерять ИУ, которое встроено в среду физической цепи, несмотря на то, имеет ли эта среда возможность математического удаления из результатов измерений. Например, ИУ может быть **монолитной интегральной схемой СВЧ (microwave monolithic integrated circuit – MMIC)**, которая

заклучена в пластмассовый корпус. При измерении мы хотели бы получить данные самого кристалла без корпуса. Другими словами, не существует способа прямого доступа к виртуальным портам ИУ, которые нас интересуют. Предположим, что мы знаем части цепи $T_{ч1}$ и $T_{ч2}$, которые присутствуют между анализатором цепей и ИУ.

Рис. 4.9.1
Удаление виртуальных
цепей двух-портовой
цепи.



Полное характеризование цепей $T_{ч1}$ и $T_{ч2}$ обеспечивается анализатором цепей. Методы характеризования, используемые здесь, знакомы из встраивания (раздел 4.8). Анализатор вычисляет трансформацию, которая может быть использована для компенсации физически присутствующих цепей $T_{ч1}$ и $T_{ч2}$. Как только включается невстраивание, пользователь может воспользоваться преимуществами всех S-параметров, связанных с измеряемыми величинами, диаграммами и форматами, доступными в приборе, как будто ИУ измерялся на его виртуальных тестовых портах.

Для целей иллюстрации мы будем использовать Т-переход с резистором 50 Ω как нашу цепь $T_{ч1}$. Его S-параметры известны из рис. 4.8.3 и были экспортированы как *.s2p файл в формате Touchstone®. Мы не будем использовать цепь $T_{ч2}$. Полосовой фильтр используется как ИУ. На калиброванном анализаторе цепей мы загружаем Т-переход с резистором 50 Ω , присоединенный к тестовому порту 1. За этим следует ИУ и тестовый порт 2.



Рис. 4.9.2
Испытательная установка
перед сборкой.

Здесь удаление виртуальных цепей необходимо только в тестовом порту 1. Характеризование цепи T_{q1} проводится, как показано на рис. 4.9.3. Для этой цели загружаются соответствующие файлы *.s2p. В дополнение удаление в тестовом порту 1 может включаться и выключаться, используя клавишу „Deembed DUT“.

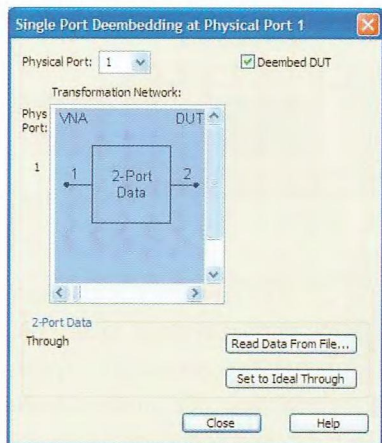


Рис. 4.9.3

Виртуальная цепь трансформации в испытательном порту 1.

Как результат удаления виртуальных цепей, S-параметры полосового фильтра индицируются, как если бы цепь T_{q1} не присутствовала.

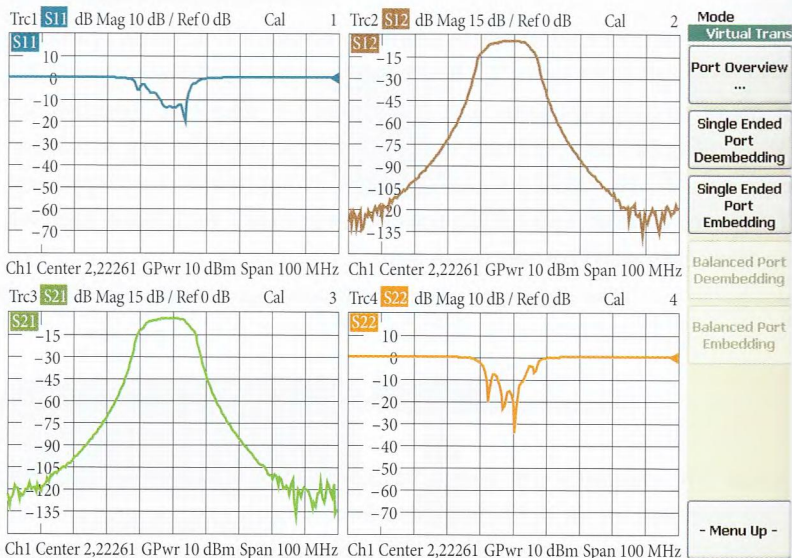


Рис. 4.9.4 Результаты измерений с удалением виртуальных цепей.

Теперь мы будем модифицировать Т-переход, чтобы проиллюстрировать пределы удаления. Вместо резистора $50\ \Omega$ мы присоединяем стандарт XX (например, из калибрационного набора). Т-переход, который модифицируется в такой манере, сначала обмеряется один как двухпортовое устройство. Соответствующие S-параметры сохраняются в файле *.s2p. Их можно наблюдать на рис. 4.9.5. Мы можем видеть полюс на 4,22 ГГц. На этой частоте линия, идущая от узловой точки Т-перехода, к XX, действует как шлейф $\lambda/4$. Соответствующая длина состоит из электрической длины XX и отрезка линии внутри Т-перехода. На частоте 4,22 ГГц линия действует как $\lambda/4$ -трансформатор и трансформирует XX в КЗ. Этот КЗ соединен параллельно тестовым портам 1 и 2 и предотвращает передачу между двумя портами. Как следствие, коэффициенты передачи вперед и назад имеют полюс на этой конкретной частоте (см. также s_{12} и s_{21} на рис. 4.9.5).

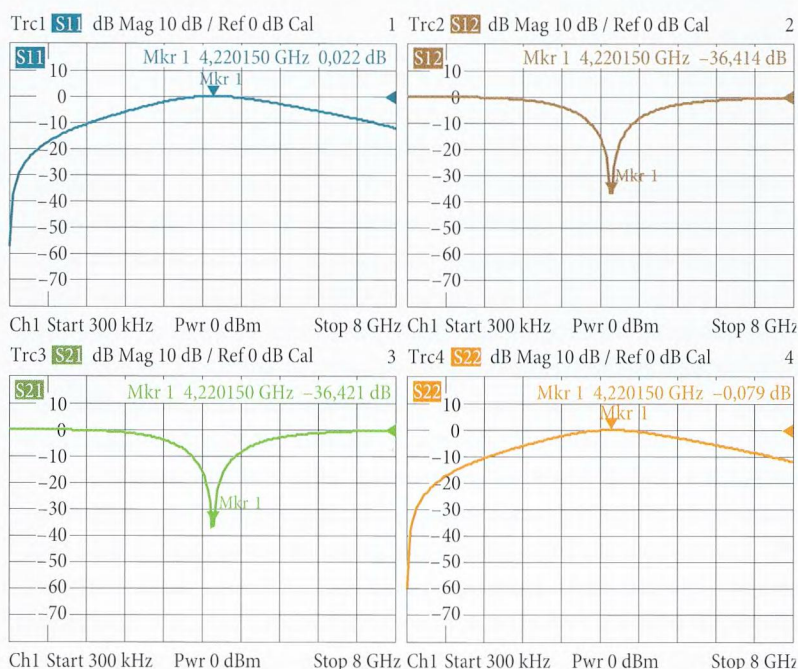


Рис. 4.9.5 S-параметры Т-перехода с стандартом XX.

Цепь теперь расширена, чтобы включить ИУ (в данном случае фиксированный аттенюатор на 10 дБ). Он вставляется между модифицированным Т-переходом и тестовым портом 2. Файл *.s2p, связанный с рис. 4.9.5, назначается как невстраиваемая цепь к тестовому

вым порту 1 анализатора. Результаты измерений с неистраиванием демонстрируют существенное отклонение на частоте 4,22 ГГц (см. рис. 4.9.6). Как описывалось ранее, на этой частоте передача через цепь $T_{ч1}$ является невозможной. Измеренные значения a_1 и b_1 в тестовом порту 1 поэтому не содержат никакого сигнала, который позволил бы нам делать заключения об отражении от ИУ. Мы можем выполнить подобный анализ относительно передачи на частоте 4,22 ГГц. В окрестности этой частоты анализатор цепей не способен вычислять S-параметры ИУ, составленного как фиксированный аттенюатор на 10 дБ, из измеренных значений.



Удаление виртуальных цепей есть пленительный инструмент, но он имеет физические ограничения. Например, если подлежащая компенсированию цепь имеет полюса, тогда компенсация невозможна. Если цепь, подлежащая компенсированию, имеет большое ослабление, это ухудшит эффективную поправку на направленность на физическом порту (см. раздел 2.4.1). Если трансформирующая цепь известна точно, то теоретически деградация эффективных системных данных на виртуальном тестовом порту не будет возникать, но влияние эффектов дрейфа будет увеличиваться. В добавление к этому будет возникать деградация отношения сигнал/шум из-за низких уровней на физическом порту. Шум в графике будет тогда неминуемо увеличиваться. Ясно, что удаление не может решить все ваши измерительные проблемы.

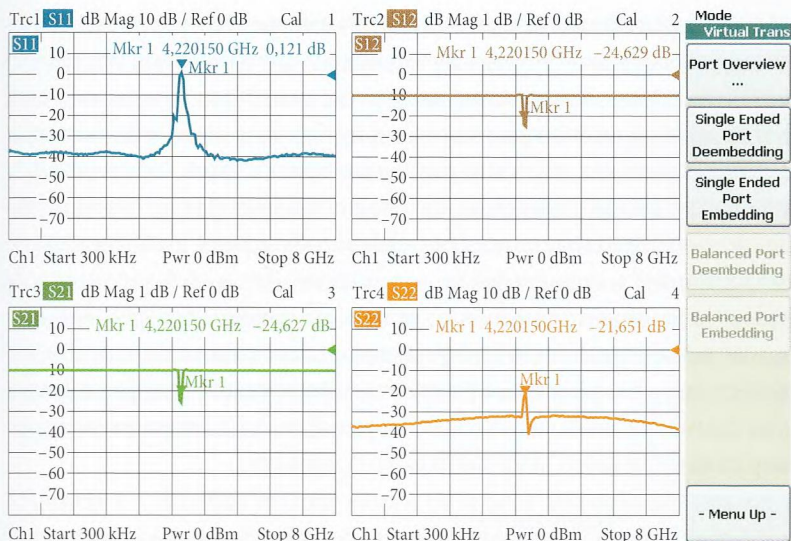


Рис. 4.9.6 Графики для фиксированного аттенуатора 10 дБ с удалением виртуальных цепей.

4.10 Измерение симметричных линий

При передаче сигналов по линиям передачи мы хотели бы уменьшить внешние помехи. Тем не менее, внешние нежелательные сигналы могут проникать, даже когда используется замкнутое экранирование, например, из-за конечной проводимости заземляющего проводника. Если мы передаем сигнал по паре **симметрично связанных проводников**, мы можем ожидать проникновение помех в обе линии в равной степени. С другой стороны, если мы вводим желательный сигнал в один проводник с нулевой фазой, и в другой проводник со сдвигом фаз 180° , очень легко различить возникающий дифференциальный сигнал от помех синфазного режима. Эта конфигурация известна как **симметричная (балансная)**¹⁾ **линия передачи**. Идеальная конфигурация использует **линию передачи типа витая пара** без опорного заземления. В реальной жизни, однако, заземление обычно присутствует в окрестности линии, так что кроме желаемого сигнала **дифференциального режима** вдоль линии передачи может также распространяться сигнал **синфазного режима**. Что тут нежелательного, так это преобразование сигнала

1) Это также называется «дифференциальной» линией в технической литературе.

лов между синфазным и дифференциальным режимом, поскольку чистое различие между желательным сигналом и существующей помехой в форме синфазного сигнала больше невозможно. Когда оцениваются линии передачи и оборудование, используемое с ними, такое как системы разъемов, передатчики, приемники и т.д., то требуется измерение, которое позволяет раздельное наблюдение дифференциального и синфазного режимов и обеспечивает информацию о преобразовании режимов. Для целей характеризования используются волновые величины синфазного режима a_c и b_c и волновые величины дифференциального режима a_d и b_d . В каждом случае два физических порта комбинируются для формирования симметричного логического порта. Рис. 4.10.1 показывает пример симметричного двух-портового устройства.

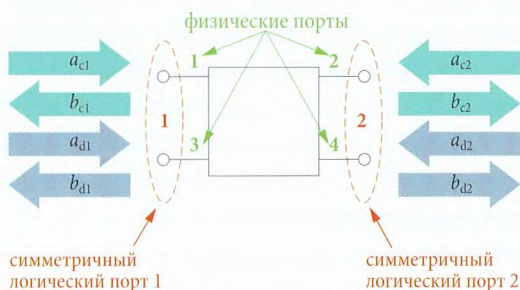


Рис. 4.10.1

Сравнение между физическими и симметричными логическими портами.

Нормально анализатор цепей имеет только односторонние коаксиальные¹⁾ порты, что означает, что он измеряет то, что известно как **несимметричные S-параметры**²⁾, которые были определены в разделе 1.2. Используя подходяще сконфигурированные трансформаторы, эти тестовые порты могут быть адаптированы к симметричным ИУ. Поскольку физические трансформаторы имеют неудовлетворительные свойства (например, очень ограниченную полосу пропускания) анализатор моделирует идеальные трансформаторы, используя соответствующие модели цепей. Арифметический процесс, подобный встраиванию (см. раздел 4.8), интегрирует эти идеальные трансформаторы в цепочку обработки измерительных данных. Этот процесс известен как **модальная декомпозиция**.

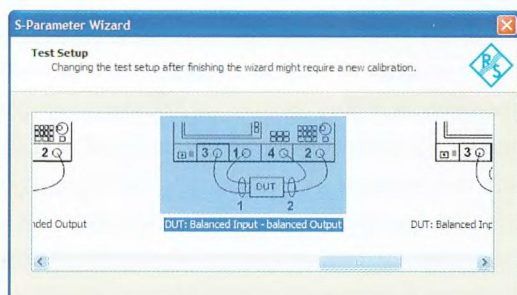
1) В некоторых случаях они также называются небалансными в технической литературе.

2) В технической литературе также называемые «узловыми S-параметрами»

Большое преимущество этого процесса заключается в том, что не требуется никакого специального симметрирующего оборудования для измерений. Более того, можно использовать обычную технику калибровки и калибрационные стандарты. Современный анализатор цепей может автоматически выполнять модальную декомпозицию и пользователю только необходимо указать желаемые испытательные порты как симметричные порты. Результат измерений это так называемая **S-матрица смешанного режима**. Она характеризует соотношения между симметричными (балансными) волновыми величинами. Для симметричной двухпортовой цепи он имеет в общем 16 входов. Их значения проясняются, используя следующие измерительные примеры.

Пример 1. Конфигурация линии передачи для первого примера состоит из двух проводников с точно одинаковой длиной (электрическая длина 18,17 мм). Используемый анализатор цепей обеспечивает мастер измерений. На его первом шаге выбирается конфигурация тестового порта для симметричных измерений (см. следующий рисунок).

Рис. 4.10.2
Конфигурация тестового
порта для симметрич-
ных измерений.



Оставшиеся диалоги Мастера измерений используются для конфигурирования частотного диапазона, полосы пропускания по ПЧ и выходной мощности испытательного порта. Здесь хорошо бы упростить прием предустановок по умолчанию. Как только мастер измерений сконфигурирован, выполняется калибровка и присоединяется ИУ. Анализатор цепей индицирует следующие результаты измерений (рис. 4.10.3):

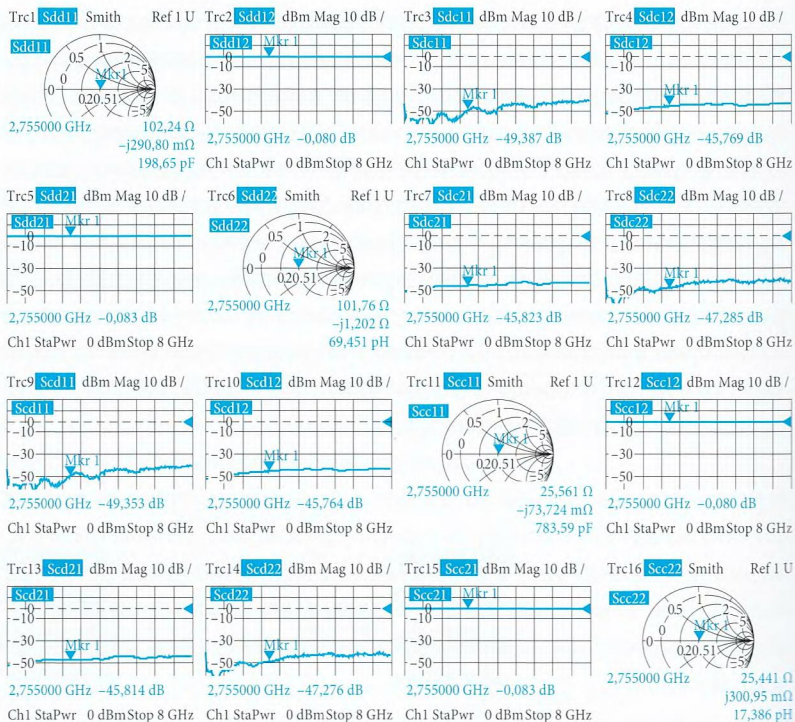


Рис. 4.10.3 Результаты измерений для одинаковых длин проводников (пример 1).

Графики на рис. 4.10.3 могут быть автоматически расположены в соответствии со структурой модальной S-матрицы. Если мы используем эту структуру последовательно, это делает очень легким быстрое сравнение результатов измерений одного с другим, тем самым, сохраняя усилия на поиск между 16 откликами. Каждый S-параметр представляет отношение отраженной волны к падающей волне. Например, S-параметр s_{dc21} соответствует отношению b_{d2}/a_{c1} (см. рис. 4.10.1). Индивидуальные S-параметры из измерений могут быть интерпретированы следующим образом:

- ◆ $s_{dd11} \approx s_{dd22} \approx s_{dc11} \approx s_{dc22} \approx s_{cd11} \approx s_{cd22} \approx s_{cc11} \approx s_{cc22} \approx 0$

Линия передачи завершается почти идеально. Никакой мощности не отражается в этом режиме и также между режимами.

- ◆ $s_{dd12} \approx s_{dd21} \approx s_{cc12} \approx s_{cc21} \approx 1$

Линия передает сигналы синфазного режима и дифференциального режима приблизительно без потерь между двумя симметричными портами.

- ◆ $s_{dc12} \approx s_{dc21} \approx s_{cd12} \approx s_{cd21} \approx 0$

В процессе передачи не возникает преобразования режима.

Пример 2. Во втором примере конфигурации линии передачи один из проводников удлиняется. Это означает, что проводники имеют электрические длины 18,17 мм и 72,80 мм, соответственно. В результате этой асимметрии меняются S-параметры смешанного режима.

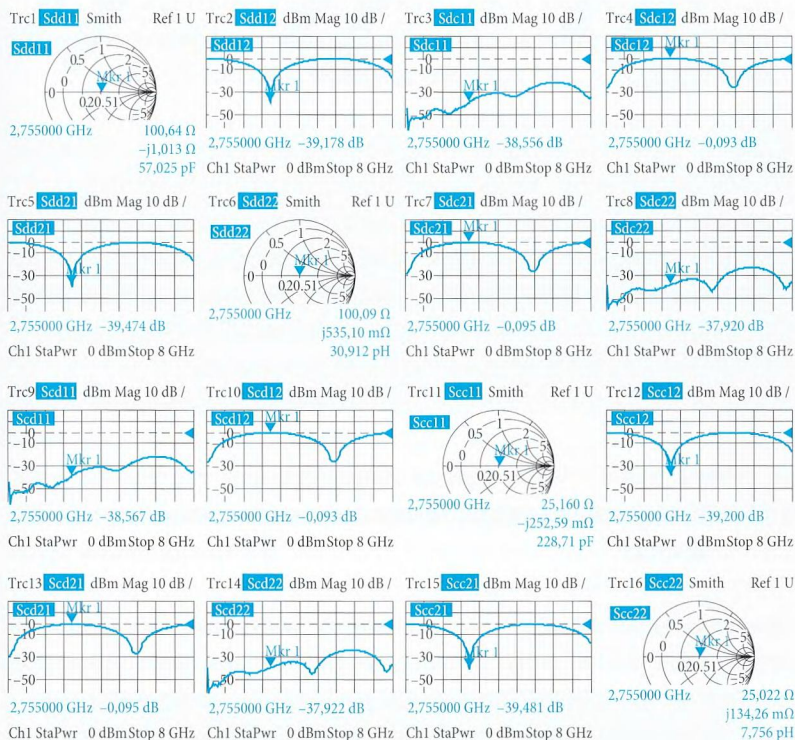


Рис. 4.10.4 Результаты измерений для различных длин проводников (пример 2).

Некоторые из графиков на рис. 4.10.4 имеют максимум или минимум на частоте $f_0 = 2,755$ ГГц. Поведение ИУ может быть определено из S-параметров для измерений:

$$\diamond s_{dd11} \approx s_{dd22} \approx s_{dc11} \approx s_{dc22} \approx s_{cd11} \approx s_{cd22} \approx s_{cc11} \approx s_{cc22} \approx 0$$

Как результат изменения длины, характеристические импедансы конфигурации линий передачи не модифицированы по сравнению с примером 1. Соответственно, примерное согласование все еще имеет место.

$$\diamond s_{dd12}, s_{dd21}, s_{cc12} \text{ и } s_{cc21} \text{ имеют грубо нулевое значение на } f_0 \text{ и}$$

$$\diamond s_{dc12}, s_{dc21}, s_{cd12} \text{ и } s_{cd21} \text{ имеют грубо значение 1 на } f_0.$$

На частоте f_0 удлинение линии передачи приводит к фазовому сдвигу в 180° между сигналами двух проводников. Подаваемые

сигналы дифференциального режима полностью преобразуются в процессе передачи в синфазные сигналы. В сравнении с этим, подаваемые сигналы синфазного режима полностью преобразуются в сигналы дифференциального режима. Соответственно, коэффициенты передачи смешанного режима s_{dc12} , s_{dc21} , s_{cd12} и s_{cd21} имеют значение грубо 1. Поскольку вся мощность, которая поступает, преобразуется, то одномодовые коэффициенты передачи s_{dd12} , s_{dd21} , s_{cc12} и s_{cc21} имеют значение грубо 0.



Привычная калибрационная техника компенсирует асимметрию анализатора цепей вплоть до опорной плоскости. Если асимметрии вводятся в испытательную установку, когда подсоединяется ИУ, например, из-за различных длин адаптеров или различных значений ослабления, возникает преобразование режимов, которое может исказить измерения.

4.11 Измерение перекрестных помех на ближнем и дальнем концах

Симметричные линии передачи могут состоять, например, из линий типа витой пары. В большинстве случаев, некоторые симметричные линии передачи организовываются в общие оболочки (или, по крайней мере, близко одна к другой). В дополнение к внешним помехам, обсуждавшимся в разделе 4.10, мы должны также учесть перекрестные (взаимные) помехи между парами линий. Различные величины вводятся для описания этих внутренних помех в кабеле. Они базируются на правильном соотношении мощностей и относятся специально к дифференциальному режиму. При анализе перекрестных помех мы должны выбрать две пары проводников из кабеля и подключить их пассивные концы так, чтобы не возникало отражений. Для этой цели мы должны рассмотреть оба режима распространения, присутствующих в кабеле. Следующий рисунок показывает три реализации для такого подключения, свободного от отражений. Z_{cd} называется характеристическим импедансом дифференциального режима, а Z_{cc} – характеристическим импедансом синфазного режима линии передачи. Типовые значения, например, есть $Z_{cd} = 100 \Omega$ и $Z_{cc} = 25 \Omega$.

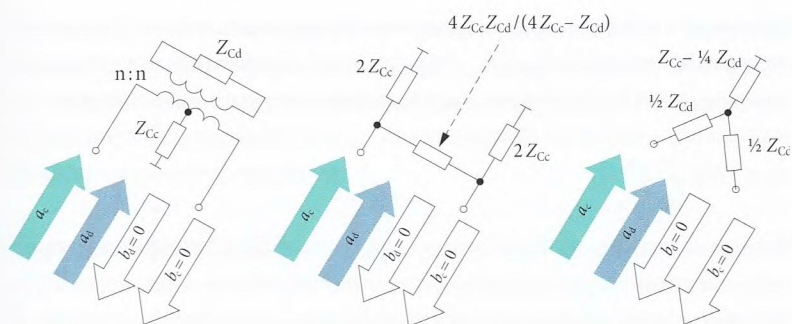


Рис. 4.11.1 Конструкции неотражающей концовки, используемые на рис. 4.11.2–4.11.4.

Источник, который используется, также является согласованным в обоих режимах линии передачи и возбуждает только дифференциальный режим одной пары проводников. Симметричные логические порты анализатора цепей могут быть использованы как волновой источник и приемник.

При измерении **перекрестных потерь на ближнем конце** $d_{\text{бл}}$ (NEXT) волновой источник и приемник присоединены к одному и тому же концу кабеля.

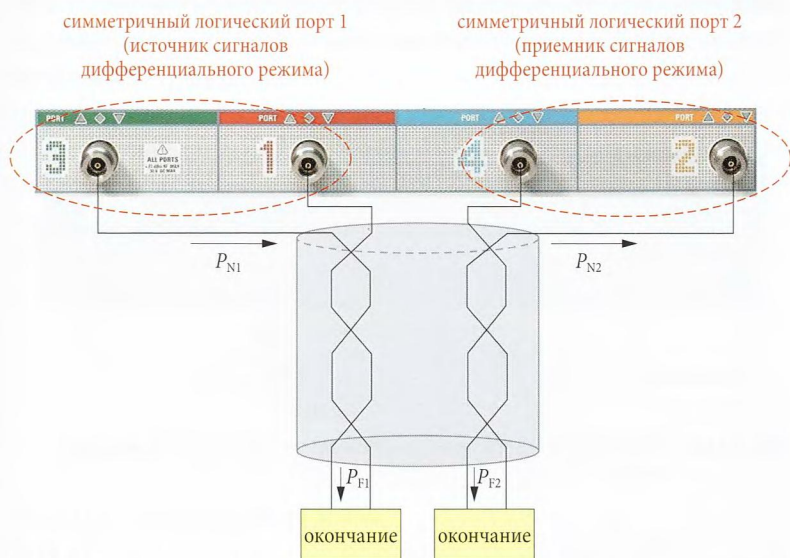


Рис. 4.11.2 Измерения перекрестных потерь на ближнем конце.

Источник обеспечивает волну дифференциального режима с доступной мощностью P_{N1} . Приемник обнаруживает мощность перекрестной связи P_{N2} сигнала в дифференциальном режиме.

$$d_{\text{бл}} = 10 \lg \frac{P_{N1}}{P_{N2}} \text{ дБ} \quad (4.11-1)$$

Из-за окончания на всех сторонах и того факта, что рассматривались сигналы только дифференциального режима, мощности P_{N1} и P_{N2} могут быть определены из компонентов $P_{N1} = |a_{d1}|^2$ и $P_{N2} = |b_{d2}|^2$, соответственно. Если мы используем организацию тестовых портов, показанную на рис. 4.11.2, мы можем также рассчитать $d_{\text{бл}}$ из параметра $s_{\text{дл}21}$ измеренных значений, зафиксированных анализатором цепей.

$$d_{\text{бл}} = -20 \lg |s_{\text{дл}21}| \text{ дБ} \quad (4.11-2)$$

Входные/выходные перекрестные потери на дальнем конце $d_{\text{дал, вх/вых}}$ (IOFEXT) определяются для подобной испытательной установки. Единственная разница заключается в том, что возбуждение и обнаружение выполняются с противоположных концов кабеля. Мощность возбуждения дифференциального режима дается выражением P_{N1} . Приемник обнаруживает мощность P_{F2} (см. рис. 4.11.3).

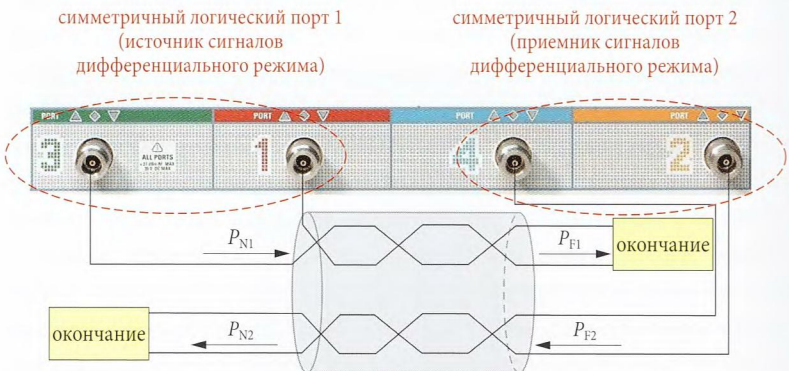


Рис. 4.11.3 Измерение входных/выходных перекрестных потерь на дальнем конце.

$$d_{\text{дал, вх/вых}} = 10 \lg \frac{P_{N1}}{P_{F2}} \text{ дБ} \quad (4.11-3)$$

Здесь мы можем определить мощности в сравнении с предыдущим случаем, определяя $P_{N1} = |a_{д1}|^2$ и $P_{F2} = |b_{д2}|^2$. Если мы соединяем испытательные порты так, как показано на рис. 4.11.3, то $d_{\text{дал}}$ можно определить из параметра $s_{\text{дд21}}$ измеренных значений, зафиксированных анализатором цепей.

$$d_{\text{дал, вх/вых}} = -20 \lg |s_{\text{дд21}}| \text{ дБ} \quad (4.11-4)$$

В случае перекрестных потерь равного уровня на дальнем конце $d_{\text{дал, рав}}$, обе мощности P_{F1} и P_{F2} измеряются на конце кабеля, который противоположен концу с возбуждением. Мощность P_{F2} называется мощностью, которая связана с помехой, как и в предыдущем случае.

$$d_{\text{дал, рав}} = 10 \lg \frac{P_{N1}}{P_{F2}} \text{ дБ} \quad (4.11-5)$$

В принципе, уровни мощности P_{F1} и P_{F2} могут быть определены, как и прежде, используя соответствующие волновые величины. Поскольку испытательная установка потребовала бы полных шести физических испытательных портов (симметричный источник и два симметричных приемника), мы обычно измеряем $d_{\text{дал, рав}}$ не напрямую. Чтобы выполнить это, нам необходимо знать **потери кабеля** $d_{\text{каб}}$, которые могут быть измерены, используя следующую испытательную установку:

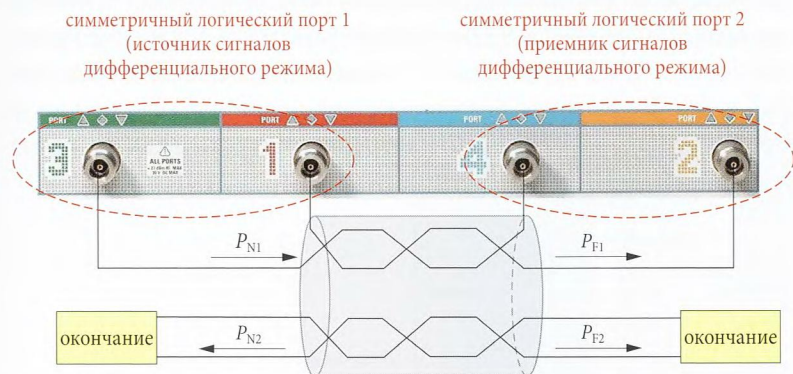


Рис. 4.11.4 Измерения потерь кабеля.

$$d_{\text{каб}} = 10 \lg \frac{P_{N1}}{P_{F1}} \text{ дБ} \quad (4.11-6)$$

Если мы соединяем тестовые порты, как это показано на рис. 4.11.4, $d_{\text{каб}}$ может быть также рассчитано из параметра $s_{\text{дл}21}$ измеренных значений, зафиксированных анализатором цепей.

$$d_{\text{каб}} = -20 \lg |s_{\text{дл}21}| \text{ дБ} \quad (4.11-7)$$

Мощность P_{F2} создается мощностью P_{N1} из-за механизма перекрестной связи. С другой стороны, мощность P_{F1} вызывается мощностью P_{N1} из-за потерь в кабеле $d_{\text{каб}}$. Следовательно, мы имеем следующее соотношение между величинами перекрестных потерь на дальнем конце:

$$d_{\text{дал, рав}} = d_{\text{дал, вх/вых}} - d_{\text{каб}} \quad (4.11-8)$$

4.12 Фильтр с симметричным и несимметричным портами, дисбаланс и подавление синфазного режима

В этом примере мы интересуемся фильтром на акустических поверхностных волнах (ПАВ-фильтр) с несимметричным портом 1 и балансным портом 2. Чтобы проверить работоспособность фильтра, он должен быть встроен в специальную согласующую цепь, которая реализуется, используя встраивание. По теории мы должны также реализовать согласующую цепь физически, используя подходящие компоненты. Однако, используя внедрение виртуальных цепей, мы не зависим от точности компонентов в согласующей цепи. Это является преимуществом, например, если нам необходимо сравнить результаты измерения от нескольких тестовых станций.

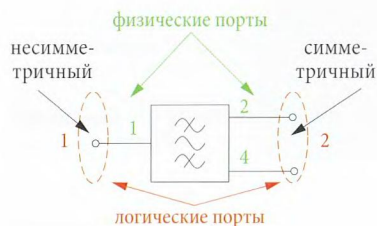


Рис. 4.12.1

Полосно-пропускающий фильтр с несимметричным портом 1 и симметричным портом 2.

Сначала мы должны определить конфигурацию тестовых портов: логический порт 1 является несимметричным и соответствует

физическому порту 1; логический порт 2 является симметричным и состоит из физических портов 2 и 4. Для симметричного порта выбраны дифференциальный опорный импеданс $75\ \Omega$ и синфазный опорный импеданс $25\ \Omega$. Частотное качание отконфигурировано так, чтобы иметь центральную частоту $1,9645\ \text{ГГц}$ и размах $200\ \text{МГц}$. Полоса пропускания измерения $1\ \text{кГц}$ и выходная мощность испытательного порта $0\ \text{дБм}$ являются подходящими. Все эти установки легко выполнить, например, с помощью Мастера измерений. На динамический диапазон можно воздействовать, изменяя выходную мощность испытательного порта и параметры полосы пропускания по ПЧ.



Если необходимо получить максимально возможный динамический диапазон, мы рекомендуем использовать наименьшую возможную полосу пропускания. Возрастание выходной мощности тестового порта может также помочь улучшить динамический диапазон. Конечно, ИУ и измерительный приемник не должны выходить за пределы линейной работы. Выходная мощность испытательного порта на уровне $-10\ \text{дБм}$ или $0\ \text{дБм}$ часто используется как стандартное значение.

Блок автоматической калибровки используется для упрощения процесса калибровки. Как только подключено ИУ, определяется внедрение виртуальных цепей на логическом порту 2 с параллельной индуктивностью в $15\ \text{нГн}$.

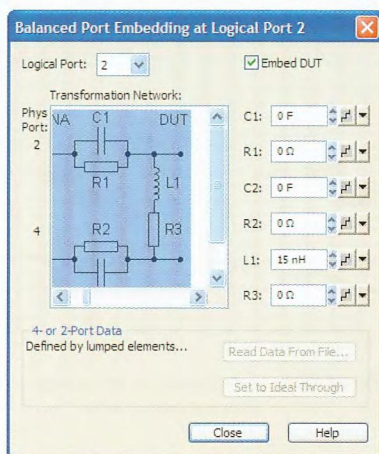


Рис. 4.12.2

Внедрение с параллельной индуктивностью в $15\ \text{нГн}$.

Для центральной частоты графики на рис. 4.12.3 показывают коэффициент отражения $s_{cs11} \approx 0$ в порту 1 и коэффициент отражения дифференциального режима $s_{dc22} \approx 0$ в порту 2. Это означает, что область пропускания показывает хорошее входное/выходное согласование для несимметричной и симметричной конфигурации, в которой используется фильтр. Коэффициент отражения синфазного режима s_{cc22} в порту 2 в области пропускания соответствует более или менее полному отражению. Поскольку мощность обрезается как результат полного отражения в ИУ, этот режим не подходит больше для передачи. Коэффициенты передачи s_{cs12} и s_{cs21} для синфазных сигналов имеют поэтому очень низкие значения. Коэффициент передачи s_{dc21} характеризует передачу несимметричного сигнала из порта 1 в сигнал дифференциального режима в порту 2. Это является главной желательной функцией фильтра. Следовательно, параметр s_{dc21} демонстрирует полосно-пропускающую характеристику фильтра. Величины s_{dc22} и s_{cc22} преобразование режима, которое возникает в результате отражения в порту 2. Обе они имеют очень маленькие значения, это является желательным, потому что это упрощает разделение синфазного и дифференциального сигналов в последующих частях цепи.

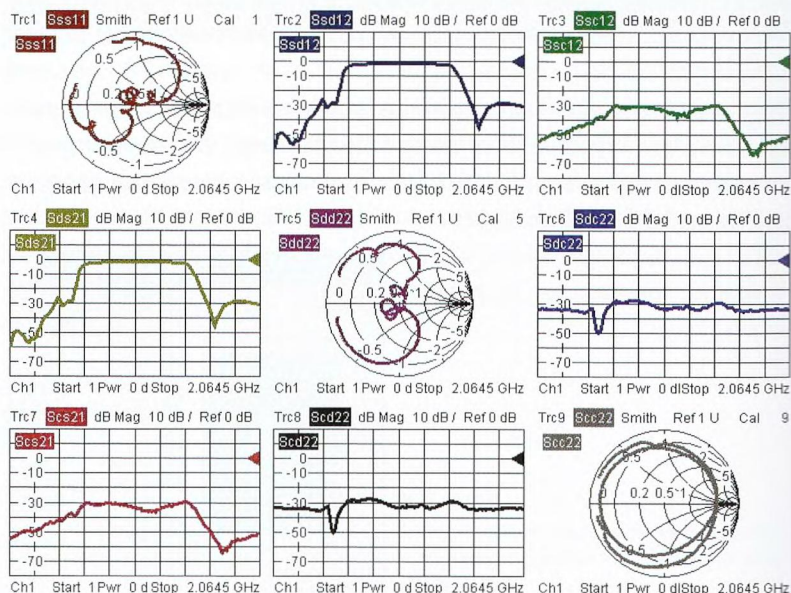


Рис. 4.12.3 S-параметры смешанного режима для фильтра поверхностных акустических волн.

Теперь мы хотели бы проанализировать параметры s_{ds21} и s_{cc11} более детально. Используя специальные маркерные функции, можно автоматически определять частоты отсечки по уровню 3 дБ, центральную частоту $f_{ц}$ и Q фактор (добротность) графика s_{ds21} (см. рис. 4.12.4).



Центральная частота $f_{ц}$ полосового фильтра обычно определяется как среднее значение частот верхней и нижней границ по уровню 3 дБ. Разница между верхней и нижней границами известная как полоса пропускания B по уровню 3 дБ. Другая важная величина это коэффициент качества Q . Она удовлетворяет следующему уравнению в случае одиночной резонансной цепи или одиночного резонатора:

$$Q = \frac{\text{Энергия, запасенная в резонаторе}}{\text{Энергия, рассеиваемая за период резонанса}}$$

Тем не менее, коэффициент качества (Q фактор) может всегда быть интерпретирован как обратная величина относительной полосы пропускания, т.е. $Q = f_{ц}/B$.

Чтобы считать простым образом согласование на частотных краях по уровню 3 дБ из s_{cc11} и s_{dd22} из графики, можно использовать функцию связанных маркеров.



Связь маркеров делает их также видимыми на всех других кривых отклика. Положение маркеров на оси сигнала возбуждения основано на отклике, который выбран, когда связь активируется.

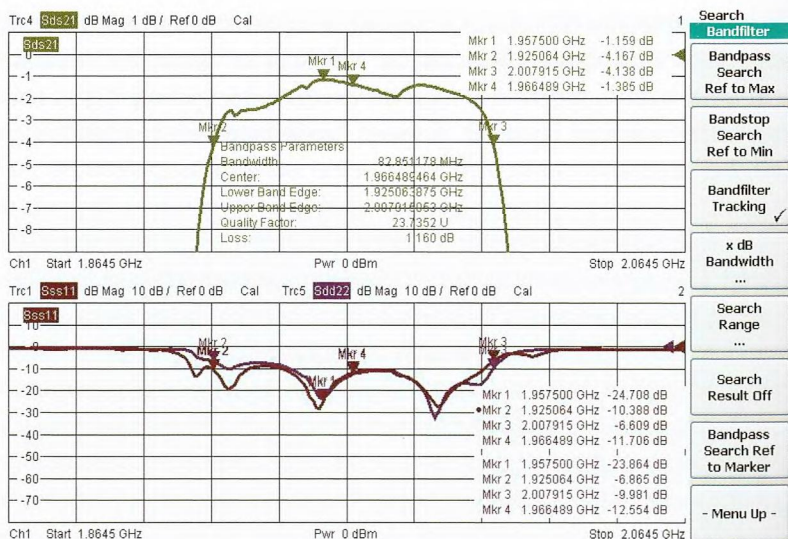


Рис. 4.12.4 Измерение полосы пропускания и центральной частоты.

Используя статистические функции, можно оценить, например, пульсации графика. В этом процессе максимальное и минимальное значения рассчитываются вместе со средним значением для конкретного участка графика. В последующем мы хотели бы проанализировать пульсации амплитуды и группового запаздывания $s_{сдс21}$. В этом примере полоса пропускания фильтра с его полосой в 3 дБ конкретизируется как диапазон оценивания статистической функции (см. рис. 4.12.5). Ширина шага апертуры должна быть определена эмпирически.

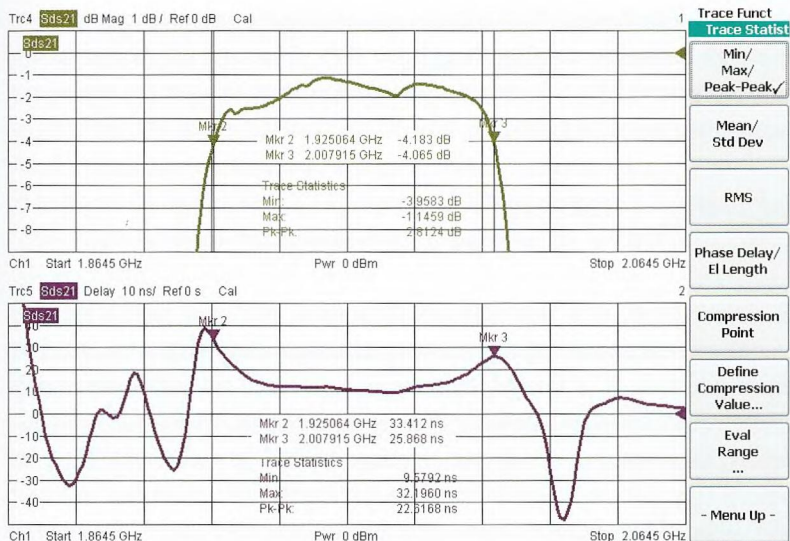
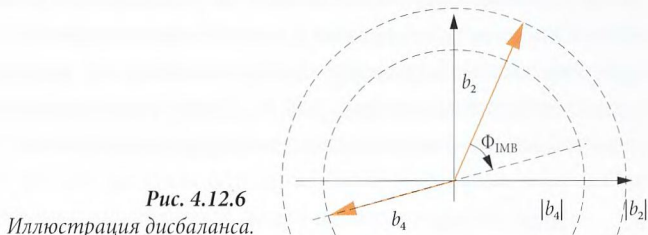


Рис. 4.12.5 Измерение пульсаций амплитуды и группового запаздывания.

Для любого генерирования дифференциальных сигналов, подобного порту 2 фильтра, мы интересуемся, имеется ли коэффициент качества для сигнала дифференциального режима. Вот почему был введен термин **дисбаланс** (англ. Imbalance – IMB). Мы можем различать **амплитудный дисбаланс** a_{IMB} и **фазовый дисбаланс** Φ_{IMB} .



Амплитудный дисбаланс a_{IMB} рассчитывается из отношения амплитуд несимметричных волн b_2 и b_4 , которые формируют симметричный логический порт. Идеально, обе они имеют одинаковые амплитуды. Значения обычно указываются в дБ. С трех-портовым устройством (рис. 4.12.1) мы можем определить из несимметричных S-параметров s_{21} и s_{41} .

$$a_{IMB} = 20 \lg \frac{|b_2|}{|b_4|} \text{ дБ} = 20 \lg \left| \frac{s_{21}}{s_{41}} \right| \text{ дБ} \quad (4.12-1)$$

Фазовый дисбаланс Φ_{IMB} характеризует отклонения фазы от идеального значения $\arg(b_2) - \arg(b_4) = 180^\circ$. Для устройства, показанного на рис. 4.12.1, мы можем рассчитать Φ_{IMB} из несимметричных S-параметров s_{21} и s_{41} .

$$\Phi_{\text{IMB}} = \arg\left(\frac{b_2}{b_4}\right) - 180^\circ = \arg\left(\frac{s_{21}}{s_{41}}\right) - 180^\circ \quad (4.12-2)$$

В дополнение, нам необходима величина, которая характеризует разницу между **коэффициентом усиления по мощности синфазного режима** G_c и **коэффициентом усиления по мощности дифференциального режима** G_d . Эта величина известная как **коэффициент подавления синфазного режима** (КПСР, в англ. CMRR).

$$d_{\text{CMR}} = 10 \lg \frac{G_d}{G_c} \text{ дБ} \quad (4.12-3)$$

Для цепи, показанной на рис. 4.12.1, коэффициент усиления по мощности дифференциального сигнала G_d измеряется между логическим портом 1 и логическим портом 2. Только мощность дифференциального сигнала рассматривается на симметричном логическом порту 2. Коэффициент усиления по мощности синфазного сигнала также измеряется между логическими портами 1 и 2, но только мощность синфазного сигнала рассматривается на симметричном логическом порту 2. Основываясь на измеренных величинах, показанных на рис. 4.12.3, можно рассчитать коэффициент подавления синфазного сигнала следующим образом:

$$d_{\text{CMR}} = 20 \lg \left| \frac{s_{ds21}}{s_{cs21}} \right| \text{ дБ} \quad (4.12-4)$$

4.13 Измерение времени переключения и эффектов дрейфа

Электромеханические переключатели (ВЧ реле) иногда используются для переключения ВЧ сигналов. Они обычно шумно работают, и время переключения находится в диапазоне нескольких миллисекунд. Кроме такого решения, переключатели могут быть основаны на полевых транзисторах (например, переключатель на полевых транзисторах, переключатель на GaAs приборах). Они не

имеют медленных механических приводных механизмов и могут реагировать быстрее. Но они все-таки требуют времени на переключение, которое, главным образом, связано с эффектами заряда и разряда. В этом контексте, общей практикой является указывать время переключения, которое соответствует от 10 % до 90 % значения коэффициента передачи. Соответствующее время переключения обычно расположено в диапазоне до нескольких сотен наносекунд.

Измерение времени переключения с использованием внешнего запуска

Для характеризования времени переключения измеряется передача a_{s21} или модуль коэффициента передачи $|s_{21}|$, используя временное качание. На анализаторе включается режим **внешнего запуска**. Устройство запуска должно быть сконфигурировано так, чтобы точно одно качание запускалось бы от состояния устройства запуска. Сигнал запуска отводится как сигнал уровня 3,3 В транзисторно-транзисторной логики (TTL) и поступает через разъем EXT TRIGGER (внешний запуск) анализатора цепей. Используя цепь из резисторов, напряжение может быть адаптировано, как это требуется. В случае электромеханических переключателей отвод должен быть всегда организован в цифровой части контроллера переключателя. Сигнал, который следует прямо к электромеханическому приводному механизму, никогда не должен использоваться, поскольку он может создавать **самонаведенное напряжение** в процессе переключения. При некоторых обстоятельствах это напряжение может кратковременно достигать значения 100 В или больше. Это может вызвать неисправности в системе запуска ли даже повреждение анализатора цепей в самом плохом случае.

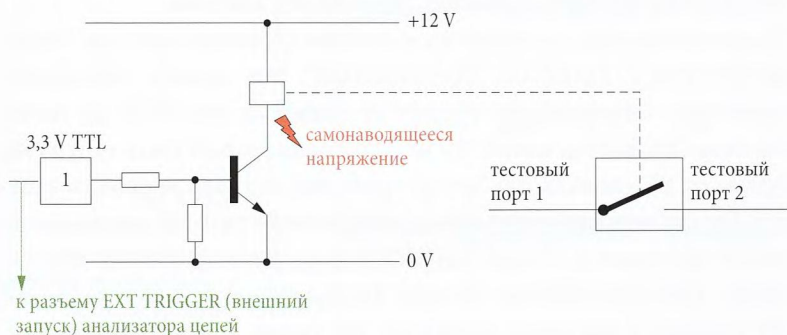


Рис. 4.13.1 Подключение сигнала запуска.

Рис. 4.13.2 показывает коэффициент передачи для ВЧ реле после того, как оно переключилось. Временная развертка была запущена, используя режим **trigger delay** (задержка запуска) в 11 мсек. В этом случае изменения в передаче могут наблюдаться очень легко, используя линейный масштаб по амплитуде. Щелчок переключателя является причиной статистических флуктуаций. Это делает необходимым измерение множества операций по переключению. Базируясь примерно на 25 измерениях, маркер 1 был установлен на значение времени, после которого никаких щелчков не ожидается.

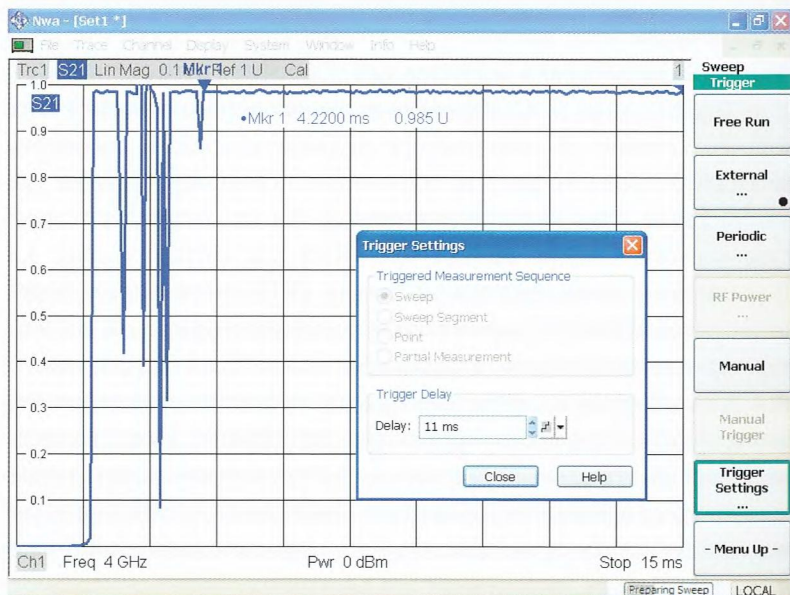


Рис. 4.13.2 Результаты измерений для щелчка переключателя вместе с установками запуска.

Измерения дрейфа с использованием ВЧ запуска

В переключателях, основанных на полевых транзисторах, мы также интересуемся дрейфом переключателя. Мы можем наблюдать, например, запаздывание уровня от значения при 90 % до значения при 99,9 % величиной 120 мс. Измерение может быть запущено прямо от ВЧ сигнала, так что не требуется сигнала внешнего запуска. При измерении передачи s_{21} следует выбирать ВЧ уровень волновой величины b_2 . Порог запуска должен быть правильно адаптирован. При этом режиме запуска анализатор цепей контролирует ВЧ уровень и запускает развертку так скоро, как только конкретный порог запуска будет превышен.

Измерение дрейфа с использованием запуска от программного продукта

Не все анализаторы цепей имеют ВЧ запуск. Для рис. 4.13.3 и рис. 4.13.4 была выбрана временная развертка со временем свипирования 1 с. Был выбран режим ручного запуска. Используя программу, запущенную на внешнем компьютере, качание может запускаться и тогда, когда ИУ (переключатель на полевых транзисторах) включается. Это известно как асинхронный запуск. График (модуль и фаза) передается на внешний компьютер и тогда поведение ВЧ запуска моделируется, т.е. в данных графика выполняется поиск времени, за которое параметр s_{21} превышает конкретный порог, скажем, -30 дБ от первого времени. Данные графика перед этим временем отбрасываются. Оставшийся интервал наблюдения ограничен, скажем, 200 мс. Все графики на рис. 4.13.3 и рис. 4.13.4 нормированы к конечному значению в стационарном состоянии (здесь среднее последних 50 измеренных значений).

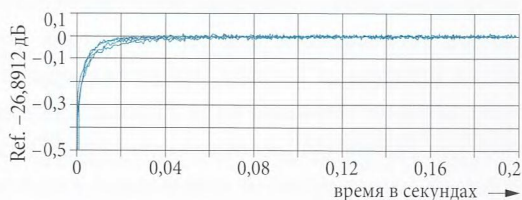


Рис. 4.13.3
Время переключения
переключателей на
полевых транзисторах с
малым дрейфом.

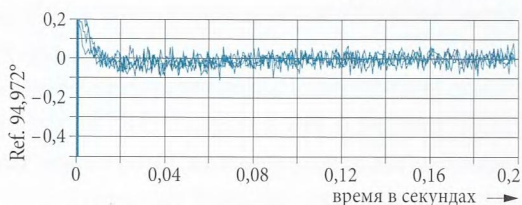
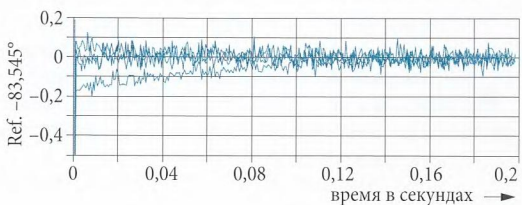
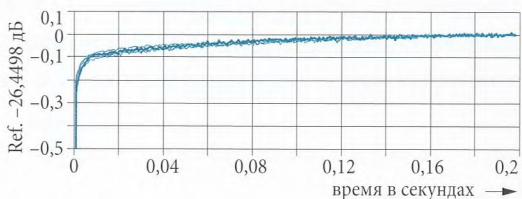


Рис. 4.13.4
Время переключения
переключателей на
полевых транзисторах с
большим дрейфом.



Одна проблема, которая возникает при анализе быстрых операций по переключению, заключается в том, что для анализатора цепей требуется время качания порядка 1 с, чтобы обработать временные флуктуации, которые имеют место при асинхронном запуске. Однако, анализаторы цепей, используемые в контексте настоящей книги, обеспечивают очень большое максимальное число точек измерения (20 001 точку), так что разрешение порядка 0,05 мс между индивидуальными точками измерений может быть достигнуто вместе с подходящей полосой пропускания измерений. Это означает, что процессы с порядком величины 1 мс могут быть измерены без проблем, несмотря на время свипирования 1 с.

Программное обеспечение, необходимое для выполнения таких измерений, может быть записано, используя язык сценариев Matlab® из The MathWorks. Дистанционное управление тестовыми приборами, используя Matlab®, описано, например, в замечаниях по применению [1EF46]. Этот документ также описывает процедуру установки, необходимую для использования функции mexrsib. Следующая программа в кодах представляет одну возможную реализацию, которая основана на SCPI командах дистанционного управления для семейства анализаторов цепей, используемых здесь. Контроллер (персональный компьютер) соединяется с тестовым прибором через LAN (локальную сеть). Последовательный интерфейс компьютера (RS-232-C) используется для управления переключателем. Последовательный интерфейс обычно имеет 9-штырьковый Sub-D разъем и PIN 4 (Signal DTR) используется для включения и выключения переключателя. Время нарастания этого сигнала зависит от компьютера, который используется (в нашем случае 88 нсек). Напряжение сигнала DTR (типично -12 В или +12 В) должно быть адаптировано, используя соответствующие цепи. Тракт ВЧ измерений лежит между тестовыми портами 1 и 2 анализатора цепей.


```

% Measurement of the switching behavior with an
% asynchronous trigger
% Language : Matlab Version 7 (R14)
% Test instrument: R&S (R) ZVA, R&S (R) ZVB, R&S (R) ZVT
% History : December 16, 2005, M. Hiebel, author

% ** Constants**
ipAdrZvb = '99.999.99.99'; % Enter IP address of ZVB here!
rftTiggerLevel = -30; % Trigger level
maxTime = 0.2; % Length of time segment in s
maxLevelScale = 10; % Maximum scale value for level in dB
minLevelScale = -50; % Minimum scale value for level in dB
maxPhaseScale = 180; % Maximum scale value for phase in °
minPhaseScale = -180; % Minimum scale value for phase in °

% ** Prepare the RS-232-C connection on COM1 port **
instrreset; % Close open connection if necessary,
% e.g. COM1
s = serial('COM1'); % Set DTR to nominal -12V,
% i.e. switch is opened

% ** Set up LAN connection to ZVB **
hdl = mexrsib('ibfind', ipAdrZvb); % Handle for RSIB.DLL

% ** Transmit instrument settings to ZVB **
mexrsib('ibwrt', hdl, '*RST'); % Preset
mexrsib('ibwrt', hdl, '*OPC?'); % Wait until...
dummy = mexrsib('ibrd', hdl); % instrument ready
mexrsib('ibwrt', hdl, 'TRIG:SOUR MAN'); % Manual trigger
mexrsib('ibwrt', hdl, 'SENS1:BWID 10kHz'); % IF bandwidth
mexrsib('ibwrt', hdl, 'SOUR:POW 0 dBm'); % Output power
mexrsib('ibwrt', hdl, 'SENS1:SWEEP:TYPE POINT'); % CW sweep
mexrsib('ibwrt', hdl, 'SENS1:FREQ:CW 1GHz'); % Center freq.
mexrsib('ibwrt', hdl, 'SENS1:SWE:POIN 801'); % 801 points
mexrsib('ibwrt', hdl, 'SENS:SWE:TIME 1s'); % Sweep time 1s
mexrsib('ibwrt', hdl, '*OPC?'); % Wait until...
dummy = mexrsib('ibrd', hdl); % instrument ready

% ** Activate trigger and turn on switch **
pause(1) % Matlab waits 1 s
mexrsib('ibwrt', hdl, '*TRG'); % Activate trigger
pause(0.01)
fopen(s) % Set DTR to nominal +12V
mexrsib('ibwrt', hdl, '*OPC?'); % Wait until...
dummy = mexrsib('ibrd', hdl); % measurement complete

% ** Read out amplitude values from ZVB **
mexrsib('ibwrt', hdl, 'CALC1:PAR:SEL „Trc1“'); % Select Trc1
mexrsib('ibwrt', hdl, 'CALC1:FORM MAGN'); % Format dB
mexrsib('ibwrt', hdl, 'CALC1:DATA? FDATA'); % Request...
ascBuffer = mexrsib('ibrd', hdl); % and read out
ascBuffer = strrep(ascBuffer, ',', ' '); % Replace all commas
% with spaces
vectLev = sscanf(ascBuffer, '%f'); % Convert into
% numerical vector

```



```
% ** Read out phase values from ZVB **
mexrsib('ibwrt', hdl, 'CALC1:FORM PHAS'); % Format phase
mexrsib('ibwrt', hdl, 'CALC1:DATA? FDATA'); % Request trace
ascBuffer = mexrsib('ibrd', hdl); % and read out
ascBuffer = strrep(ascBuffer, ',', ' '); % Replace commas
% with spaces
vectPhas = sscanf(ascBuffer, '%f'); % Convert into
% numerical vector

% ** Define time axis **
vectTime = 1/800 * [0:800]

% ** Determine exact trigger time point **
aboveIdx = min(find(vectLev>rfTiggerLevel));
belowIdx = max(find(vectLev<rfTiggerLevel));
if isempty(aboveIdx) | isempty(belowIdx)
    disp('The RF level was not exceeded');
    return;
end % if
trigTime = interp1(vectLev(belowIdx:aboveIdx), ...
    vectTime(belowIdx:aboveIdx), ...
    rfTiggerLevel, 'linear');
disp(['Trigger time point.....:', num2str(trigTime, ...
    '%3.5f'), ' s']);

% ** Calculation of the automatic reference level **
offsLevel = mean([vectLev((length(vectLev)- ...
    50):length(vectLev))]);
offsPhase = mean([vectPhas((length(vectPhas)- ...
    50):length(vectPhas))]);
disp(['Automatic reference level...:', ...
    num2str(offsLevel, '%3.5f'), ' dB']);
disp(['Automatic reference phase...:', ...
    num2str(offsPhase, '%3.5f'), ' °']);
% ** Include trigger time point and reference level in
computation **
timeAxis = vectTime - trigTime;
level = vectLev - offsLevel;
phase = vectPhas - offsPhase;

% ** Graphical output by Matlab **
subplot(2,1,1);
hold on; grid on;
title(['Software trigger']);
plot(timeAxis, level, '-');
handAxes1 = gca; % Handle for current axis
set(handAxes1, 'XLimMode', 'manual', ...
    'XLim', [0 maxTime], ...
    'YLimMode', 'manual', ...
    'YLim', [minLevelScale maxLevelScale], ...
    'XGrid', 'on', 'YGrid', 'on');
ylabel(['Ref.', num2str(offsLevel, '%2.4f'), 'dB']);
subplot(2,1,2);
hold on; grid on;
plot(timeAxis, level, '-');
```

```

handAxes1 = gca; % Handle for current axis
set(handAxes1, 'XLimMode', 'manual', ...
    'XLim', [0 maxTime], ...
    'YLimMode', 'manual', ...
    'YLim', [minPhaseScale maxPhaseScale], ...
    'XGrid', 'on', 'YGrid', 'on');
ylabel(['Ref.', num2str(offsetsPhase, '%3.3f'), '°']);
mexrsib('ibloc', hdl); % ZVB returns to local operation

```

4.14 Измерения усилителей, работающих в импульсном режиме

В области мобильных коммуникаций выходные усилители часто работают в режиме, который известен как **импульсный рабочий режим**. В GSM мобильном телефонном стандарте (Global System for Mobile Communications – Глобальная Система для Мобильных Коммуникаций) усилители работают в **таймслоте** длиной 577 мксек, который повторяется с периодичностью 8 таймслотов (4,616 мсек). Эти рабочие условия не могут быть изменены в процессе измерений, используя анализатор цепей по следующим причинам:

- ◆ Усилители обычно не проектируются для непрерывной работы. Они могут быть повреждены, если их время включения серьезно превышено.
- ◆ Мы хотели бы внимательно изучить поведение компонентов при реальных условиях работы.

Сигналы от функционального генератора включают и выключают ИУ. Выход SYNC (синхронизация) функционального генератора соединяется со входом EXT TRIGGER (внешний запуск) анализатора цепей. Режим внешнего запуска включается на анализаторе цепей. Он должен быть сконфигурирован таким образом, чтобы точно одна точка измерений регистрировалась на каждом цикле запуска. Это известно как **точечный запуск**. Реальное измерение выполняется как измерение передачи с использованием частотного качания. В нашем случае диапазон качания регулируется до частот GSM спутникового канала, т.е. от 1710 МГц до 1850 МГц (GSM 1800) или от 880 МГц до 960 МГц (GSM 900).

Задержка запуска в 100 мксек предотвращает от того, чтобы измерения выполнялись в то время, когда ИУ еще устанавливается в свое стационарное состояние. Полосы пропускания по ПЧ анализа-

торов должны выбираться так, чтобы время установления фильтра ПЧ было достаточно коротким, чтобы рабочий цикл выполнялся за оставшийся временной интервал. (В нашем случае мы рассчитали оставшееся время как $577 \text{ мксек} - 100 \text{ мксек} = 477 \text{ мксек}$).

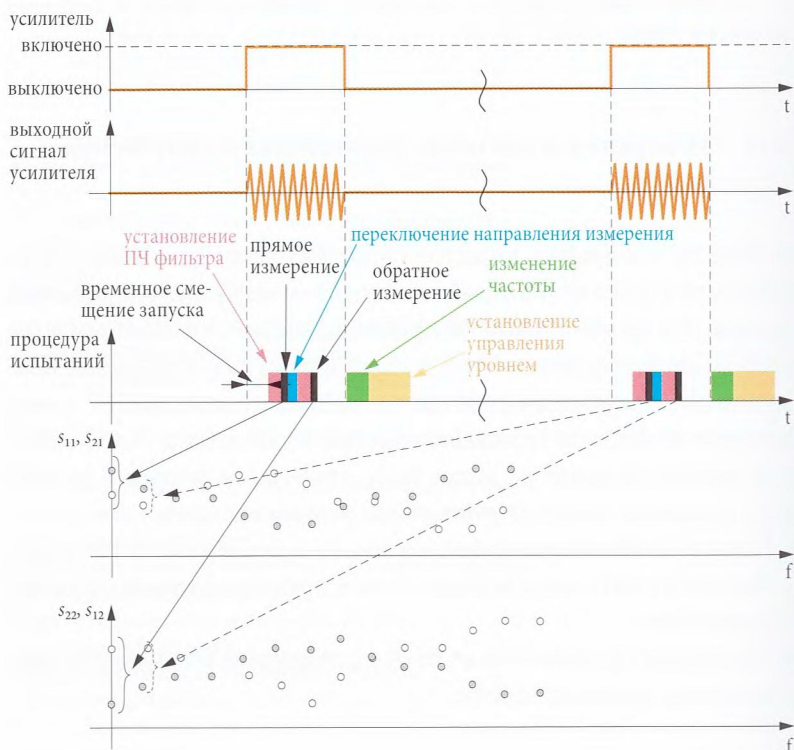


Рис. 4.14.1 Процедура измерений с двухпортовой калибровкой.

Поскольку одна точка измерений регистрируется каждые $4,616 \text{ мсек}$, качание, содержащее 201 точку потребует время качания около 928 мсек .

Полная двух-портовая калибровка обычно включается для этого измерения. Независимо от выбранного S-параметра, анализатор должны измеряться все двух-портовые S-параметры. Анализатор должен выполнять прямое и обратное измерения в пределах интервала времени 477 мксек . Необходимое время является суммой времени, требуемого для изменения направления плюс время установления ПЧ фильтра для каждого направления. Типичное время измерения тогда равно 82 мсек , если система автоматиче-

ского управления уровнем выключена и используется полоса пропускания 100 кГц. В отличие от этого, время измерения величиной 31 мсек может достигаться без полной двух-портовой калибровки.

Некоторые анализаторы цепей также обеспечивают режим **частичного запуска**. Если выбран этот режим, то импульс запуска будет только запускать частичное измерение. Для определения частичного измерения, пожалуйста, обратитесь к разделу 2.7.1. Тогда изменение направления измерения может иметь место в паузы запуска (состояние OFF (выключено) усилителя на рис. 4.14.1). В этом случае, даже если включена коррекция системной ошибки, можно достичь время измерения примерно 31 мсек на каждый запуск. Однако, время качания тогда будет вдвое больше, скажем, 1855 мсек вместо 928 мсек.

4.15 Измерение эффективности (КПД)

Оборудование для мобильных радио применений, таких как мобильные телефоны, GPS приемники и т.д., главным образом, работают от батарей или перезаряжаемых элементов (аккумуляторов). Следовательно, низкая потребляемая мощность это одно из важнейших требований. Главный фактор для этого это ВЧ тракт, использующий усилители с высокой **эффективностью**.

Эффективность приращения мощности говорит нам о том, какая часть мощности, идущей к усилителю от источника питания реально преобразуется в ВЧ мощность. Преобразованная ВЧ мощность равна разности между выходной ВЧ мощностью и входной ВЧ мощностью ИУ (обычно усилителя).

$$P_{\text{вч}} = P_{\text{вч, вых}} - P_{\text{вч, вх}} \quad (4.15-1)$$

Мощность, которая отражается входом усилителя из-за рассогласования, рассматривается как вклад в потери мощности. Для ВЧ входной мощности мы можем тогда предположить, что $P_{\text{вч, вх}} = |a_2|^2$. Выходная мощность есть мощность $P_{\text{вч, вых}} = |b_2|^2$, которая передается в согласованную нагрузку.

$$P_{\text{вч}} = |b_2|^2 - |a_1|^2 \quad (4.15-2)$$

Из приведенных мощностей мы можем рассчитать эффективность (КПД) усилителя следующим образом:

$$\eta(f, P_{\text{вч, вх}}) = \frac{|b_2|^2 - |a_1|^2}{P_{\text{DC}}} \quad (4.15-3)$$

В усилителях КПД η обычно зависит от входной мощности, рабочей частоты и температуры компонентов схемы. Используя частотное качание или качание по мощности, можно проанализировать эффективность как функцию некоторых различных параметров. Как общее правило, эффективность будет иметь максимум в окрестности точки 1 дБ-ной компрессии, в то время как она обычно уменьшается в диапазоне верхних рабочих частот усилителя.

Современные анализаторы цепей часто имеют активные испытательные порты (см. также раздел 2.4.3). Это дает возможность организовать источник постоянного питания через вход PORT BIAS (порт смещения) анализатора цепей, предполагая, что ИУ само не имеет собственной цепи DC смещения. Если анализатор цепей имеет пассивную испытательную установку, то DC связь должна быть обеспечена между точками смещения ИУ и тестовыми портами анализатора.

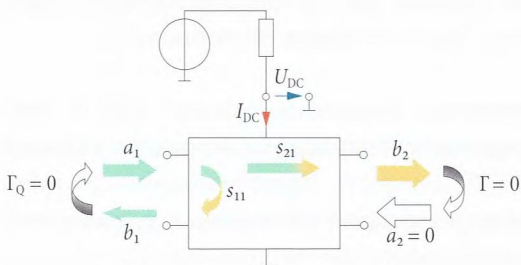


Рис. 4.15.1
Величины для определения эффективности (КПД).

Анализатор цепей имеет специальные **входы для измерений на постоянном токе** (DC MEAS), чтобы измерять потребляемую испытываемым устройством DC мощность. Напряжение U_{DC} может обычно прикладываться прямо к этим входам. Однако ток I_{DC} должен измеряться опосредованно, как падение напряжения на **прецизионном резисторе**. С другой стороны, некоторые усилители поставляются с использованием источника постоянного тока. Численное значение тока тогда вводится в анализатор цепей, так что нет необходимости измерять ток. Подобная процедура может быть

использована, если усилитель снабжен постоянным напряжением. Следующая таблица иллюстрирует несколько выбранных концепций источников питания вместе с их соответствующими измеренными величинами. Расчет константы k , требуемый анализатором цепей, также учтен.

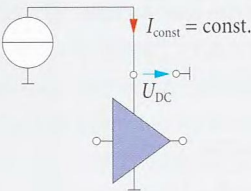
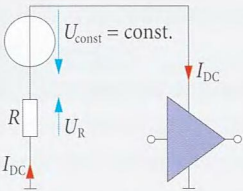
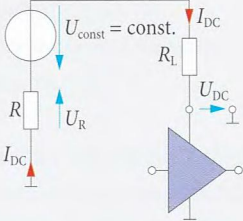
DC измерительная цепь	Описание и формулы
	Конфигурация 1: питание постоянным током $P_{DC} = I_{const} \cdot U_{DC} = k \cdot U_{DC}$ Точное вычисление DC мощности требует только измерения напряжения U_{DC} на ИУ. Анализатор цепей информируется о токе I_{const} в форме константы k в А или Вт/В
	Конфигурация 2: питание постоянным напряжением $P_{DC} = I_{DC} \cdot U_{const} = k \cdot U_R$ Рассеянием мощности в резисторе R пренебрегаем. Напряжение U_R отводится дифференциально с резистора R и используется для непрямого измерения тока. Мы знаем, что $I_{DC} = U_R / R$ и тогда $k = U_{const} / R$
	Конфигурация 3: резистор нагрузки R_L $P_{DC} = I_{DC} \cdot U_{DC} = k \cdot U_R U_{DC}$ Напряжение на ИУ измеряется как U_{DC}. Как и прежде, измерение тока производится опосредованно на резисторе R. Мы знаем, что $I_{DC} = U_R / R$ и тогда $k = 1 / R$

Таблица 4.15.1 Измерительные цепи для определения P_{DC} .

Следующий рисунок иллюстрирует измерение КПД для усилителя с сигналом низкой амплитуды. Конфигурация 2 была выбрана для использования в качестве нашей DC измерительной цепи. Качание частоты покрывает диапазон от 300 МГц до 3,3 ГГц. Используя калибровку мощности, были откалиброваны волновые величины a_1 и b_2 , которые существенны в этом измерении. Из-за относительно низкой выходной мощности ИУ (1 мВт) и потребления мощности по DC приблизительно 1,5 Вт (126 мА при 12 В), была измерена эффективность менее, чем 0,1 %, в рабочем диапазоне частот (300 МГц до 1 ГГц).

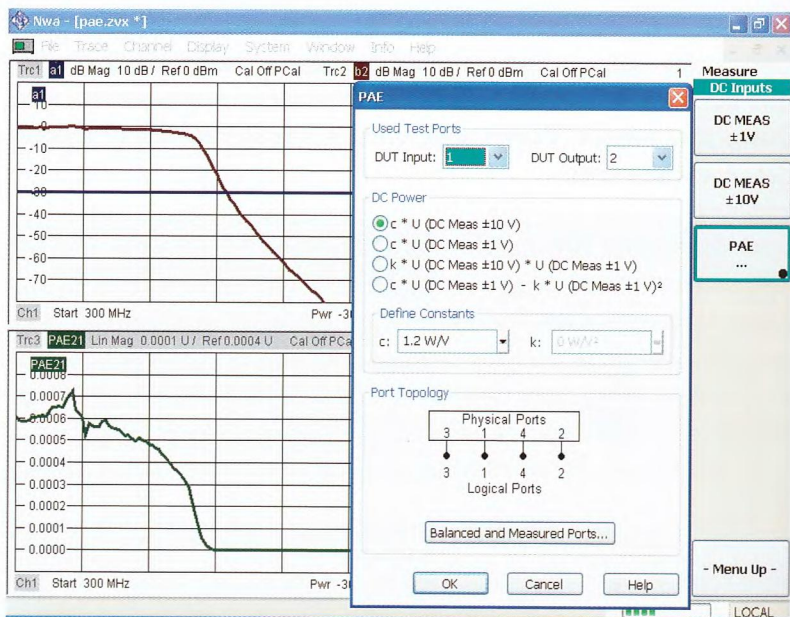


Рис. 4.15.2 Пример определения эффективности (КПД).

5 Измерения во временной области

5.1 Анализ во временной области

При **анализе во временной области** измеряемая величина представляется как функция времени. В случае условий однородного распространения ось времени эквивалента оси расстояний. Этот тип анализа имеет существенные преимущества в некоторых применениях, включая типовые примеры, такие как:

- ◆ Наблюдение за дефектами линий передачи (например, за дальностью до дефекта),
- ◆ Неразрушающий контроль,
- ◆ Измерение влажности внутри образца материала,
- ◆ Локализация неоднородностей в поперечном сечении капилляров,
- ◆ Измерение сигнала передачи с тройной задержкой в фильтрах на поверхностных акустических волнах,
- ◆ Разделение эхо сигналов от желательного сигнала в случае многолучевого распространения,
- ◆ Перемещение опорной плоскости через неизвестные неоднородности,
- ◆ Оптимизация калибровки, используя измерения во временной области.

Эта глава обсуждает фундаментальные понятия, вытекающие из анализа во временной области, и показывает его связь с анализом в частотной области. Описывается использование осциллографов и анализаторов цепей для измерений во временной области. Подобно всем предыдущим главам, испытываемые устройства (ИУ) предполагаются линейными и не зависящими от времени **LTI (linear time invariant) системами**. Поскольку это предположение является существенным для этой главы, мы должны внимательно рассмотреть его вместе с некоторыми другими предпосылками.

Линейная цепь может быть полностью описана линейной характеристикой в частотной области в соответствии с разделом 1.2, формула (1.2-1) или формула (1.2-7). Заметьте, что величины Γ (или S -матрица) должны быть независимыми от возбуждающей мощности на всех частотах f .

В случае **независимости от времени** отклик цепи не зависит от конкретного момента времени, при котором действует возбуждение. Например, если возбуждение задержано во времени и возникает в момент $t = t_{\text{зад}}$ вместо момента $t = 0$, то отклик будет отличаться только смещением во времени $t_{\text{зад}}$. Форма отклика останется неизменной по сравнению с полученным для возбуждения при $t = 0$. Эффекты дрейфа или неожиданные влияющие величины могут расстроить инвариантность цепи во времени.

Наша дискуссия может быть ограничена цепями, состоящими из физических компонентов¹⁾. Эти цепи всегда удовлетворяют двум дополнительным условиям:

- ◆ Они являются **каузальными**, что означает, что их отклики никогда не предшествуют их возбуждению.²⁾
- ◆ Все сигналы во временной области имеют действительные значения, т.е. ток $i(t)$, напряжение $u(t)$, волновые величины $a(t)$ и $b(t)$ и все величины, выведенные из них.

5.1.1 Импульсная и ступенчатая характеристика

Цепи могут быть непосредственно проанализированы и описаны во временной области. Функция **импульса Дирака** $\delta(t)$ является типичной воздействующей функцией. Она имеет энергию, сконцентрированную в бесконечно узком временном интервале около $t = 0$. Эта энергия задается полным интегралом и равна единице.

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{для } t = 0 \\ 0 & \text{в ином случае} \end{cases} \quad \text{при} \quad \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (5.1-1)$$

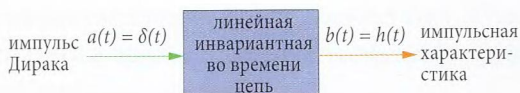
-
- 1) Типовые физические компоненты включают резисторы, катушки индуктивности, конденсаторы, трансформаторы, диоды, транзисторы, усилители и т.д. С другой стороны, можно также моделировать физически нереализуемые компоненты, используя компьютерную моделирующую технику. Одним примером могла бы быть четырехполюсная (двух-портовая) цепь, которая подавляет все спектральные компоненты, для $f < 0$. Эта цепь имеет физически нереализуемую (не являющую причинной) сложную импульсную характеристику (отклик).
 - 2) Отклик устойчивой цепи, состоящей из физических компонентов, всегда является предметом (по крайней мере, минимальной) временной задержки из-за конечной скорости распространения сигнала.

Отклик линейной цепи на импульс Дирака $\delta(t)$ известен как **импульсная характеристика** $h(t)$. Импульсная характеристика является важной величиной для использования при характеризовании линейных цепей во временной области.



Рис. 5.1.1

Линейная инвариантная во времени цепь с импульсом Дирака в качестве воздействия.



Теоретически можно разложить любое произвольное **воздействие** $a(t)$ в бесконечный ряд эквидистантных импульсов Дирака, которые «взвешиваются» (т.е. нормируются) соответствующими значениями функции $a(t)$. Каждый импульс Дирака генерирует импульсную характеристику, которая имеет тот же самый вес и то же самое время смещения, как и соответствующий импульс Дирака. Эти сходные по форме копии импульсной характеристики имеют бесконечное перекрытие. Суммируя все порции, принадлежащие одному моменту времени t , приходим к **отклику** $b(t)$. Математически точное характеризование этих соотношений дается следующей **сверткой**¹⁾

$$b(t) = a(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} a(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad (5.1-2)$$

Генерация идеального импульса Дирака невозможна, даже его аппроксимация является проблематичной. Значительно проще вырабатывать **единичную ступеньку**²⁾ $\sigma(t)$. Она оказывается предпочтительнее для многих тестовых установок. Она имеет ступеньку высотой единица в момент $t = 0$. Для $t > 0$ ее значение остается единичным. Отклик генерируется, используя единичное ступенчатое воздействие, и он известен как **отклик на ступенчатое воздействие** $\Theta(t)$.

1) В технической литературе, например, [Di87] на стр. 759, этот интеграл часто называют сверточным произведением. Было введено специальное обозначение $b(t) = a(t) * h(t)$ и его не следует путать с обычным произведением $a(t) \cdot h(t)$.

2) Также называемую функцией Хэвисайда в математической литературе.



Рис. 5.1.2

Линейная инвариантная во времени цепь с единичной ступенькой воздействия.

Ступенчатый отклик $\Theta(t)$ может быть рассчитан интегрированием импульсной характеристики $h(t)$ по времени¹⁾

$$\Theta(t) = \int_0^t h(\tau) d\tau \quad (5.1-3)$$

Наоборот, мы можем рассчитать импульсную характеристику $h(t)$, взяв производную от ступенчатого отклика $\Theta(t)$ по времени.

$$h(t) = \frac{d}{dt} \Theta(t) \quad (5.1-4)$$

5.1.2 Анализ линейных ВЧ цепей во временной области

Волновые величины одно-портового устройства могут быть классифицированы на основе воздействия и отклика. Воздействие $a(t)$ характеризует поведение падающей волны во времени. Отклик $b(t)$ характеризует поведение отраженной волны во времени. Могут быть определены следующие величины отражения:

$$\Gamma_h(t) \text{ как импульсная характеристика при } a(t) = \delta(t); b(t) = \Gamma_h(t) \quad (5.1-5)$$

Импульсная характеристика $\Gamma_h(t)$ описывает скорость изменения характеристик импеданса по времени/по расстоянию. Она осо-

1) Вывод (5.1-3): мы можем переписать интеграл (5.1-2) в эквивалентном виде, используя подстановку $\tau \rightarrow t - \tau$. Тогда получаем интеграл $\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) a(t - \tau) d\tau$. Если мы вводим единичную ступеньку $\sigma(t)$ в качестве нашего воздействия $a(t)$, компоненты для $\tau > t$ пропадают, поскольку функция $\sigma(t - \tau)$ имеет нулевое значение в этом диапазоне. В оставшемся диапазоне интегрирования функция $\sigma(t - \tau)$ имеет значение 1. Следовательно, мы можем упростить интеграл так: $\int_{-\infty}^t h(\tau) d\tau$. Цепи, состоящие из физических компонентов, всегда демонстрируют каузальное поведение. Следовательно, для $t < 0$ их импульсная характеристика удовлетворяет условию $h(t) = 0$. Поэтому мы можем ограничить интегрирование диапазоном от $\tau = 0$ до t .

бенно полезна для локализации неравномерностей и неоднородностей вдоль линии передачи.

$\Gamma_{\Theta}(t)$ как ступенчатый отклик при $a(t) = \sigma(t)$; $b(t) = \Gamma_{\Theta}(t)$ (5.1-6)

Рекомендуется использовать ступенчатый отклик $\Gamma_{\Theta}(t)$, если представляют интерес характеристики импеданса интересующего ИУ. Знак и величина отклика как функции от времени показывают, является ли ИУ резистивным, индуктивным или емкостным. В следующем разделе обсуждаются кривые ступенчатых откликов для некоторых важных одно-портовых устройств.

Анализ цепей на основе величин $\Gamma_{\Theta}(t)$ и $\Gamma_h(t)$ известен как **рефлектометрия во временной области** (TDR). В теории любая произвольная измеренная величина, такие как импеданс Z , адмиттанс Y или S -параметры, может быть представлена во временной области как импульсная характеристика или ступенчатый отклик. Следующая дискуссия ограничена коэффициентом отражения Γ , поскольку он наиболее часто применяется из этих величин.

5.1.3 Рефлектометрия во временной области, использующая осциллограф

Используя **высокоскоростной осциллограф** и **генератор ступенчатого сигнала**, возможно выполнить измерения непосредственно во временной области. Этот тип измерений обеспечивает очень интуитивную начальную точку для интерпретации ступенчатого отклика.

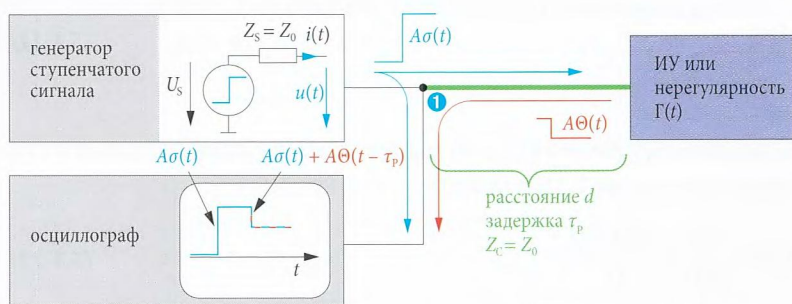


Рис. 5.1.3 Испытательная установка с генератором ступенчатого сигнала и высокоскоростным осциллографом.

Используя генератор ступенчатого сигнала, показанный на рис. 5.1.3, генерируется ступенька напряжения $U_s \cdot \sigma(t)$ в момент $t = 0$. Линия передачи к ИУ предполагается однородной и не имеющей потерь. Пробник осциллографа также предполагается имеющим идеальный высокий импеданс. Если характеристический импеданс Z_C и импеданс источника Z_S равны Z_0 , то Z_0 может быть интерпретировано как опорный импеданс. Основываясь на напряжении $u(t)$ и на токе $i(t)$ на зажимах, мы можем рассчитать воздействие $a(t)$ и отклик $b(t)$ через волновые величины.

$$a(t) = \frac{u(t) + Z_0 i(t)}{2\sqrt{Z_0}} \quad (5.1-7)$$

$$b(t) = \frac{u(t) - Z_0 i(t)}{2\sqrt{Z_0}} \quad (5.1-8)$$

Напряжение на зажимах $u(t)$ для $t > 0$ может быть определено из напряжения источника U_s и падения напряжения $Z_0 i(t)$, возникающего на импедансе Z_0 .

$$u(t) = U_s - Z_0 i(t) \quad (5.1-9)$$

Далее мы рассчитываем воздействие $a(t)$ и отклик $b(t)$ как функции напряжения $u(t)$ и постоянных величин U_s , Z_0 . Поэтому мы должны разрешить формулу (5.1-9) относительно $i(t)$ и подставить его в формулы (5.1-7) и (5.1-8).

$$a(t) = \frac{U_s}{2\sqrt{Z_0}} \quad (5.1-10)$$

$$b(t) = \frac{2u(t) - U_s}{2\sqrt{Z_0}} \quad (5.1-11)$$

С помощью уравнения (5.1-6) мы получаем из вышесказанного ступенчатый отклик $\Gamma_\Theta(t)$ для $t > 0$:

$$\Gamma_\Theta(t) = \frac{b(t)}{a(t)} = \frac{2u(t) - U_s}{U_s} \quad (5.1-12)$$

Решение формулы (5.1-12) для $u(t)$ приводит к напряжению, которое может быть измерено осциллографом в испытательной точке ❶ для $t > 0$:

$$u(t) = \frac{1}{2} U_s (1 + \Gamma_{\Theta}(t)) = \sqrt{Z_0} (a(t) + b(t)) \quad (5.1-13)$$

Не говоря уже о постоянном коэффициенте шкалы, напряжение $u(t)$ соответствует аддитивной суперпозиции $a(t) + b(t)$. Разделение воздействия $a(t)$ и отклика $b(t)$ возможно с использованием задержки τ . Эта задержка возникает из-за линии передачи между испытательной точкой ❶ и ИУ. Поскольку сигнал распространяется через линию передачи дважды, один раз в прямом направлении, а один раз в обратном, мы можем рассчитать задержку распространения для расстояния d и для скорости распространения v_p в следующем виде:

$$\tau_p = \frac{2d}{v_p} \quad (5.1-14)$$

Случай 1: Импедансы одной нерегулярности и источника

равны характеристическому импедансу ($Z_C = Z_S = Z_0$)

Базируясь на предположениях, упоминавшихся выше, мы можем различать несколько специальных случаев для ИУ. Следующий перечень содержит наиболее важные случаи и проясняет, что происходит электрически. Как альтернатива, также возможна формальная интерпретация с использованием формулы (5.1-13). Следующие диаграммы используют двух-координатные системы, так возможно считывать напряжение $u(t)$ так же, как и ступенчатый отклик $\Gamma_{\Theta}(t)$ по отношению к оси времени. Координатная система, показанная пунктирной линией, относится к ступенчатому отклику $\Gamma_{\Theta}(t)$.

- ◆ Если импеданс ИУ равен характеристическому импедансу линии передачи, то тогда никакой волны не отражается: $\Gamma_{\Theta}(t) = 0$. Осциллограф регистрирует только функцию воздействия $u(t) = \frac{1}{2}U_S\sigma(t)$.

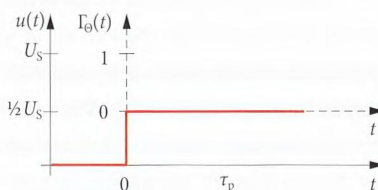


Рис. 5.1.4

$u(t)$ и $\Gamma_{\Theta}(t)$ в испытательной точке 1 для согласованной нагрузки, используемого как ИУ.

- ◆ Если ИУ является нагрузкой ХХ, то сигнал напряжения полностью отражается от разомкнутого конца линии передачи и два напряжения складываются. Мы увидим на осциллографе лестницу из двух ступеней равной высоты.

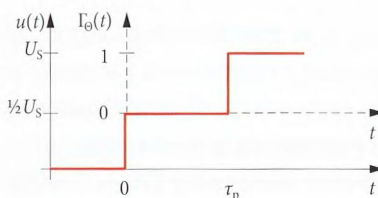


Рис. 5.1.5

$u(t)$ и $\Gamma_{\Theta}(t)$ в испытательной точке 1 для нагрузки ХХ, используемого как ИУ.

- ◆ Если ИУ является нагрузкой ХЗ, то полное напряжение также отражается, но теперь уже с противоположным знаком, поскольку напряжение 0 В должно присутствовать при коротком замыкании. На осциллографе два напряжения тогда вычитаются одно из другого.

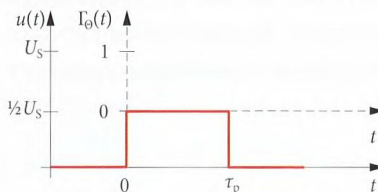


Рис. 5.1.6

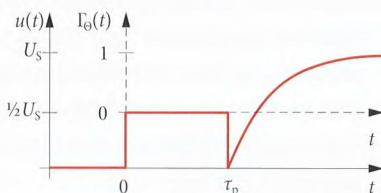
$u(t)$ и $\Gamma_{\Theta}(t)$ в испытательной точке 1 для нагрузки ХЗ, используемого как ИУ.

- ◆ Если резистивная нагрузка вызывает рассогласование $\Gamma \neq 0$, то часть воздействия $a(t)$ отражается и появляется в сигнале $u(t) = \frac{1}{2}U_S(1 + \Gamma \cdot \sigma(t - \tau_p))$ на осциллографе.
- ◆ Обычная линия передачи может также заменена на линию с нерегулярностью. Базируясь на задержке τ и на скорости распространения v_p , мы можем использовать формулу (5.1-14) для

расчета расстояния d до нерегулярности (также называемого расстояния до повреждения).

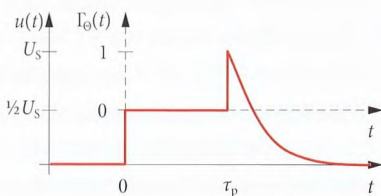
- Конденсатор в конце линии передачи будет действовать как нагрузка ХЗ, когда ступенька напряжения достигнет его. Поскольку заряд увеличивается, конденсатор становится похожим на нагрузку ХХ. Зарядный ток возвращается к $i = 0$. Для $t > \tau_p$ напряжение в процессе заряда возрастает в соответствии с $u(t) = U_s(1 - e^{-(t-\tau_p)/\tau})$ с **постоянной времени** $\tau = Z_0 \cdot C$.

Рис. 5.1.7
 $u(t)$ и $\Gamma_\Theta(t)$ в испытательной точке ① для конденсатора, используемого как ИУ.



- В случае индуктивности на конце линии передачи напряжение самоиндукции в начале импульса противодействует протеканию тока. Индуктивность вначале ведет себя как нагрузку ХХ. Для $t > \tau_p$ напряжение самоиндукции исчезает, напряжение уменьшается в соответствии с $u(t) = U_s e^{-(t-\tau_p)/\tau}$ с **постоянной времени** $\tau = L/Z_0$.

Рис. 5.1.8
 $u(t)$ и $\Gamma_\Theta(t)$ в испытательной точке ① для катушки индуктивности, используемой как ИУ.



Случай 2: Многократные отражения

В зависимости от свойств компонентов, можно наблюдать **многократные отражения** в системе. Далее дается пример простой испытательной установки, вызывающей многократные отражения.

Рис. 5.1.9

Испытательная установка с многократными отражениями.



Реальные импедансы в неравенстве $Z_C < R_S < R$ обозначают, соответственно, характеристический импеданс линии передачи, импеданс источника и импеданс нагрузки. Линия передачи предполагается однородной и не имеющей потерь. В последующих дискуссиях используется графическая техника – диаграмма Бергерона (Bergeron). Мы рисуем линии постоянного сопротивления $-R_S$ и R в координатной системе u/i рис. 5.1.10.

- ◆ Сначала мы определяем напряжение $u(0 \text{ сек})$ для $t = 0 \text{ сек}$. Построим линию постоянного сопротивления Z_C , начинающаяся в начале координат плоскости u/i (0 А, 0 В). При пересечении ее с линией $-R_S$ мы считываем напряжение $u(0 \text{ сек})$. Оно может быть рассчитано альтернативно по формуле: $u(0 \text{ сек}) = U_S Z_C / (Z_C + R_S)$. Заметьте, что импеданс нагрузки R не имеет никакого влияния в момент $t = 0 \text{ сек}$.
- ◆ На следующем шаге представляет интерес напряжение в момент $t = \tau_p$. Две линии – одна с наклоном $-Z_C$, а другая с $+Z_C$, добавляются к диаграмме, что приводит к зигзагообразной картине, начинающейся при прежнем пересечении, и приводит также ко второму пересечению с линией $-R_S$. Это пересечение обозначает напряжение $u(\tau_p)$, которое мы ищем. Заметьте, что напряжение $u(\tau_p)$ является суперпозицией воздействия и части, которая отразилась до настоящего времени от импедансов R и R_S .
- ◆ Дальнейшие шаги могут быть выполнены и приводят к напряжениям $u(2\tau_p)$, $u(3\tau_p)$, ... вплоть до состояния равновесия $u(\infty)$.
- ◆ Напряжение $u(\infty)$ может быть считано из пересечения линий R и $-R_S$ или быть рассчитано по $u(\infty) = U_S R / (R_S + R)$. Заметьте, что характеристический импеданс Z_C не оказывает никакого воздействия на состояние равновесия $t \rightarrow \infty$.

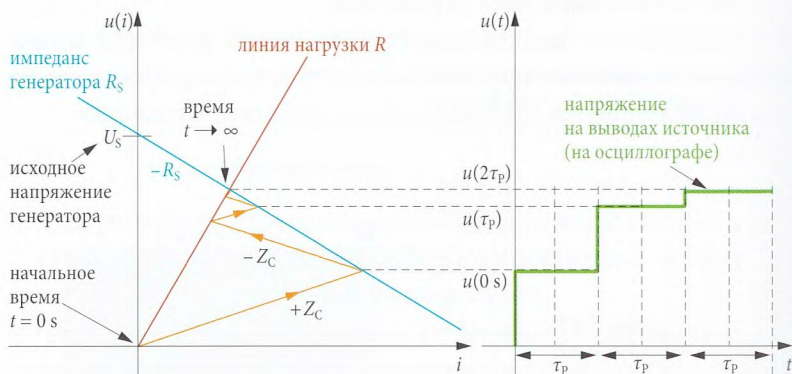


Рис. 5.1.10 Графический анализ многократных отражений.

Мы проектируем все напряжения $u(0 \text{ сек}), u(\tau_p), \dots u(\infty)$ на u/i координатную систему, показанную на рис. 5.1.10. Результатом является отклик $u(t)$, получаемый на осциллографе. Каскадные шаги $u(t)$ с их интервалами τ_p являются очень типичными для многократных отражений в простых испытательных установках, подобной показанной на рис. 5.1.9. Мы можем предотвратить многократные отражения согласованием источника с линией передачи: $R_s = Z_c$, что означает, что наилучшее возможное согласование источника является желательной целью как для векторного анализатора цепей, так и для испытательной установки на рис. 5.1.3.

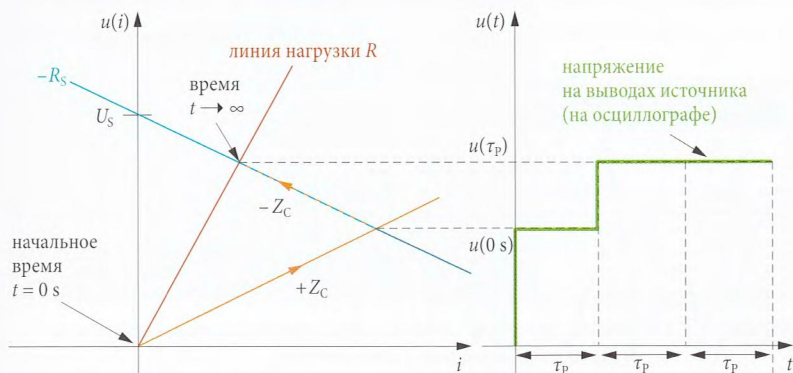


Рис. 5.1.11 Подобно рис. 5.1.10, но без многократных отражений.

Случай 3: Многократные нерегулярности

Если мы подаем ступенчатый импульс или импульс Дирака в ИУ с несколькими распределенными нерегулярностями, то часть сигнала будет отражаться от каждой нерегулярности. Более того, будут возникать многократные отражения и это приведет к нескольким каскадным ступенчатым картинам или к нескольким виртуальным импульсам. Следующая таблица показывает ситуацию, когда одиночный импульс Дирака приходит к нерегулярности в момент $t = t_0$.

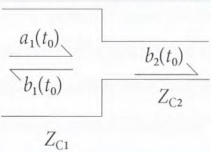
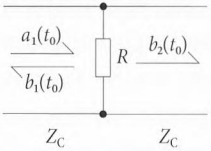
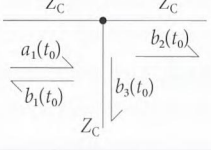
нерегулярность	формулы
ступенька импеданса 	$a_1(t_0) = \delta(t - t_0)$ $b_1(t_0) = \frac{Z_{C2} - Z_{C1}}{Z_{C2} + Z_{C1}} \delta(t - t_0)$ $b_2(t_0) = \frac{2\sqrt{Z_{C2} \cdot Z_{C1}}}{Z_{C2} + Z_{C1}} \delta(t - t_0)$
шунтирующий резистор 	$a_1(t_0) = \delta(t - t_0)$ $b_1(t_0) = \frac{-Z_C}{2R + Z_C} \delta(t - t_0)$ $b_2(t_0) = \frac{2R}{Z_C + 2R} \delta(t - t_0)$
T-переход 	$a_1(t_0) = \delta(t - t_0)$ $b_1(t_0) = -\frac{1}{3} \cdot \delta(t - t_0)$ $b_2(t_0) = b_3(t_0) = \frac{2}{3} \cdot \delta(t - t_0)$

Таблица 5.1.1 Типовые нерегулярности, возбужденные одиночным импульсом Дирака и наблюдаемые в момент $t = t_0$.

Предыдущая таблица 5.1.1 показывает только мгновенную фотографию для первого взаимодействия импульса и нерегулярности в момент $t = t_0$. В этот момент влияние соседних участков цепи дается исключительно их характеристическими импедансами Z_C , Z_{C1} и Z_{C2} . Однако надо иметь в виду следующее:

- ◆ Следующие импульсы будут приходить в моменты $t_1, t_2 \dots$ даже с противоположенных направлений из-за множественных отражений.
- ◆ Вес импульса $a_1(t_0)$ может быть меньше исходного из-за предыдущих нерегулярностей, отражений и потерь в линии.
- ◆ Часть цепи между испытательной точкой 1 и нерегулярностью обычно будет модифицировать отклики $b_1(t_0), b_1(t_1) \dots$, причем возможна также перемена знака.

Чтобы определить индивидуальный параметр (Z_{C2} , Z_{C1} , R или Z_C) каждой нерегулярности, все многократные отражения, потери в линии и нерегулярности должны быть локализованы специальным алгоритмом. Описание этого алгоритма выходит за объем этой книги.

5.1.4 Преобразование Фурье

Любая периодическая функция во временной области может быть представлена в виде суммы ряда гармоник (синие кривые), подобно черному отклику на рис. 5.1.13, что приводит к $0,5 \text{ В} + 0,636 \text{ В} \cdot \cos(2\pi t \cdot 1 \text{ ГГц}) + 0,2122 \text{ В} \cdot \cos(2\pi t \cdot 3 \text{ ГГц} + \pi)$. Заметьте, что оба представления являются эквивалентными, означая, что они приводят к одному и тому же сигналу. Это подобно взгляду на дом с различных точек зрения, когда дом остается одним и тем же, но мы открываем для себя различные вещи, подобно его передней двери и задней двери. Веса и начальные углы гармоник известны как амплитуда и фаза, соответственно.

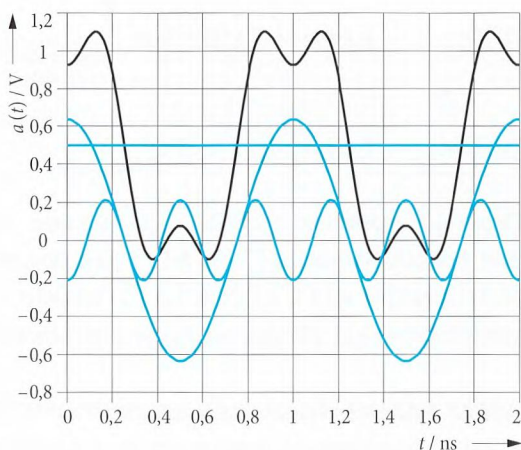


Рис. 5.1.13
Составное колебание.

Используя **непрерывное преобразование Фурье**¹⁾ (НПФ), мы можем также вычислить разложение непериодических функций, таких как ступенчатый отклик, на синусоидальные компоненты. Рассчитанный спектр является непрерывным а не линейным содержащей только дискретные частоты гармоник. Процедура, обратная этой процедуре, известна как **обратное непрерывное преобразование Фурье** (ОНПФ).

1) В технической литературе принято опускать термин „непрерывное“. Следовательно, аббревиатура ПФ (FT) является привычной для НПФ и аналогичное происходит с ОНПФ (IFTTC).

Импульсная характеристика и частотная характеристика

Непрерывное преобразование Фурье от импульсной характеристики $\Gamma_h(t)$ приводит к спектру $\Gamma_H(f)$, который известен как частотная характеристика. Возможна также и обратная процедура, приводящая к обратному непрерывному преобразованию Фурье.¹⁾

$$\Gamma_h(t) \circ \longrightarrow \Gamma_H(f) \quad (5.1-15)$$

Формулы (5.1-16) и (5.1-17) определяют непрерывное преобразование Фурье и его обратное преобразование. Заметьте, однако, что для нахождения связи преобразований Фурье обычно используются таблицы, а не формулы.

$$\text{НПФ:} \quad \Gamma_H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma_h(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (5.1-16)$$

$$\text{ОНПФ:} \quad \Gamma_h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma_H(f) e^{j2\pi f t} df \quad (5.1-17)$$

Подобно формуле (5.1-16), мы можем определить спектральное представление $a_s(f)$ и $b_s(f)$ для воздействия $a(t)$ и отклика $b(t)$. Спектры $a_s(f)$, $b_s(f)$ и $\Gamma_H(f)$ связаны следующим линейным уравнением:

$$b_s(f) = \Gamma_H(f) \cdot a_s(f) \quad (5.1-18)$$

Это соотношение соответствует формуле (1.2-1) из раздела 1.2. Конечно, вектор Γ , который используется в формуле (1.2-1), рассматривался только для частот $f \geq 0$. Если мы хотим иметь возможность использовать определение обратного преобразования Фурье из формулы (5.1-17), коэффициент отражения $\Gamma(f)$ должен быть продолжен в направлении области отрицательных частот. Как граничное условие, мы требуем, чтобы импульсная характеристика $\Gamma_h(t)$, рассчитанная с помощью (5.1-17), имела действительное значение. Это именно случай, когда формула преобразования между величинами $\Gamma(f)$ и $\Gamma_H(f)$ указана как следующая:²⁾

1) Символ „ $\circ \longrightarrow$ “ будет использоваться в будущем для представления связи между величинами во временной и в частотной областях.

2) $\Gamma^*(f)$ используется для обозначения комплексно-сопряженной величины $\Gamma(f)$. Более детальные сведения можно найти в Приложении А1.

$$\Gamma_H(f) = \begin{cases} \Gamma(f) & \text{для } f \geq 0 \\ \Gamma^*(-f) & \text{для } f < 0 \end{cases} \quad (5.1-19)$$

Подобные наблюдения¹⁾ могут быть также выполнены для спектров $a_s(f)$, $b_s(f)$ и величин a , b . Следующий рисунок суммирует соотношения, данные в этом разделе, которые формируют теоретическую основу для опции временной области анализаторов цепей.

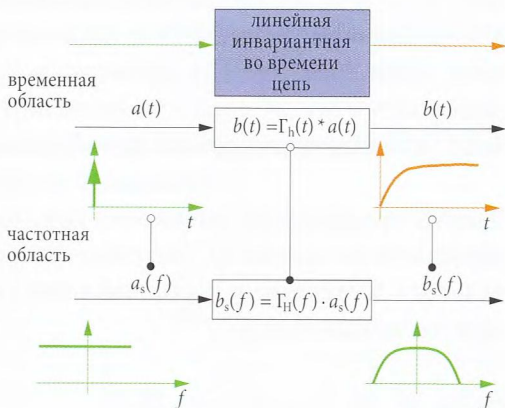


Рис. 5.1.14

Сравнение представлений во временной и в частотной области.

5.2 Численное обратное преобразование Фурье

Этот раздел обсуждает теоретическое соотношение между обратным преобразованием Фурье в соответствии с формулой (5.1-17) и его численной реализацией в анализаторе цепей. Он предназначен для читателей, которые заинтересованы в детальном обсуждении соотношений, введенных в разделе 5.3. Дискуссия в разделе 5.3 кратко мысленно возвращается к основным результатам предыдущего раздела. Читатели, которые имеют такое желание, могут пропустить настоящий раздел и сконцентрироваться на разделе 5.3.

1) Замечание: величины $\Gamma(f)$ и $\Gamma_H(f)$ есть частные от деления, которые не имеют физических единиц. В отличие от этого, величины $a(f)$, $b(f)$, $a_s(f)$ и $b_s(f)$ имеют единицы $\sqrt{\text{Вт}}$. Интеграл $\int_0^f |a(f)|^2 - |b(f)|^2 df$ ведет к энергии, которая поглощается однопортовым устройством. Значение, рассчитанное таким образом, должно быть таким же, как и задается интегралом $\int_0^f |a_s(f)|^2 - |b_s(f)|^2 df$. Чтобы соответствовать этому, формула (5.1-19) должна быть преобразована, когда она используется с $a(f)$ и $a_s(f)$, считая, что члены $\Gamma(f)$ и $\Gamma^*(-f)$ должны быть заменены на $\frac{1}{2} \cdot a(f)$ и $\frac{1}{2} \cdot a^*(-f)$ для всех частот $f \neq 0$. Это же относится к $b(f)$ и $b_s(f)$.

В векторных анализаторах цепей модуль и фаза измеряемых величин записываются по оси дискретных частот. Из-за дискретности оси частот и конечности частотного диапазона $0 \leq f < \infty$ обратное непрерывное преобразование Фурье в соответствии с формулой (5.1-17) не может быть выполнено. Вместо этого мы используем **обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ)**. Мы рассмотрим кратко особенности (ОДПФ), используя следующий пример с $N = 5$ точками. На практике типично иметь общее число точек $N \gg 5$. Типичные значения N от 100 до нескольких тысяч.

5.2.1 Обратное дискретное преобразование Фурье

Давайте предположим, что имеется комплексный спектр с постоянным шагом по частоте Δf . Частотная ось начинается при $f_0 = 0$ Гц и включает N **отсчетов в частотной области**. Определяется следующий частотный вектор:

$$f = [f_0 \quad f_1 \quad f_2 \quad \dots \quad f_n \quad \dots \quad f_{N-1}] \quad (5.2-1)$$

$$\text{где } f_n = \Delta f \cdot n \quad \text{и} \quad n = \{0 \dots N-1\} \quad (5.2-2)$$

Поскольку частоты $f_1, f_2, \dots, f_N$ являются все целыми множителями (гармониками) частоты $f_1 = \Delta f$, мы говорим о **гармонической сетке**. Импульсная характеристика, которая вычисляется, должна иметь дискретные во времени значения, так что они должны обрабатываться численно. Эти значения имеют **время выборки Δt** . Мы можем обработать только конечное число M **выборок во временной области**.

$$t = [t_0 \quad t_1 \quad t_2 \quad \dots \quad t_m \quad \dots \quad t_{M-1}] \quad (5.2-3)$$

$$\text{где } t_m = \Delta t \cdot m \quad \text{и} \quad m = \{0 \dots M-1\} \quad (5.2-4)$$

Следующие страницы дают детальный взгляд на обратное дискретное преобразование Фурье. Набор данных на рис. 5.2.1 не содержит никаких значений для $f < 0$.

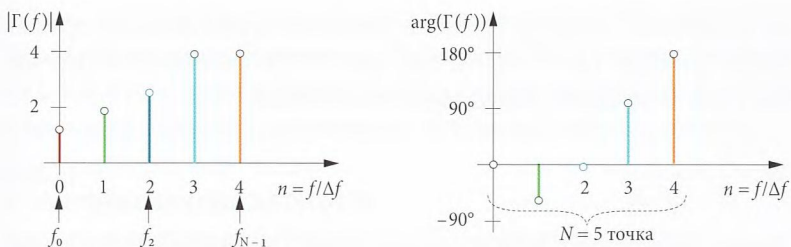


Рис. 5.2.1 Дискретные частотные отклики.

Используя соотношение из формулы (5.1-19), мы можем добавить значения для оси отрицательных частот. То, что мы получаем, известно как дискретная частотная характеристика $\Gamma_H(m\Delta f)$. Она состоит из общего количества M значений:

$$M = 2N - 1 \quad (5.2-5)$$

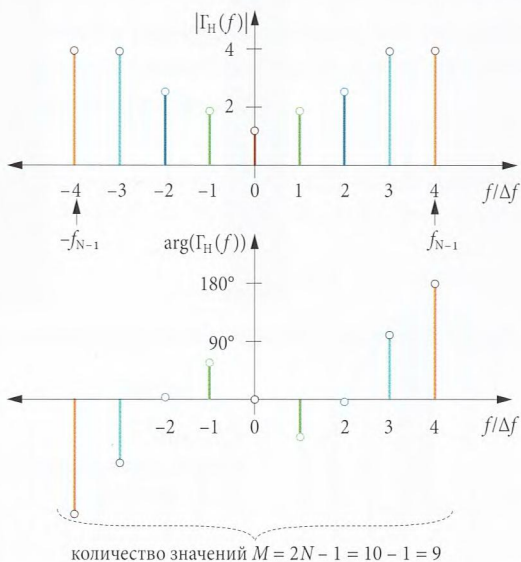


Рис. 5.2.2
Дискретная частотная
характеристика.

Ожидаемые результаты преобразования должны содержать дискретные во времени значения со временем выборки Δt . Однако, **взятие выборок** временной оси, использующее Δt , требует **периодического спектра**, который является периодическим с $F = 1/\Delta t$. Если мы выбираем периодическое продолжение, которое является слишком узким, то частотная характеристика $\Gamma_H(m\Delta f)$ будет иметь перекрытие с его периодическим продолжением (см. участки серого цвета на рис. 5.2.3). Это исказило бы вычисленный отклик

во временной области. Идеалом является периодическое продолжение спектра, где $F = \Delta f \cdot M$ (см. рис. 5.2.4). Вместе с $F = 1/\Delta t$ мы получим следующий размер временного шага:

$$\Delta t = \frac{1}{F} = \frac{1}{\Delta f \cdot M} \quad (5.2-6)$$

Размер временного шага в соответствии с формулой (5.2-6) известен также как **разрешение по времени**. Причина этого становится ясной в разделе 5.2.2. Спектр $\Gamma_p(m\Delta f)$, показанный на рис. 5.2.4, называется периодически продолженным.

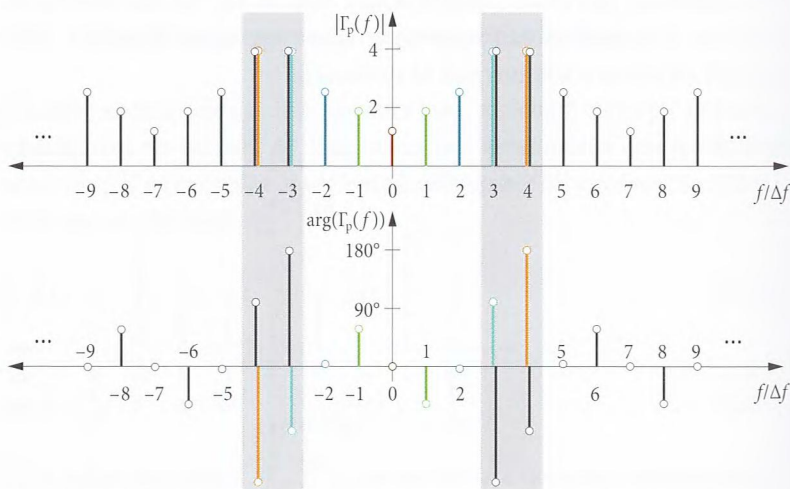


Рис. 5.2.3 Спектр с чрезвычайно узким периодическим продолжением.

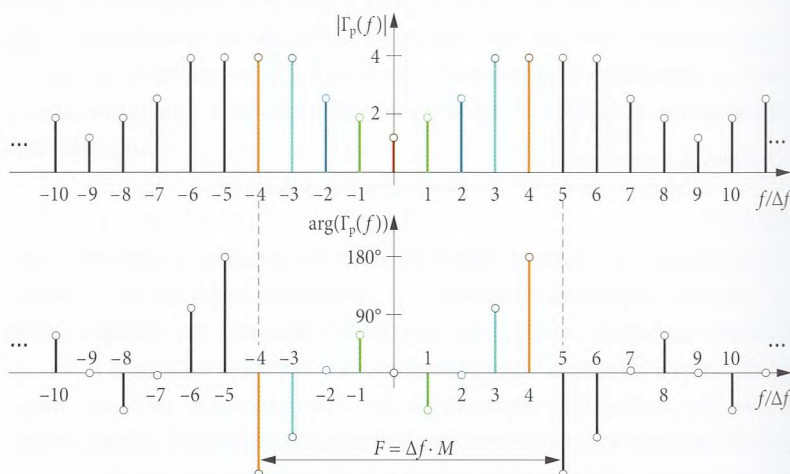


Рис. 5.2.4 Периодически продолженный спектр.

Теперь необходимо вывести дискретный эквивалент обратного непрерывного преобразования Фурье (ОНПФ). Поэтому формула (5.1-17) будет адаптирована последующими шагами от а) до в), чтобы удовлетворить требованиям численного преобразования.

а) Аппроксимация интеграла

Сначала интеграл из формулы (5.1-17) заменяется на сумму.

Преобразование иллюстрируется, базируясь на действительном значении интеграла следующим образом:

$$\int_{-\infty}^{\infty} y(x) dx$$

Он представляет площадь, содержащуюся между осью x декартовой координатной системы и графиком $y(x)$ (см. рис. 5.2.5). Если мы разделим эту область на прямоугольные полоски шириной Δx , мы сможем рассчитать площадь одиночной полоски как $\Delta x \cdot y(x_0)$. Если мы потом сложим площади каждой из индивидуальных полосок, мы получим следующую аппроксимацию:

$$\int_{-\infty}^{\infty} y(x) dx \approx \Delta x \sum_{k=-\infty}^{\infty} y(k \cdot \Delta x) \quad (5.2-7)$$

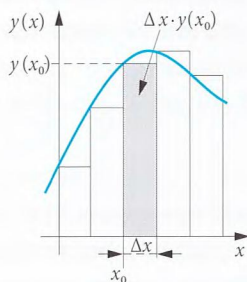


Рис. 5.2.5
Иллюстрация аппроксимации согласно формуле (5.2-7).

Если мы примем эту аппроксимацию, как определение обратного преобразования Фурье (5.1-17), то мы получим следующую сумму:¹⁾

$$\Gamma_h(t) \approx \Delta f \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Gamma_p(\Delta f \cdot n) e^{j2\pi \Delta f \cdot t} \quad (5.2-8)$$

1) В математике формула (5.2-8) известна также как ряд Фурье. Члены $\Delta f \cdot \Gamma_p(\Delta f \cdot n)$, где n меняется от $-\infty$ до ∞ , называются коэффициентами Фурье.

б) Сведение суммы к конечному интервалу

Для дальнейшей оценки сумма (5.2-8) должна быть сведена к конечному интервалу от $-(N-1)$ до $N-1$. Спектр вне этого интервала маскируется, используя **оконную функцию во временной области** $W(f)$. В простейшем случае это привлекает использование следующего **прямоугольного окна**:¹⁾

$$W(n) = \begin{cases} 1/F & \text{для } |n| \leq N-1 \\ 0 & \text{иначе} \end{cases} \quad (5.2-9)$$

Полоса пропускания окна $W(n)$ определяется периодичностью спектра; она равна F . Чтобы предотвратить любые нежелательные эффекты масштаба, площадь, содержащаяся под прямоугольным окном, должна быть единичной. Это и есть причина для наличия веса $1/F$ в формуле (5.2-9). Мы можем теперь заменить периодический спектр $\Gamma_p(\Delta f \cdot n)$ в формуле (5.2-8) на дискретный частотный отклик $\Gamma_H(\Delta f \cdot n)$ из рис. 5.2.2.

$$\Gamma_h(\Delta t \cdot m) = \frac{\Delta f}{F} \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} \Gamma_H(\Delta f \cdot n) e^{j2\pi \cdot nm/M} \quad (5.2-10)$$

Как мы видим из формулы (5.2-6), коэффициент $\Delta f/F$ равен обратному числу точек $1/M$. Таким образом, мы получаем обычное определение обратного дискретного преобразования Фурье.

$$\Gamma_h(\Delta t \cdot m) = \frac{1}{M} \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} \Gamma_H(\Delta f \cdot n) e^{j2\pi \cdot nm/M} \quad (5.2-11)$$

в) Упрощение для систем с действительными значениями величин во временной области

Частотная характеристика $\Gamma_H(f)$ может быть записана в терминах модуля $|\Gamma_H(f)|$ и фазы $\arg(\Gamma_H(f))$. Значения фазы могут быть служить аргументам комплексной экспоненциальной функции $e^{j(2\pi nm/M) + \arg[\Gamma_H(f)]}$. Она может быть представлена как $\cos\{2\pi nm/M + \arg[\Gamma_H(f)]\} + j\sin\{2\pi nm/M + \arg[\Gamma_H(f)]\}$. В текущем применении можно предположить сигнал во временной области $\Gamma_h(t)$ имеющим

1) В некоторой технической литературе (например, [1E244]) прямоугольное окно называется непрофильным.

действительные значения, так что член $j\sin\{2\pi nmt/M + \arg[\Gamma_H(f)]\}$ не является необходимым, и мы имеем следующее:

$$\Gamma_h(\Delta t \cdot m) = \frac{1}{M} \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} |\Gamma_H(\Delta f \cdot n)| \cos\left(\frac{2\pi nmt}{M} + \arg(\Gamma_H(\Delta f \cdot n))\right) \quad (5.2-12)$$

Член с $\cos$ обеспечивает то же самое значение для симметричных индексов n и $-n$. Частотная характеристика удовлетворяет условию $\arg[\Gamma_H(\Delta f \cdot n)] = -\arg[\Gamma_H(\Delta f \cdot n)]$. Компоненты для отрицательных и положительных n могут быть скомбинированы по принципу пара-за-парой $2|\Gamma_H(\Delta f \cdot n)|\cos\{2\pi nmt/M + \arg[\Gamma_H(\Delta f \cdot n)]\}$. Никакие комбинации невозможны для $n = 0$. Все другие компоненты приводят к сумме по $n = 1, 2 \dots N-1$. Таким образом, можно прямо использовать измеренные значения $\Gamma(\Delta f \cdot n)$, определенные на частотах $f \geq 0$ (т.е. $n = 0, 1 \dots N-1$) вместо частотной характеристики $\Gamma_H(\Delta f \cdot n)$.

$$\Gamma_h(\Delta t \cdot m) = \frac{\Gamma(\Delta f \cdot 0)}{M} + \frac{2}{M} \sum_{n=1}^{N-1} |\Gamma(\Delta f \cdot n)| \cos\left(\frac{2\pi nmt}{M} + \arg(\Gamma(\Delta f \cdot n))\right) \quad (5.2-13)$$

В предположении действительного по значению сигнала во временной области мы можем применить формулу (5.2-13) прямо к нашим измеренным значениям вектора и рассчитать их представление во временной области. Мы можем даже решить эту формулу графически, при достаточно малом числе частотных выборок. Чтобы дать лучшее понимание, следующий абзац описывает эту бумажную работу шаг за шагом, используя графические средства.

Чтобы сконструировать рис. 5.2.6, мы применяем формулу (5.2-13) поэтапно к наборам данных из рис. 5.2.1. Измеренные векторы $\Gamma(f_1)$, $\Gamma(f_2)$, $\Gamma(f_3)$ и $\Gamma(f_4)$ масштабируются с коэффициентом $2/M \approx 0,22$. Они строятся как вращающиеся векторы в комплексной системе координат в верхней части рис. 5.2.6. Для измеренного значения $\Gamma(f_0)$ необходимо масштабирование с $1/M \approx 0,11$. В соответствии с их частотами $f_0 = 0, f_1 = \Delta f, f_2 = 2\Delta f, f_3 = 3\Delta f$, векторы вращаются с различными угловыми скоростями. Вектор, связанный с $n = 0$, имеет частоту $f = 0$ и поэтому не вращается. Для каждого вектора может быть построен действительный сигнал во временной области, и это осуществляется через проекцию вращающегося вектора на действительную ось $\text{Re}\{\Gamma(f)\}$. В дискретные шаги по времени, определенные формулами (5.2-4) и (5.2-6), сумма всех

компонентов во временной области, принадлежащих к временному шагу, рассчитывается и строится как дискретный результат (черные кружки). Таким образом, мы получаем дискретный сигнал $\Gamma_h(\Delta t \cdot m)$. На рис. 5.2.6 функция во временной области повторяется с периодом T . Это происходит из-за гармонического частотного вектора, сравни формулы (5.2.1) и (5.2.2). Все частоты $f > 0$ этого вектора являются целыми множителями частоты Δf . Самая низкая частота $f_1 = \Delta f$ (зеленная функция) определяет, таким образом, период T сигнала во временной области.

$$T = 1/\Delta f \quad (5.2-14)$$

Интервал от $-T/2$ до $T/2$ известен как **область определенности**. Только внутри этой области возможно однозначно приписать ось времени. Если временная функция уменьшается очень медленно и область неопределенности является слишком узкой, то импульсный отклик искажается в результате наложения соседних периодических кривых. Рис. 5.2.7 показывает отклик во временной области с $N = 800$ измеренных значений. Основываясь на размере частотного шага $\Delta f = 10$ МГц и на формуле (5.2-14), мы можем рассчитать период $T = 100$ нсек. Из-за суперпозиции периодических кривых во временной области, отклик не падает ниже 100 дБ, хотя динамический диапазон оборудования гораздо лучше.

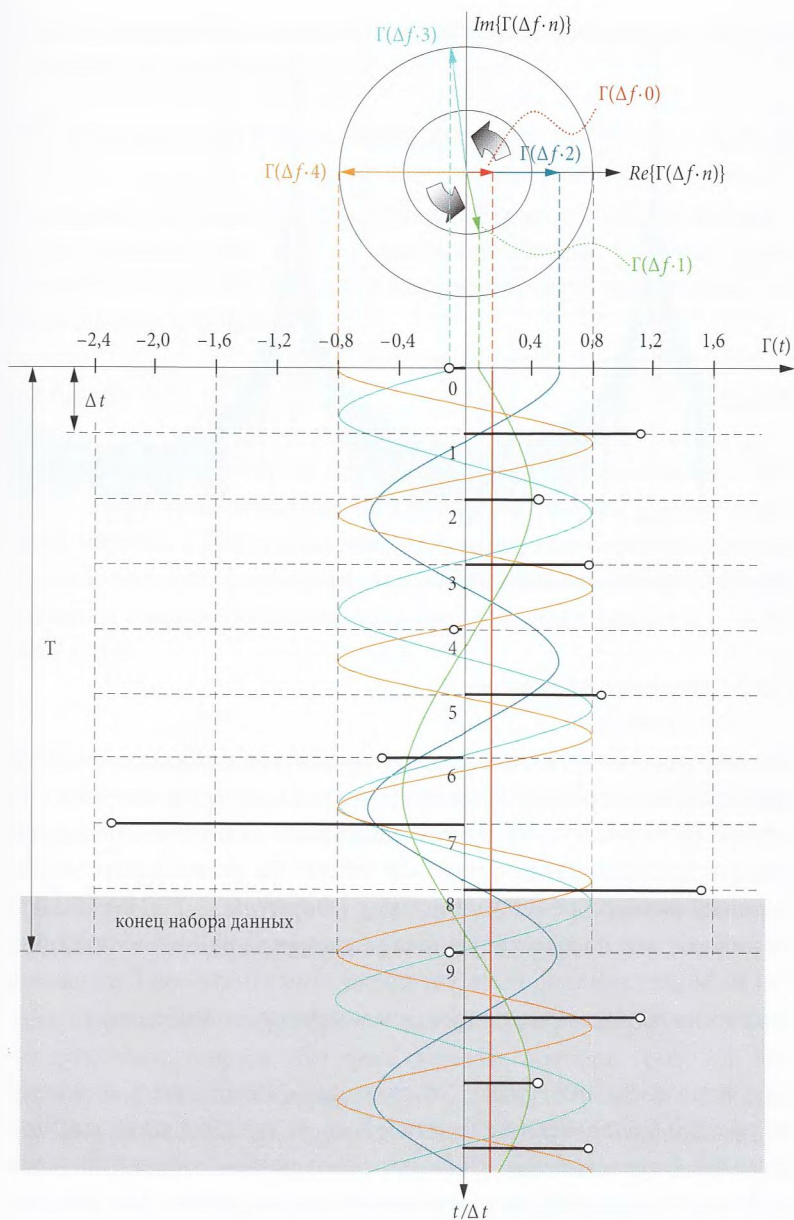


Рис. 5.2.6 Построение сигнала во временной области, соответствующего рис. 5.2.1.

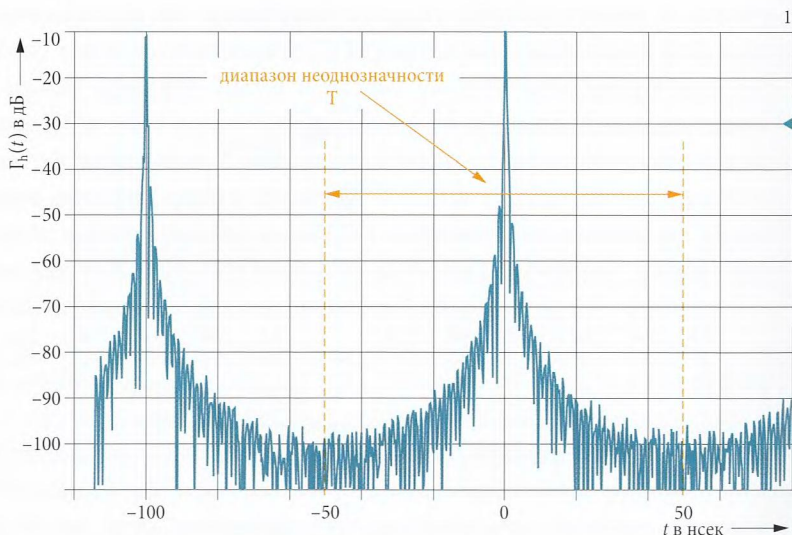


Рис. 5.2.7 Область неопределенности.

5.2.2 Оконная обработка

Недостатком расчета, описанного в предыдущем разделе, является фиксированный размер временного шага Δt , который возникает на основе формулы (5.2-6). Чтобы показывать сигнал во временной области на анализаторе цепей, мы хотели бы использовать произвольный размер временного шага $t_{\text{вн}}$. Формулы (5.2-11) и (5.2-13) позволяют это по теории. Однако разрешение во временной области не может реально быть улучшено этим способом. Следующая дискуссия должна помочь прояснить, почему это имеет место.

При использовании прямоугольного окна, периодический спектр из рис. 5.2.4 находится в области $-N$ до N , занимая полосу пропускания F . Если мы хотим, чтобы размер временного шага отличался от $\Delta t = 1/F$, то необходимы дальнейшие рассмотрения. Мы должны исследовать эффекты оконной обработки сигнала во временной области. Оконная обработка с любой $W(f)$ соответствует умножению частотного отклика $\Gamma_n(n\Delta f)$ на оконную функцию $W(f)$. Эквивалентом во временной области является свертка $\Gamma_n(n\Delta f) * w(t)$. Из-за дискретности оси времени необходимо вычислять дискретную свертку вместо интеграла. Подобно интегралу, сумма расширяется на диапазон $n = -\infty$ до ∞ . Функция во временной области

$\Gamma_h(n\Delta t)$ должна быть поэтому периодически продолжена для свертывания вне диапазона $|n| > N-1$.

$$\sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \Gamma_h(n\Delta t) w(t-n\Delta T) \longleftrightarrow W(f) \Gamma_H(f) \quad (5.2-15)$$

Применяя обратное преобразование Фурье к $W(f)$, приходим к представлению окна $w(t)$ во временной области. В случае прямоугольного окна, определенного формулой (5.2-9), мы получаем так называемую *si* функцию:¹⁾

$$w(t) = \text{si}(\pi \cdot t/T) = \frac{\sin(\pi \cdot t/T)}{\pi \cdot t/T} \quad (5.2-16)$$

Прямоугольное окно и его эквивалент во временной области – *si*-функция показаны на следующем рисунке. Кроме основного импульса *si*-функция имеет значительные боковые лепестки. Самый большой (отрицательный) боковой лепесток расположен справа и слева от основного импульса. Он имеет амплитуду $-0,212$ или 13 дБ.

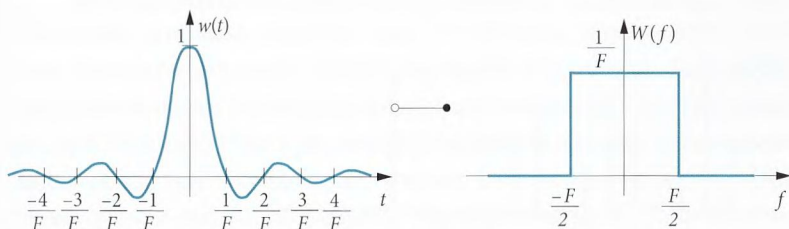


Рис. 5.2.8 *si*-функция и прямоугольное окно.

Мы подставляем *si*-функцию в качестве $w(t)$ в формулу (5.2-15). Свертка выполняется обычным образом, подобно тому, как объяснялось в контексте формулы (5.1-2). Мы получаем пунктирные кривые на рис. 5.2.9, которые должны быть просуммированы для каждой дискретной частоты. Результат (цветные кружки) представляет наш сигнал во временной области. Этот сигнал знаком из рис. 5.2.6. Но метод, использованный здесь, является более преимущественным в контексте следующей дискуссии.

1) Функцию $\text{si}(x)$ не нужно путать с интегральным синусом $\text{Si}(x)$, например, [BS91], стр. 14, который имеет другое значение.

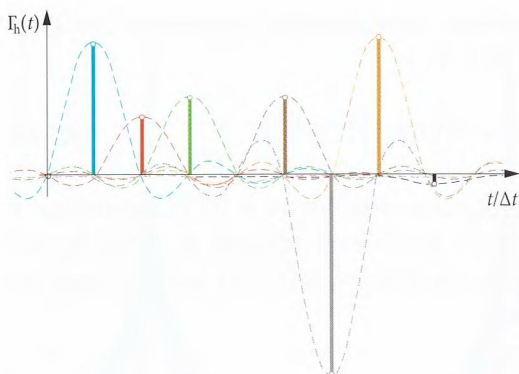


Рис. 5.2.9

Нет влияния соседних значений при шаге Δt .

Нули si-функции расположены на расстояниях $1/F$, $2/F$, $3/F \dots$ справа и слева от основного импульса. Это объясняет, почему si-функция не имеет никакого влияния на вычисление сигнала во временной области, согласно формулам (5.2-10)–(5.2-13). Дискретные шаги времени 0 , Δt , $2\Delta t$, $3\Delta t \dots$ выбираются так, чтобы в каждой выборке точно одна из si-функций обеспечивала бы ненулевой вклад во временной шаг $m\Delta t$. Если мы выберем размер временного шага $t_{\text{вн}}$ в половину значения Δt , ситуация становится другой.

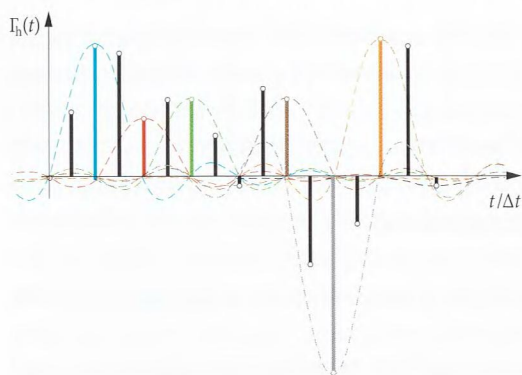
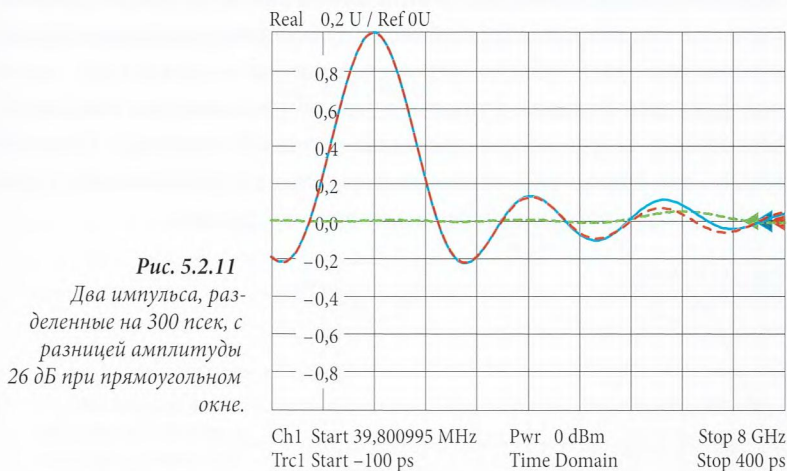


Рис. 5.2.10

Влияние соседних значений для $t_{\text{вн}} < \Delta t$.

Новые добавленные временные выборки представляют суперпозицию множественных si-функций (см. рис. выше). Значения Γ_h , принадлежащие этим выборкам, не только вызваны si-функциями, соседними с ними. Они вызваны также теми si-функциями, чей основной импульс расположен достаточно далеко, особенно если эти si-функции имеют большую амплитуду (вес). Этот эффект утечки объясняет, почему улучшенное разрешение невозможно для $t_{\text{вн}} < \Delta t$. Поэтому разумно считать Δt как разрешение во временной области.

Следующий рисунок иллюстрирует экстремальный случай утечки импульса. Он состоит из двух импульсов с очень разными весами. Пунктирные отклики (красный и зеленый) представляют собой отдельные импульсы при 0 псек и 300 псек. Их основные импульсы отличаются на 1/20. Нормально они недоступны для разделения.



Меньший основной импульс при $t = 300$ псек покрывается боковым лепестком импульса, центрированного на $t = 0$ псек. Достаточно малое отклонение в (голубом) результате измерений (кривая суммирования) не может быть различным, поскольку красная кривая, необходимая для целей сравнения, не может наблюдаться отдельно. Проблема утечки импульса является хорошо известным явлением численного (обратного) преобразования Фурье. Типичная техника для решения этой проблемы это использование других оконных функций $W(f)$, отличных от прямоугольного окна. Любая функция, выполняющая следующие требования, может быть использована как $W(f)$:

- ◆ Функция действительных значений
- ◆ Функция должна принимать нулевое значение вне интервала $f = -F/2$ до $F/2$
- ◆ Полный интеграл от функции должен иметь значение, которое предотвращает любое нежелательное численное масштабирование значений во временной области

Очевидная вещь для выполнения этого – сформировать окно так, чтобы его импульсный отклик $w(t)$ имел меньшие боковые лепестки, чем si-функция. Например, возьмем окно Ханна; его боковые лепестки меньше примерно в 10 раз по сравнению с прямоуголь-

ным окном. Следующий рисунок иллюстрирует такую же ситуацию с окном Ханна. При временной выборке $t = 300$ псек красный отклик имеет модуль, который меньше 0,005. В результате импульсы могут быть различены прямо на голубом суммарном отклике.

Чтобы охарактеризовать различные окна мы можем использовать значение амплитуды самого большого бокового лепестка. Однако невозможно дать общую рекомендацию для конкретной оконной функции. Оконная функция с быстро убывающими боковыми лепестками всегда имеет широкий основной импульс. Следовательно, два близко расположенных импульса с одинаковыми уровнями не смогут больше различаться один от другого.

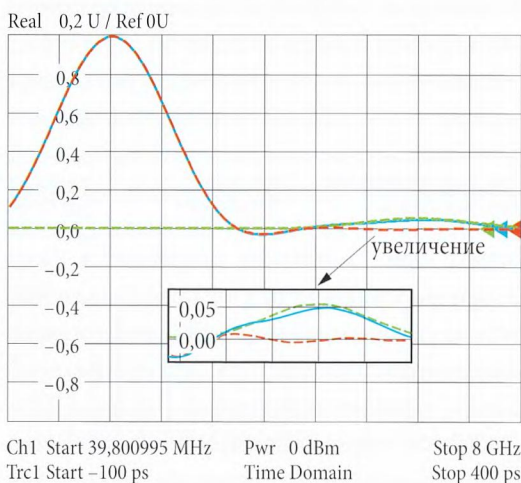


Рис. 5.2.12

Два импульса, разделенные на 300 псек с разницей уровней 26 дБ при окне Ханна.

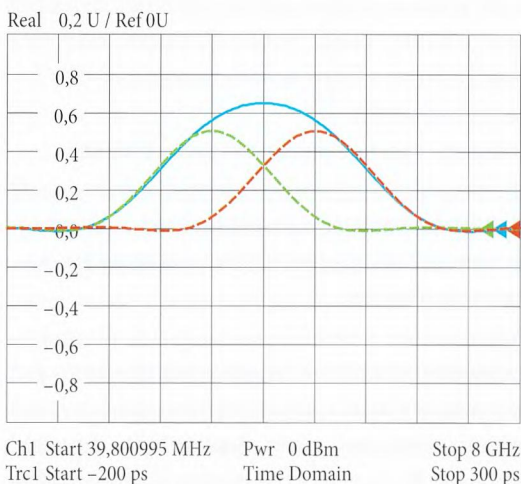


Рис. 5.2.13

Два импульса, разделенные на 100 псек равного уровня при окне Ханна.

На рис. 5.2.13 мы использовали окно Ханна. Два импульса при $t = 0$ псек и $t = 100$ псек не могут быть различены один от другого, хотя они имеют одну и ту же амплитуду. Пунктирные отклики построены только для цели иллюстрации. Если вместо окна Ханна мы применяем прямоугольное окно, мы получим отклик во временной области, показанный ниже. Узкий основной импульс si- функции дает возможность различить два импульса.

Рис. 5.2.14
Два импульса, разделенные на 100 псек, с разницей уровней 0 дБ при прямоугольном окне.

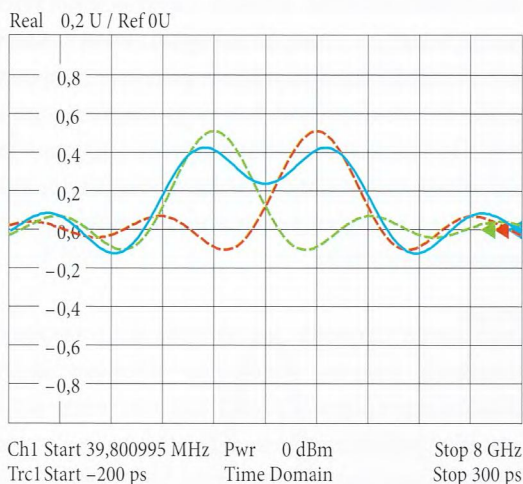


Рис. 5.2.14 ясно показывает также, что знаки очень важны для суперпозиции импульсов (зеленый и красный отклики). Если дополнительный импульс расположен на боковом лепестке основного импульса с разным знаком и размер бокового лепестка равен половине дополнительного импульса, то единственное изменение в форме бокового лепестка будет знак; величина наложенного бокового лепестка останется такой же. В формате модуля или дБ выражения дополнительный импульс был бы полностью скрыт!

Отклик во временной области прямоугольного окна имеет ширину импульса по уровню 3 дБ $0,89 \cdot 1/F$. Ширина импульса по уровню 3 дБ другой оконной функции также обратно пропорциональна ширине окна F , но коэффициенты пропорциональности отличаются от 0,89. Это делает полезным сравнить ширину импульса всех оконных функций с шириной импульса для прямоугольного окна. Для этой цели мы можем использовать отношение, сформированное в уравнении (5.2-17). Оно известно как **относительная ширина импульса** $B_{\text{отн.имп}}$ и не имеет физических единиц измерения.

$$B_{\text{отн.имп}} = \frac{3\text{дБ ширина импульса интересующего окна}}{3\text{дБ ширина импульса прямоугольного окна}} \quad (5.2-17)$$

В разделе 5.5.2 обсуждаются относительная ширина импульса и относительный уровень бокового лепестка с максимальным модулем для всех распространенных оконных функций. Прямое сравнение возможно со следующим рисунком. На предыдущих рисунках использовался формат „Real“ (действительное число), так что информация о знаке выборки может быть выяснена из рисунков. Однако на следующем рисунке использован формат модулей в дБ. Это необходимо для индикации очень малых боковых лепестков. При использовании формата модуля или модуля в дБ, боковые лепестки появляются (независимо от их знака) только как максимумы и их форма похожа на боковые лепестки антенны, откуда и взято их название.

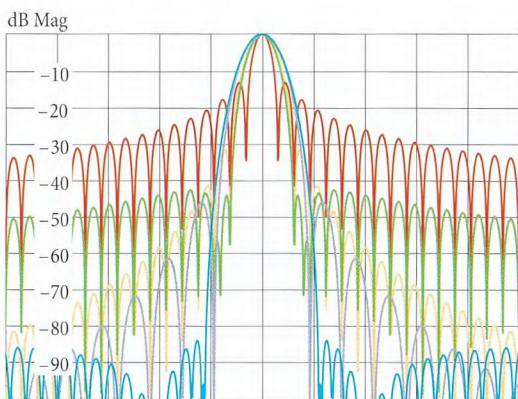
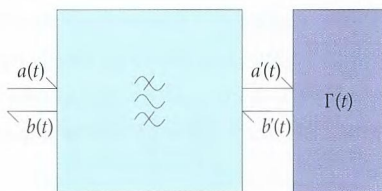


Рис. 5.2.15 Прямое сравнение различных оконных функций. **Красный** – прямоугольное окно (непрофильное). **Зеленый** – окно Хэмминга (низкий первый боковой лепесток). **Желтый** – окно Ханна (нормальный профиль). **Фиолетовый** – окно Бокмана (крутой спад). **Голубой** – окно Дольфа-Чебышева с выбираемым пользователем подавлением боковых лепестков (здесь 80 дБ).

5.2.3 Полосно-пропускающий режим (Bandpass mode)

Мы не всегда можем начать измерение при 0 Гц. Узкополосные ИУ, такие как показанный на рис. 5.2.16, имеет ненулевую частотную характеристику $\Gamma_H(f)$ только в ограниченном диапазоне вокруг его центральной частоты.

Рис. 5.2.16
ИУ с полосно-пропускающим
фильтром на входе.



Чтобы получить полезный результат во временной области, важно поместить частотные выборки внутри полосы пропускания и ее окрестности. Как можно видеть из следующего рисунка, это обычно невозможно, используя частотную сетку из формулы (5.2-2).

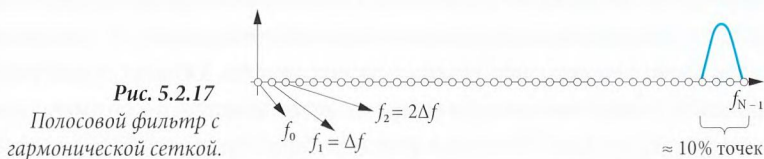


Рис. 5.2.17
Полосовой фильтр с
гармонической сеткой.

Фактически, нам необходима трансформация, которая позволяет установить произвольный нижний частотный предел. Соответствующее преобразование известно как **полосно-пропускающий режим (bandpass mode)**, в то время как преобразование, описанное в разделах 5.2.1 и 5.2.2, известно как режим **низкочастотного пропускания (lowpass mode)**. В режиме полосного пропускания вектор частоты имеет нижний частотный предел $f_0 > 0$.

$$f = [f_0 \quad f_1 \quad f_2 \quad \dots \quad f_n \quad \dots \quad f_{N-1}] \quad (5.2-18)$$

$$\text{где } f_n = f_0 + n\Delta f \quad \text{и} \quad n = \{0 \dots N-1\} \quad \text{и} \quad F = f_{N-1} - f_0 \quad (5.2-19)$$

В отличие от формулы (5.2-1), частоты $f_1, f_2, f_3, \dots$ не являются больше множителями частоты f_1 . Следовательно, мы не имеем гармонической сетки частот. Следующий рисунок показывает пример, подобный рассмотренному в разделе 5.2.1. Для простоты пример имеет только $N = 5$ точек.

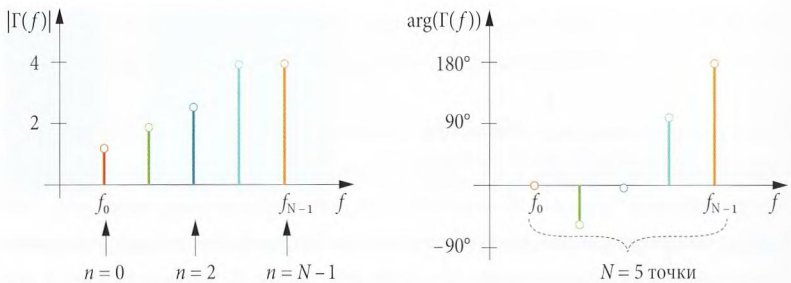


Рис. 5.2.18 Пример полосно-пропускающего спектра.

В отличие от режима низкочастотного пропускания (сравни рис. 5.2.2), невозможно распространить частотную ось в направлении $f < 0$. Однако, необходимо организовать спектр, сцентрированный вокруг частоты $f = 0$ Гц, что выполняется частотным сдвигом $f_c = (f_{N-1} + f_0)/2$. При этой работе общее число частотных точек остается таким же, что означает $M = N$. Таким образом, с формулой (5.2-6) мы имеем следующее разрешение во временной области:

$$\Delta t = \frac{1}{F} = \frac{1}{\Delta f \cdot N} \quad (5.2-20)$$

Сравнивая формулы (5.2-20) и (5.2-6), мы можем вывести следующее заключение: применяя полосно-пропускающий режим к ИУ, которое демонстрирует существенное передачу вплоть до низких частот и поэтому намного удобнее режима низкочастотного пропускания, мы получаем в результате разрешение во временной области, которое уменьшается вдвое.

Чтобы продолжить с нашим примером, измеренные и сдвинутые значения периодически продолжаются на обе стороны, подобно показанному на следующем рисунке.

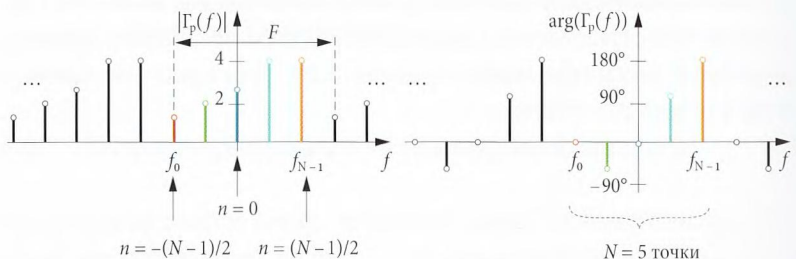


Рис. 5.2.19 Пример периодически продолжаемого полосно-пропускающего спектра.

Подобно режиму низкочастотного пропускания, оконная обработка также применяется. Оконная функция должна быть сформирована так, чтобы перекрыть диапазон $-F/2 \dots F/2$. Поэтому прямоугольное окно, известное из формулы (5.2-9), должно быть модифицировано:

$$W(n) = \begin{cases} 1/F & \text{для } |n| \leq (N-1)/2 \\ 0 & \text{иначе} \end{cases} \quad (5.2-21)$$

После численного преобразования, основанного на формуле (5.2-11), результат во временной области умножается на комплексный коэффициент $e^{j2\pi f_c t}$. Это необходимо для компенсации частотного сдвига $f - f_c$. Вычисленный отклик во временной области является комплексным и известен как полосно-пропускающий отклик $\Gamma_{\text{пп}}(\Delta t \cdot m)$. Модуль $|\Gamma_{\text{пп}}(\Delta t \cdot m)|$ полосно-пропускающего отклика интерпретируется подобно импульсной характеристике $\Gamma_h(t)$. Однако, дальнейшая оценка, такая как вычисление ступенчатого отклика, становится неправильной из-за комплексного значения $\Gamma_{\text{пп}}(\Delta t \cdot m)$. Независимо от того, используем ли мы для численных расчетов полосно-пропускающий или низкочастотно-пропускающий режимы, сигнал во временной области имеет тот же самый период T в соответствии с формулой (5.2-14). В обоих случаях область неопределенности соответствует от $-T/2$ до $T/2$.

Формула (5.1-5) определяет импульсный отклик $\Gamma_h(t)$ как отклик цепи, возбужденной импульсом Дирака $\delta(t)$. Мы будем пытаться найти подобное определение для полосно-пропускающего отклика $\Gamma_{\text{пп}}(\Delta t \cdot m)$. Если мы хотим определить функцию воздействия $\zeta(t)$, связанную с полосно-пропускающим откликом $\Gamma_{\text{пп}}(\Delta t \cdot m)$, необходимо вернуться на вычислительные шаги „Оконная обработка с $W(f)$ “ и „Частотный сдвиг на $f - f_c$ “ во временной области. Это дает функции $w(t)$ и $e^{j2\pi f_c t}$, соответственно. Воздействие $\zeta(t)$, связанное с полосно-пропускающим откликом $\Gamma_{\text{пп}}(\Delta t \cdot m)$, состоит из **пакетного сигнала**. Когда используется прямоугольное окно $W(f)$, мы получим следующий сигнал вспышки:

$$\zeta(t) = w(t)e^{j2\pi f_c t} = \frac{\sin(\pi \cdot F \cdot t)}{\pi \cdot F \cdot t} e^{j2\pi f_c t} \quad (5.2-22)$$

Рис. 5.2.20 показывает пример действительной и мнимой частей этого сигнала $\zeta(t)$. Огибающая сигнала $\zeta(t)$ задается функцией $w(t)$. Комплексное несущее колебание имеет частоту f_c . Поскольку $|e^{j2\pi f_c t}| = 1$, огибающая может быть определена из модуля $|\zeta(t)| = |w(t)|$.

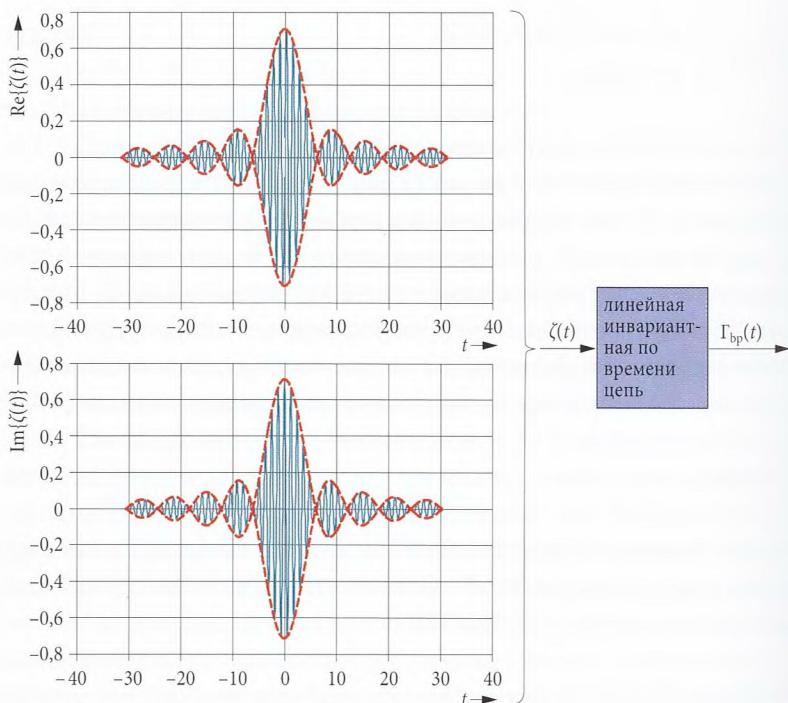


Рис. 5.2.20 Линейная цепь с полосно-пропускающим воздействием.

5.2.4 Преобразования, оптимизированные по времени вычислений

Если мы выполняем вычисления переменной $\Gamma_h(t)$ во временной области в порядке, предполагаемом суммой (5.2-11), то нам будет необходимо выполнить M^2 комплексных перемножений. Поскольку перемножения являются самыми большими операциями по требуемому времени, они служат хорошей мерой для общего времени вычисления. Если мы выбираем размер временного шага Δt в соответствии с формулой (5.2-6) и величина M удовлетворяет требованию, что $M = 2^x$, где $x \in \{1, 2, 3, \dots\}$, то член $e^{j2\pi n m / M}$ будет демонстрировать некоторую симметрию и периодичность. Этот факт исполь-

зуется **обратным быстрым преобразованием Фурье (ОБПФ)** для снижения числа операций перемножения до $N \cdot \lg(N)^1$. Наиболее известная реализация этого есть Radix 2 (основание логарифмов 2) алгоритм, описанный Кули (Cooley) и Тьюки (Tukey) [СТ65]. Требование, что $M = 2^x$, может быть обойдено дополнением набора данных нулевыми значениями. Для произвольного размера временного шага $t_{\text{вн}}$, представленного в разделе 5.2.2, однако, требуется другая реализация, известная как обратное Z – преобразование линейного частотно – модулированного сигнала [RS69]. Она состоит из двух ОБПФ операций и свертки и поэтому требует немного больше компьютерного времени, чем БПФ. Свойства и результаты, выведенные в предыдущих разделах, применяются к этому преобразованию без каких-либо ограничений.

5.3 Использование опций измерений во временной области

Мотивация

При дискуссиях о базовых концепциях анализатора цепей в главе 2 мы концентрировались исключительно на измерениях в частотной области. Причины этого – следующие.

- ♦ В отличие от измерений во временной области, измерения в частотной области могут быть реализованы с узкими полосами пропускания. В этом подходе отношение сигнал/шум измеряемой величины улучшается, и испытательное оборудование обеспечивает лучший динамический диапазон по сравнению с прямым измерением во временной области.
- ♦ По техническим причинам аналого-цифровое преобразование возможно вплоть до некоторого частотного предела только в несколько ГГц. В испытательном оборудовании, основанном на гетеродинном принципе, этот предел является неуместным, поскольку аналого-цифровой преобразователь (см. раздел 2.6, рис. 2.6.1) должен работать на промежуточной частоте $f_{\text{пч}}$.

Векторный анализатор цепей измеряет как амплитуду, так и фазу S-параметров. Следовательно, требования однозначного преоб-

1) Здесь $\lg(x)$ обозначает логарифм по основанию 2. Он может быть рассчитан, например, как $\lg(x) = \lg(x) / \lg(2)$.

разования во временную область удовлетворяются. Большинство производителей предлагают **опции измерений во временной области** для их векторных анализаторов цепей.

Иллюстративное описание преобразования во временной области

Измеряемые значения, регистрируемые анализаторами цепей, описывают набор векторов. С целью упрощения рис. 5.2.6 показывает набор только пяти вращающихся векторов. Они вращаются с разными частотами и имеют их собственные амплитуду и начальную фазу. Из их проекций на действительную ось создаются четыре синусоидальных сигнала во временной области и одна постоянная компонента. Основываясь на суперпозиции сигналов во временной области, возникает сигнал $\Gamma(t)$, который оценивается в точках дискретного времени $n\Delta t$.

Числовое обратное преобразование Фурье

Измеренные значения на анализаторе цепей получены на дискретной шкале частот с размером частотного шага Δf . В результате может быть вычислен сигнал во временной области с периодом $T = 1/\Delta f$. Значения в интервале $-T/2 \dots T/2$ соответствуют тому, что называется областью неопределенности, в то время как значения вне этого интервала являются несущественными. Однако если мы не выбираем подходящий период T , соседние значения могут исказить значения в области неопределенности. Любое измерение, использующее анализатор цепей, всегда имеет верхний частотный диапазон. Это приводит к тому что ось дискретного времени имеет ограниченное разрешение Δt . Это же применимо к модифицированному преобразованию, известному как полосно-пропускающий режим, которое может быть использовано, если измеряемые значения доступны только в ограниченном частотном сегменте. В последнем случае разрешение Δt определяется полосой пропускания частотного сегмента. Ограниченное временное разрешение может вызвать наложение и маскирование импульсов. Если это происходит, то становится невозможным их различить. Выбирая соответствующую оконную функцию, можно менять форму импульсов и их суперпозицию. Для примера см. рис. 5.2.11–5.2.14 в разделе 5.2.2.

5.3.1 Работа в режиме низкочастотного пропуска

Линейное частотное свипирование, которое устанавливается анализатором цепей, перекрывает диапазон от f_{start} до f_{stop} с размером частотного шага $f_{\text{chш}}$ и числом точек M . Сначала мы будем предполагать, что частоты f_{start} и f_{stop} являются целыми множителями размера шага $f_{\text{chш}}$. Стартовая частота f_{start} всегда имеет минимальное значение $f_{\text{min}} > 0$ в зависимости от модели анализатора. Значение на постоянном токе для $f = 0$ Гц не может быть измерено при гетеродинном принципе. Оно должно быть известно заранее или анализатор должен оценивать это значение экстраполяцией. Оно всегда имеет фазовое значение 0° . Более того, часто возможно вывести DC значение наблюдением. Следующая таблица обеспечивает некоторые примеры для простых моделей цепей:

ИУ	значение на постоянном токе
ХХ или конденсатор	$\Gamma(0) = 1$
КЗ или индуктивность	$\Gamma(0) = -1$
резистор R или резистор R с параллельным конденсатором или резистор R с последовательной индуктивностью	$\Gamma(0) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0}$

Таблица 5.3.1 Типовые значения постоянного тока.

Для низкочастотно-пропускающего преобразования требуется гармоническая сетка в соответствии с формулой (5.2-2). Другими словами, все частоты в сетке должны быть целыми множителями размера частотного шага Δf . Первая частотная выборка в сетке расположена при $f = 0$, а вторая расположена при $f_1 = \Delta f$. Если $f_1 < f_{\text{min}}$, то частотное свипирование дополняется K частотными выборками в диапазоне от $f = 0$ до f_{min} . Эти дополнительные частотные выборки показаны красным цветом на следующем рисунке.

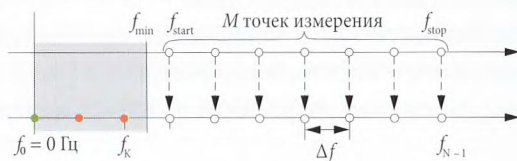


Рис. 5.3.1

Продолжение гармонической сетки.

Соответствующие измеренные значения в диапазоне от f_1 до f_k должны быть определены путем интерполяции. Теперь частотный вектор содержит общее число $N = M + K$ точек. Для частот $f < 0$ он продолжается в соответствии с формулой (5.1-19) из раздела 5.1.4. Таким образом, он содержит общее число $2N-1$ частотных выборок в диапазоне от $-f_{N-1}$ до f_{N-1} с размером частотного шага $\Delta f = f_{\text{step}}$ (см. рис. 5.3.2). Размер частотного шага f_{step} обычно не принимается как параметр анализатора цепей. Однако он может быть рассчитан из числа точек M и стартовой f_{start} и финальной f_{stop} частот частотного свипирования.

$$f_{\text{step}} = \frac{f_{\text{stop}} - f_{\text{start}}}{M - 1} \quad (5.3-1)$$

Следующий рисунок иллюстрирует соотношения между параметрами анализатора цепей и частотной оси, используемыми для преобразования.

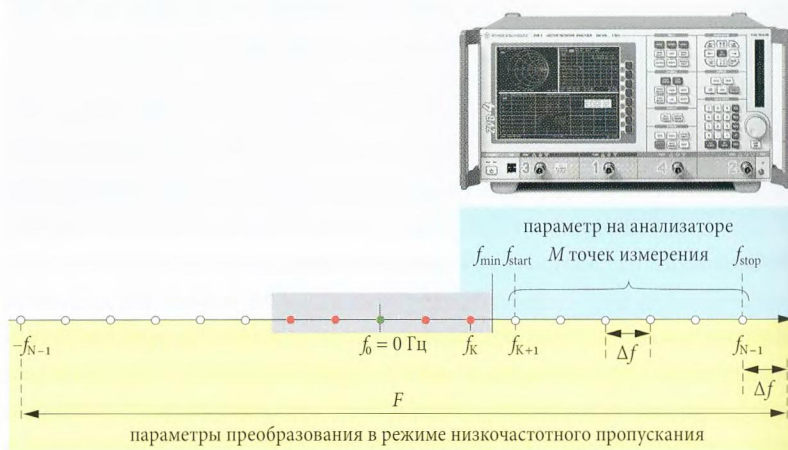


Рис. 5.3.2 Сравнение параметров анализатора и преобразованием в режиме низкочастотного пропускания.

Когда используется низкочастотно-пропускающее преобразование, область неопределенности от $-T/2$ до $T/2$ и разрешение по времени Δt являются очень важными величинами. Основываясь на периодичности F спектра в соответствии с рис. 5.3.2 и формулой (5.2-6), мы определяем разрешение по времени следующим образом:

$$\Delta t = \frac{1}{F} = \frac{1}{2f_{\text{stop}} + f_{\text{step}}} \approx \frac{1}{2f_{\text{stop}}} \quad (5.3-2)$$

Заменяя Δf в формуле (5.2-14) на f_{step} из формулы (5.3-1), мы находим величину T :

$$T = \frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{f_{\text{step}}} = \frac{M-1}{f_{\text{stop}} - f_{\text{start}}} \approx \frac{M}{f_{\text{stop}} - f_{\text{start}}} \quad (5.3-3)$$

Если начальная и конечная частоты не являются целыми множителями размера частотного шага f_{step} , то частотное свипирование может быть модифицировано, используя одно следующих трех правил:

а) Неизменность конечной частоты и числа точек

Число точек и конечная частота остаются неизменными, размер частотного шага модифицируется.

б) Неизменность ширины шага и числа точек

Число точек и размер частотного шага остается неизменным, конечная частота уменьшается.

в) Неизменность конечной частоты и приблизительного размера частотного шага

Конечная частота остается неизменной, а число точек увеличивается таким образом, что размер частотного шага остается приблизительно тем же самым.

Свойства модифицированного свипирования (f_{step} , f_{stop} и число точек) рассчитываются автоматически анализатором цепей в этом примере. Все, что пользователю нужно выполнить, это выбрать желаемую процедуру. Адаптация частотного свипирования невозможна в следующих случаях:

- ♦ Если новая конечная частота f_{stop} превышает максимальную частоту прибора.
- ♦ Если новое число точек превышает максимальное число, которое позволено.

Изменение свойств свипирования может также повлиять на временное разрешение и на область неопределенности. Мы будем различать три подхода „Правило а“, „Правило б“ и „Правило в“. Эти правила можно сравнить в терминах времени свипирования, временного разрешения и области неопределенности:

Критерий	Правило а	Правило б	Правило в
Время частотного свипирования	Неизменно	Неизменно	Увеличивается
Время разрешения	Неизменно	Уменьшается	Неизменно
Область неопределенности	Уменьшается	Неизменно	Увеличивается

Таблица 5.3.2 Влияние трех различных правил

Говоря математически, уменьшение количества точек автоматически приводит к меньшей области неопределенности. В большинстве анализаторов цепей число точек для представления во временной области связано с числом точек, используемым при частотном свипировании. Таким образом, снижение числа точек частотного свипирования приводит также к уменьшенной сетке точек в представлении во временной области. Следовательно, мы получаем для $N < 100$ отклик во временной области с видимыми искажениями. Эта потеря разрешения не связана с формулой (5.3-2)! Отклики примера, показанные на рис. 5.3.3, основаны на 201 и 21 точках.

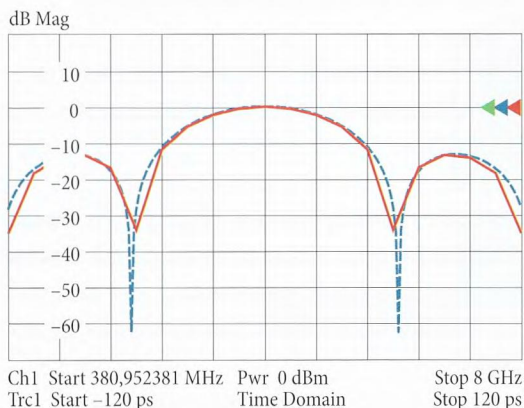


Рис. 5.3.3
Сравнение откликов
для 201 точки (голубой)
и 21 точки (красный).

5.3.2 Работа в режиме полосового пропускания

Полосно-пропускающий режим не ставит конкретных требований на начальную и конечную частоты. Частотная сетка только должна иметь постоянный размер шага. В случаях, где ступенчатый отклик и знак импульсной характеристики не являются необходимыми и максимальное разрешение не требуется, режим полосного пропускания может быть обыкновенной альтернативой режиму низкочастотного пропускания.



Рис. 5.3.4 Сравнение параметров анализатора и характеристик преобразования в полосно-пропускающем режиме.

Как мы можем видеть на рис. 5.3.4. соотношения между параметрами анализатора цепей и характеристиками частотной оси здесь много проще, чем в режиме низкочастотного пропускания. Для такого же размера частотного шага Δf оба режима имеют одну и ту же область неопределенности; см. формулу (5.3-3). По сравнению с режимом низкочастотного пропускания, величина Δt грубо удваивается в предположении сравнимых условий. Другими словами, временное разрешение в режиме полосного пропускания уменьшается примерно вдвое по сравнению с режимом низкочастотного пропускания.

$$\Delta t = \frac{1}{F} = \frac{1}{f_{\text{stop}} - f_{\text{start}} + \Delta f} \approx \frac{1}{f_{\text{stop}} - f_{\text{start}}} \quad (5.3-4)$$

Несмотря на тот факт, что невозможно оценить фазу импульсной характеристики, преобразование в режим полосного пропускания является однозначно обратимым. Это – важный критерий для использования временных окон, описанных в разделе 5.4.

5.3.3 Выигрыши от экстраполяции

Чтобы получить наилучшее возможное временное разрешение, мы будем, главным образом, использовать режим низкочастотного пропускания. Следует выбрать самую высокую возможную конеч-

ную частоту, но она ограничена максимальной частотой анализатора цепей или типом разъема, который используется. Тем не менее, временное разрешение, найденное таким образом, является недостаточным во многих случаях. Например, используя разъем N-типа, который конкретизирован для максимальной частоты 18 ГГц, возможно разрешение по дальности только ≈ 8 мм. Мы рекомендуем следующий подход: базируясь на измеренных данных, зарегистрированных вплоть до f_{stop} , можно в большинстве случаев предсказать поведение ИУ за границей этого частотного предела. Линейное предсказание здесь особенно пригодно. Оно использует все доступные измеренные данные для осуществления экстраполяции. Это особенно полезно для экстраполирования частотного отклика линейной цепи. Вектор измеренных значений

$$[\Gamma_H(\Delta f \cdot 0), \Gamma_H(\Delta f \cdot 1), \Gamma_H(\Delta f \cdot 2), \dots, \Gamma_H(f_{\text{stop}})] \quad (5.3-5)$$

с его N элементами распространяется на $Q - 1$ значений следующим образом:

$$[\Gamma_H(f_{\text{stop}} + \Delta f), \Gamma_H(f_{\text{stop}} + 2\Delta f) \dots \Gamma_H(\Delta f \cdot (Q - 1))] \quad (5.3-6)$$

Коэффициент расширения $V = Q/N$ характеризует это расширение. При расчетах без того расширения он имеет значение 1. На правом краю диапазона экстраполяции точность экстраполяции, естественно, уменьшается. С другой стороны, влияние значений на краю крайне ограничено оконной функцией, которая там стремится к нулю.

Эксперименты с этой техникой показали, что значение $V = 2 \dots 8$ соответствует оптимальному выбору. Он приводит к улучшению разрешения по расстоянию в то же число раз от 2 до 8. Теоретически, экстраполяция возможна также с обеих сторон измерений частотного вектора. Следовательно, эта техника может также быть использована для улучшения режима полосного пропускания. Пример на следующем рисунке иллюстрирует эффективность этой техники. Здесь была создана сегментированная линия передачи с отрезками 50 Ω , 34 Ω , 40 Ω и 50 Ω и она измерялась в частотном диапазоне от 50 МГц до 24 ГГц. Ступени характеристического импеданса вдоль линии передачи расположены при электрических дли-

нах $d_1 = 14,25$ мм, $d_2 = 27,73$ мм и $d_3 = 35,67$ мм. Они имеют их эквивалент в ступенчатом отклике коэффициента отражения.

Следующий расчет приводит к приращениям ступенчатого отклика $\Delta\Gamma_\Theta(d)$, которые мы ожидаем при измерении $\Gamma_\Theta(d)$ относительно $d = 0$ и при рассмотрении множественных отражений, поскольку они влияют на размер приращений (см. формулы в таблице 5.1.1).

$$\Delta\Gamma_\Theta(d_1) = \frac{34\Omega - 50\Omega}{34\Omega + 50\Omega} = -0,1905$$

$$\Delta\Gamma_\Theta(d_2) = \frac{2\sqrt{34\Omega \cdot 50\Omega}}{34\Omega + 50\Omega} \cdot \frac{40\Omega - 34\Omega}{40\Omega + 34\Omega} \cdot \frac{2\sqrt{34\Omega \cdot 50\Omega}}{34\Omega + 50\Omega} = 0,0781$$

$$\Delta\Gamma_\Theta(d_3) = \frac{50\Omega - 40\Omega}{50\Omega + 40\Omega} \cdot \frac{4(40\Omega \cdot 34\Omega)}{(40\Omega + 34\Omega)^2} \cdot \frac{4(34\Omega \cdot 50\Omega)}{(34\Omega + 50\Omega)^2} = 0,106$$

Ступенчатый отклик в случае неэкстраполированного преобразования в режиме низкочастотного пропускания ($V = 1$) показан красным цветом на рис. 5.3.5. Голубая кривая показывает результат с линейным предсказанием ($V = 8$). Даже тренированный эксперт был бы неспособен различить вторую ступеньку на основе красной кривой и даже предсказать определенное число для этой ступеньки. Измеренные ступеньки синей кривой хорошо соответствуют теоретически рассчитанным выше приращениям $\Delta\Gamma_\Theta(d)$.

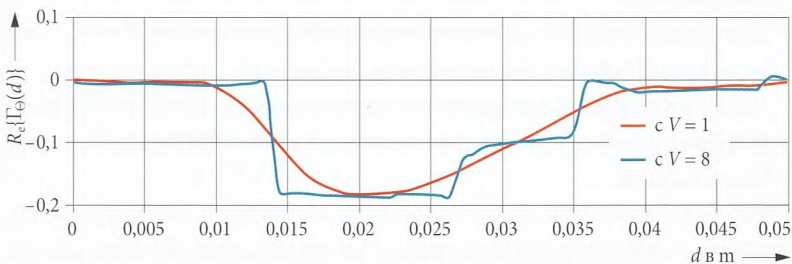


Рис. 5.3.5 Ступенчатая характеристика с (голубой) и без (красный) алгоритма предсказания.

5.3.4 Последовательность обработки

В разделе 2.7.2, рис. 2.7.3, мы обсуждали цепочку обработки анализатора цепей для измеренных данных. Расположение трансформа-

ции во временную область в цепочке обработки должно быть аккуратно выбрано в процессе обработки данных векторным анализатором. Это становится понятным на следующих примерах. Пути, показанные с использованием пунктирных линий, не могут привести к каким-либо значащим для практических применений результатам во временной области, поэтому они не учитываются.

Примеры форматирования

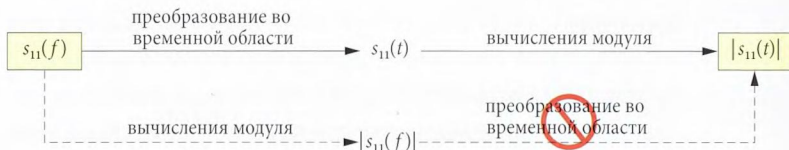


Рис. 5.3.6 Вычисление модуля.

Подобно всем операциям форматирования, модуль вычисляется после преобразования. Не было бы никакого смысла вычислять модуль перед преобразованием, поскольку это привело бы в результате к потере информации о фазе, необходимой при преобразовании. Следующие возможности выбора форматирования являются важными для представления во временной области:

- ◆ Формат действительной части, поскольку он обеспечивает информацию о знаке величины во временной области. Однако это полезно только в связке режимом низкочастотного пропускания.
- ◆ Для полосно-пропускающего режима формат модуля или модуля в дБ является наилучшим. Последний используется также в режиме низкочастотного пропускания, когда требуется больший диапазон значений, чем предлагается реальной частью или модулем.

Поскольку измеренные величины во временной области имеют действительные значения, фаза в режиме низкочастотного пропускания может только принимать значения 0 и 180°; в полосно-пропускающем режиме фаза вообще не может оцениваться. Групповое запаздывание $\tau_{гр}$, выведенное из фазы, также недоступно.

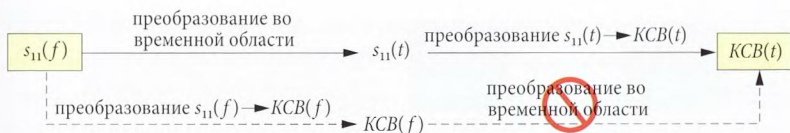


Рис. 5.3.7 Вычисление $KCB(t)$.

Коэффициент стоячей волны (КСВ) также определяется относительно оси времени или расстояния. Подобно формуле (4.3-2) из раздела 4.3, он определяется так:

$$KCB(t) = \frac{1 + |\Gamma_h(t)|}{1 - |\Gamma_h(t)|} \quad (5.3-7)$$

Преобразование во временной области величины модуля $KCB(f)$ привело бы к различным (некорректным) результатам. Вычисления модуля и другие нелинейные операции не могут быть заменены преобразованием Фурье!

Пример математики откликов и выбора измеряемой величины

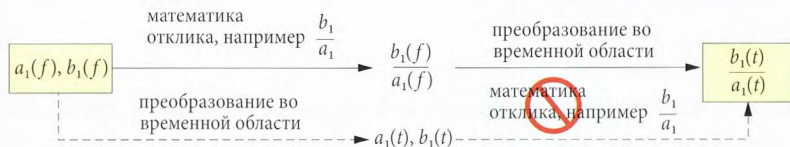


Рис. 5.3.8 Вычисление с математикой откликов.

5.4 Временные окна

Одно-портовые устройства часто имеют двух-портовую цепь перед их входами. Используя технику виртуального удаления, описанную в разделе 4.9, численно можно устранить компоненты каскадированной системы. В таком подходе влияние двух -портовой цепи S_p на рис. 5.4.1, может быть устранено. Конечно, это требует информации или о его топологии и значениях компонентов, или о его S-параметрах. Такая информация просто недоступна во многих случаях.

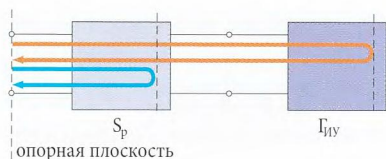


Рис. 5.4.1

Каскадированное ИУ в процессе измерения отражений.

Практически, все компоненты, включающие двух-портовые цепи S_p или одно-портовые устройства $\Gamma_{ИУ}$, имеют электрическую длину, которая не равна нулю. Из-за различных расстояний до опорной плоскости соответствующие отражения (показанные на рис. 5.4.1 и 5.4.2 голубым и оранжевым цветами) поступают на испытательный порт в различные моменты времени и поэтому могут быть разделены.

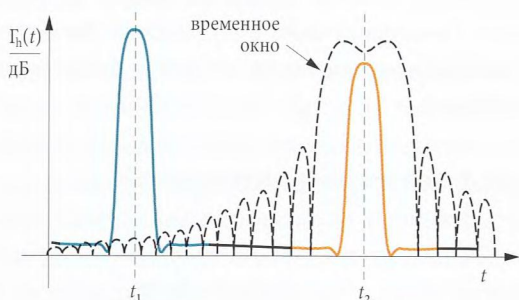


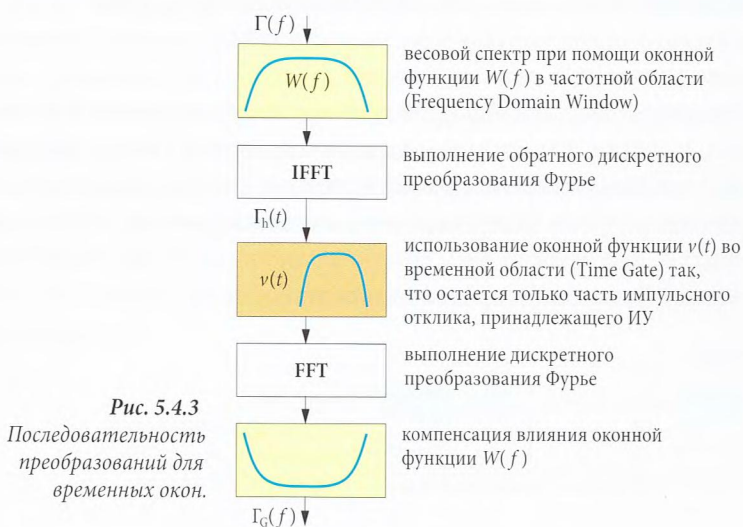
Рис. 5.4.2

Импульсный отклик для каскадированного ИУ.

При представлении во временной области мы можем использовать временные окна (или стробы) для выбора конкретной части импульсного отклика. Оставшаяся часть импульсного отклика подавляется. Как альтернатива, выбранный диапазон по времени может быть подавлен. В большинстве случаев временные окна конфигурируются во временной области, поскольку это обеспечивает наилучшую оценку их селективности. Например, мы можем специально выбрать импульс, связанный с ИУ $\Gamma_{ИУ}$ при $t = t_2$.

Для дальнейшей оценки сигнал, взвешенный при помощи временного окна, преобразуется обратно в частотную область. Полученный спектр искажается из-за оконной функции $W(f)$, используемой вначале последовательности преобразований. Это искажение компенсируется, используя подходящую математическую операцию на спектре (см. рис. 5.4.3).

Использование временных окон соответствует умножению импульсного отклика $\Gamma_h(t)$ на функцию окна $v(t)$. В частотной области это соответствует свертке измеренного спектра $\Gamma(f)$ со спектром окна $V(f)$. Проблемы, вовлекаемые сверткой, знакомы из рис. 5.2.9 и следующих страниц. Если мы хотим предотвратить искажение спектра из-за боковых лепестков, функция $V(f)$ не должна содержать боковых лепестков. Чтобы удовлетворить этому условию, однако, нам необходимо принять боковые лепестки (во временной области) для временных окон $v(t)$. Они определяют селективность окна для компонент сигнала, лежащих вне области окна.



На рис. 5.4.2 показано временное окно с самыми крутыми краями. Из-за их крутых краев импульсы, которые расположены очень близко один к другому, могут быть ясно различены. Однако, селективность для сигнальных компонентов, которые расположены далеко, сравнительно хуже. Мы можем определить различные оконные функции $v(t)$ во временной области (Time Gate). Наиболее важные из этих функций перечислены в разделе 5.3.3 вместе с соответствующими параметрами. Следующий рисунок позволяет прямо сравнить оконные функции $v(t)$.

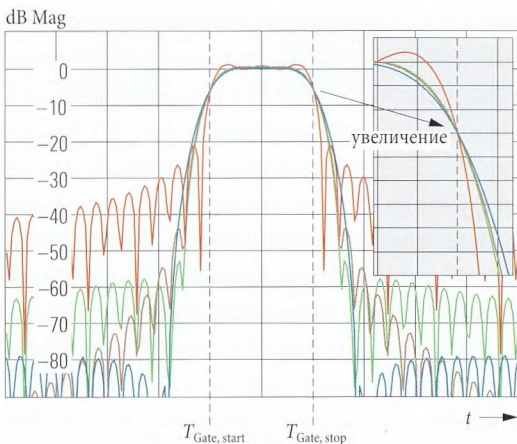


Рис. 5.4.4

Сравнение различных оконных функций.

Красный: окна с самыми крутыми краями. **Зеленый:** окна с крутыми краями. **Коричневый:** нормальные окна. **Голубой:** окна с выбираемым пользователем подавлением боковых лепестков (здесь 80 дБ).

Параметры $T_{\text{Gate, start}}$ и $T_{\text{Gate, stop}}$ обозначают точки по уровню 6 дБ оконных функций. Определение неравномерности в полосе пропускания и **подавления боковых лепестков** может быть найдено на следующем рисунке. Подобно случаю оконных функций в частотной области, невозможно дать общую рекомендацию для конкретной оконной функции во временной области.

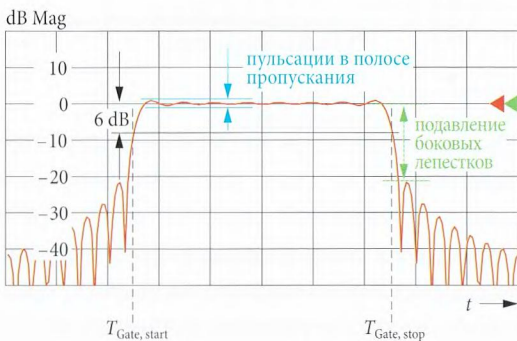


Рис. 5.4.5

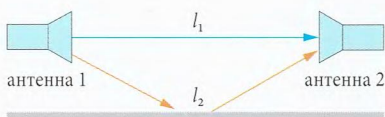
Самые крутые края.

Давайте вернемся к рис. 5.4.1 из начала раздела 5.4. Предположим, что мы хотели бы определить коэффициент отражения $\Gamma_{\text{ИУ}}$ так точно, как это только возможно, и что двух-портовая цепь S_p на входе является узкополосной. В таком случае диапазон свипирования выбирается в 1,5–2 больше полосы пропускания двух-портовой цепи. Это гарантирует, что частотный диапазон, в котором наблюдается коэффициент отражения $\Gamma_{\text{ИУ}}$, не будет неосторожно ограничен диапазоном свипирования. Таким образом, полезный частотный диапазон F коэффициента отражения определяется полосой пропускания двух-портовой цепи. Используя формулу (5.3.2), мы можем

рассчитать разрешение по дальности, которое мы можем достичь для анализа компонентов цепей, расположенных сзади двухпортовой цепи. Для полосы пропускания 100 МГц и скорости распространения примерно $3 \cdot 10^8$ м/сек мы получаем разрешение по дальности около 1,5 м. Наша попытка специально применить временные оконные функции не даст тогда результата для цепей с размерами только несколько сантиметров. Фильтры часто являются исключением, поскольку их время распространения определяется их групповым запаздыванием вместо их механических размеров. Если фильтр выполнен из резонаторов с высоким Q-фактором или он имеет высокое групповое запаздывание по другим причинам (например, пример измерения в разделе 6.2), то может оказаться очень разумным использовать временные окна. Временные окна можно также использовать преимущественно для измерений передачи. Оно служит следующим образом:

- ♦ как альтернатива использованию импульсного сигнала (раздел 9.1) для **многолучевого распространения**; подавления (см. рис. 5.4.6)
- ♦ для различения тройного сигнала передачи (пример измерения в разделе 6.2).

Рис. 5.4.6
Использование временных окон в случае многолучевого распространения.



5.5 Таблицы и диаграммы

5.5.1 Импульсные и ступенчатые отклики для важных коэффициентов отражения

Численное вычисление преобразования Фурье приводит к расширению импульсов и к сглаживанию неоднородностей. В дополнение, мы получаем ось дискретного времени с размером шага t или Δt . Кривые импульсного и ступенчатого отклика в таблице 5.5.2 (см. следующую страницу) должны быть интерпретированы с помощью таблицы 5.5.1, когда используется опция измерений во временной области. Таблица 5.5.1 обеспечивает качественное объяснение разницы между непрерывным и численным преобразованиями.

непрерывное преобразование Фурье	численное преобразование
$\Gamma_h(t)$ например, $\Gamma_h(t) = \delta(t)$	временная кривая $w(t)$ оконной функции имеет место для импульса Дирака $\delta(t)$
$\Gamma_\theta(t)$ например, $\Gamma_\theta(t) = \sigma(t)$	ступенчатая функция $\sigma(t)$ сглаживается оконной функцией. Ступенька уже начинается при $t < 0$
$\Gamma_\theta(t)$	импульсному отклику $\Gamma_\theta(t) = e^{-t/\tau}$ предшествует виртуальный отклик при $t < 0$.
$\Gamma_\theta(t)$	импульсному отклику $\Gamma_\theta(t) = -e^{-t/\tau}$ предшествует виртуальный отклик при $t < 0$.

Таблица 5.5.1 Влияние оконной функции на импульсный и ступенчатый отклики.

В нижеследующем разделе некоторые особенности преобразования Фурье собраны вместе для применения в рефлектометрии во временной области. Соответствующие комплексные коэффициенты отражения для $f > 0$ также показаны как кривые геометрического места точек на диаграмме Смита.

$$\Gamma(t) \circ \longrightarrow \Gamma(f)$$

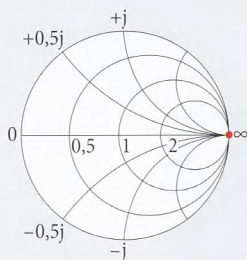
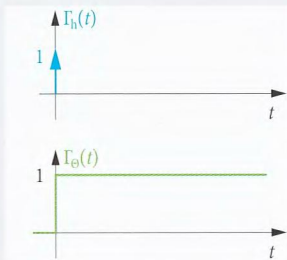
1. разомкнутая нагрузка (XX)

$$\Gamma_h(t) = \delta(t)$$

$$\Gamma_\Theta(t) = \sigma(t)$$



$$\Gamma(f) = 1$$



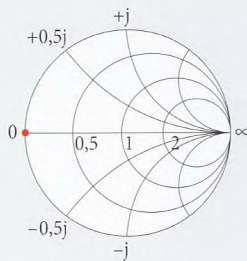
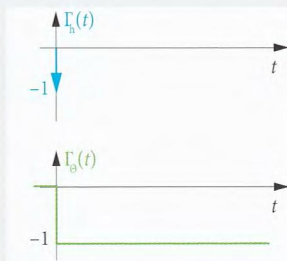
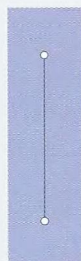
2. короткозамкнутая нагрузка (KЗ)

$$\Gamma_h(t) = -\delta(t)$$

$$\Gamma_\Theta(t) = -\sigma(t)$$



$$\Gamma(f) = -1$$



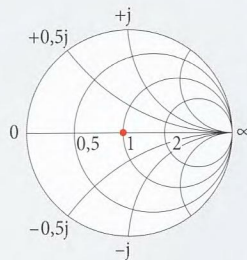
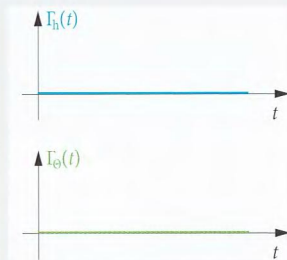
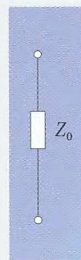
3. согласованная нагрузка

$$\Gamma_h(t) = 0$$

$$\Gamma_\Theta(t) = 0$$



$$\Gamma(f) = 0$$



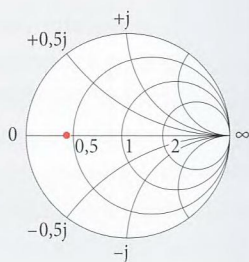
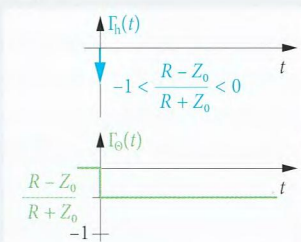
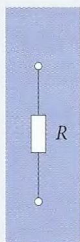
$$\Gamma(t) \circ \longrightarrow \Gamma(f)$$

4. резистор (R) где $0 < R < Z_0 < \infty$

$$\Gamma_h(t) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \delta(t) \quad \circ \longrightarrow$$

$$\Gamma(f) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} < 0$$

$$\Gamma_\Theta(t) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \sigma(t)$$

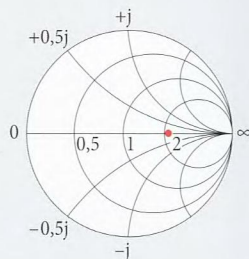
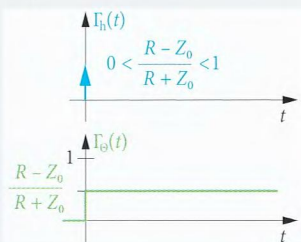
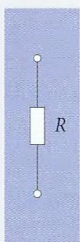


5. резистор (R) где $\infty > R > Z_0 > 0$

$$\Gamma_h(t) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \delta(t) \quad \circ \longrightarrow$$

$$\Gamma(f) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} > 0$$

$$\Gamma_\Theta(t) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \sigma(t)$$

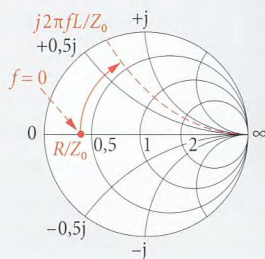
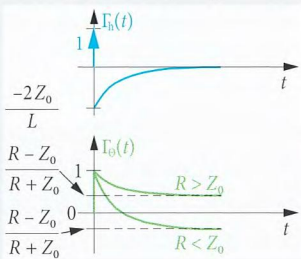
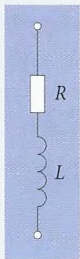


6. RL последовательное соединение

$$\Gamma_h(t) = -\frac{2Z_0}{L} e^{-t/\tau} \sigma(t) + \delta(t) \quad \circ \longrightarrow$$

$$\Gamma(f) = \frac{R + j2\pi fL - Z_0}{R + j2\pi fL + Z_0}$$

$$\Gamma_\Theta(t) = \left[\frac{R - Z_0}{R + Z_0} + \left(1 - \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \right) e^{-t/\tau} \right] \sigma(t) \quad \text{где } \tau = \frac{L}{R + Z_0}$$



$$\Gamma(t) \circ \longrightarrow \Gamma(f)$$

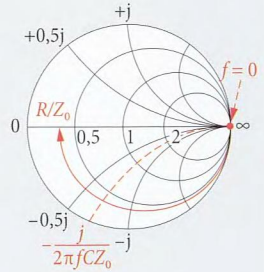
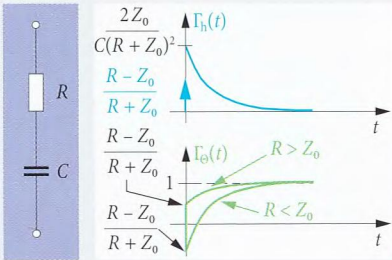
7. RC последовательное соединение

$$\Gamma_h(t) = \frac{2Z_0}{C(R+Z_0)^2} e^{-t/\tau} \sigma(t) \quad \circ \longrightarrow$$

$$+ \frac{R-Z_0}{R+Z_0} \delta(t)$$

$$\Gamma_\theta(t) = \left[1 - \left(1 - \frac{R-Z_0}{R+Z_0} \right) e^{-t/\tau} \right] \sigma(t) \quad \text{где } \tau = (R+Z_0)C$$

$$\Gamma(f) = \frac{j2\pi f C(R-Z_0) + 1}{j2\pi f C(R+Z_0) + 1}$$



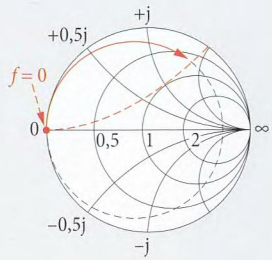
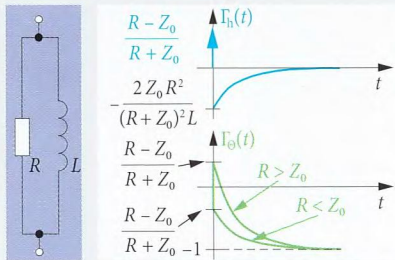
8. RL параллельное соединение

$$\Gamma_h(t) = -\frac{2Z_0 R^2}{(R+Z_0)^2 L} e^{-t/\tau} \sigma(t) \quad \circ \longrightarrow$$

$$+ \frac{R-Z_0}{R+Z_0} \delta(t)$$

$$\Gamma_\theta(t) = \left[\left(\frac{R-Z_0}{R+Z_0} + 1 \right) e^{-t/\tau} - 1 \right] \sigma(t) \quad \text{где } \tau = \frac{(R+Z_0)L}{Z_0 R}$$

$$\Gamma(f) = \frac{(R-Z_0)j2\pi fL - Z_0 R}{(R+Z_0)j2\pi fL + Z_0 R}$$



$$\Gamma(t) \circ \rightarrow \Gamma(f)$$

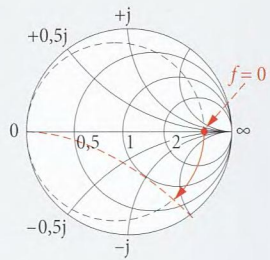
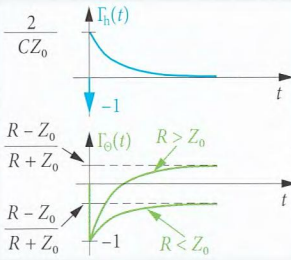
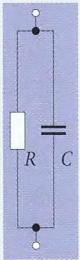
9. RC параллельное соединение

$$\Gamma_h(t) = \frac{2}{CZ_0} e^{-t/\tau} \sigma(t) - \delta(t)$$

o →

$$\Gamma(f) = \frac{R - Z_0 - j2\pi fCRZ_0}{R + Z_0 + j2\pi fCRZ_0}$$

$$\Gamma_\Theta(t) = \left[\frac{R - Z_0}{R + Z_0} - \left(\frac{R - Z_0}{R + Z_0} + 1 \right) e^{-t/\tau} \right] \sigma(t) \quad \text{где } \tau = \frac{RZ_0C}{R + Z_0}$$



10. линия передачи, замкнутая на R

где $R > Z_0$ и $Z_C = Z_0$, все импедансы действительные

$$\Gamma_h(t) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \delta(t - t_0)$$

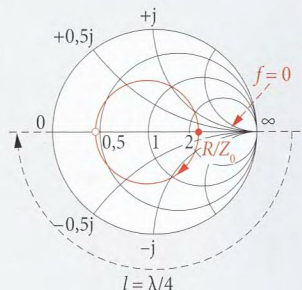
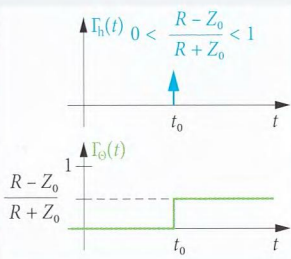
o →

$$\Gamma(f) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} e^{-j4\pi l/\lambda}$$

$$\Gamma_\Theta(t) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \sigma(t - t_0)$$

$$\text{где } \lambda = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}}$$

$$\text{где } t_0 = \frac{2l}{\lambda} = \frac{2l \cdot \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}}{c_0}$$



$$\Gamma(t) \circ \longrightarrow \Gamma(f)$$

11. рассогласованная линия передачи

где $Z_0 < R < Z_C$

и R, Z_C, Z_0 действительные

здесь коэффициенты отражения Γ_1 и Γ_2 отнесены к импедансу Z_0 или Z_C , расположенным до точки отражения в направлении распространения

$$\Gamma_1 = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0}; \Gamma_2 = \frac{R - Z_C}{R + Z_C}$$

$$\begin{aligned} \Gamma_h(t) = & \Gamma_1 \delta(t) + \\ & + (1 + \Gamma_1) \Gamma_2 (1 - \Gamma_1) \delta(t - t_0) + \\ & + (1 + \Gamma_1) \Gamma_2^2 (-\Gamma_1) (1 - \Gamma_1) \delta(t - 2t_0) + \dots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Gamma_\Theta(t) = & \Gamma_1 \sigma(t) + \\ & + (1 + \Gamma_1) \Gamma_2 (1 - \Gamma_1) \sigma(t - t_0) + \\ & + (1 + \Gamma_1) \Gamma_2^2 (-\Gamma_1) (1 - \Gamma_1) \sigma(t - 2t_0) + \dots \end{aligned}$$

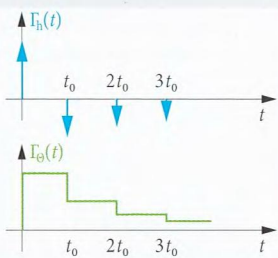
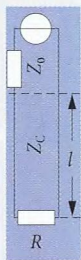
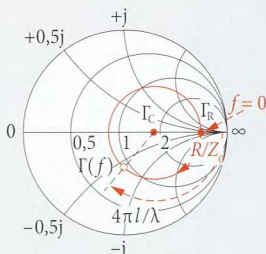


диаграмма Смита является однородной относительно Z_0 , вот почему мы используем Γ_R и Γ_C .

$$\Gamma_R = \frac{R - Z_0}{R + Z_0}; \Gamma_C = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0}$$



где λ , t_0 , см. пункт 10

12. рассогласованная линия передачи, согласованная для $t \rightarrow \infty$

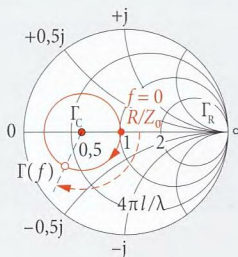
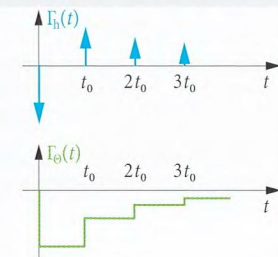
$Z_0 > Z_C$; $Z_0 = R$ и R, Z_C, Z_0

действительные

формулы, похожие на №11!

диаграмма Смита является однородной относительно Z_0 , вот почему мы используем Γ_R и Γ_C .

формулы, похожие на №11!



$$\Gamma(t) \circ \longrightarrow \Gamma(f)$$

13. рассогласованная линия передачи, но согласованная для $t \rightarrow \infty$

$$Z_0 < Z_C; Z_0 = R \text{ и } R, Z_C, Z_0$$

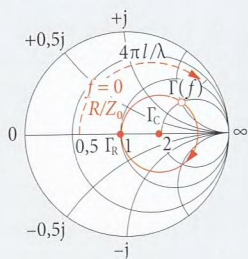
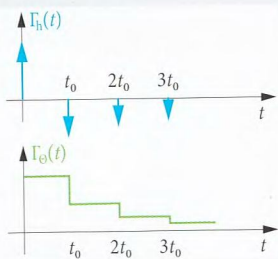
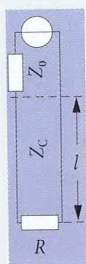
действительные

формулы, похожие на №11!



диаграмма Смита является однородной относительно Z_0 , вот почему мы используем Γ_R и Γ_C .

формулы, похожие на №11!



14. линия передачи с потерями

$$Z_0 < Z_C; Z_0 = R \text{ и } R, Z_0$$

действительные

деформация форм кривых $\Gamma_h(t)$ и $\Gamma_\theta(t)$ происходит от частотно-зависимых потерь. Это представляет типичный случай линейных искажений



диаграмма Смита является однородной относительно Z_0 , вот почему мы используем Γ_R и Γ_C .

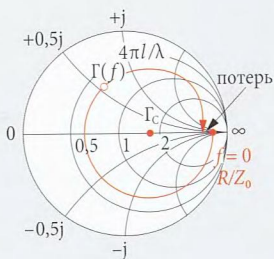
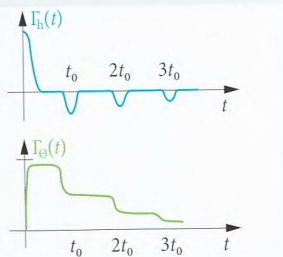
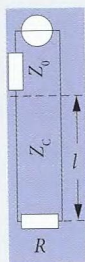
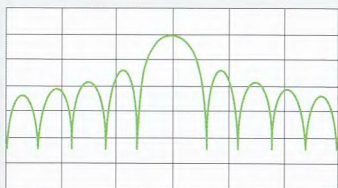


Таблица 5.5.2 Импульсные и ступенчатые отклики коэффициента отражения для важных типов цепей.

5.5.2 Сравнение важных оконных функций в частотной области

форма амплитуды (дБ) во временной области. Характеристики во временной области



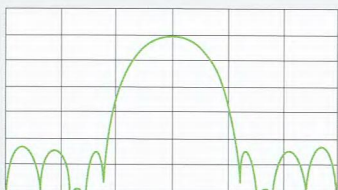
самый большой боковой лепесток: -13 дБ
относительная ширина основного импульса: $1,0$

хорошо подходит для различения импульсов примерно одинаковой амплитуды

имя окна

Форма в частотной области

прямоугольное окно, нет профиля



самый большой боковой лепесток: -43 дБ
относительная ширина основного импульса: $1,4$

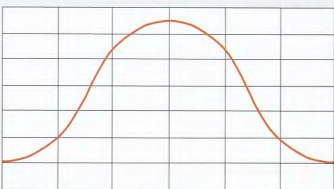
окно Хемминга, низкий первый боковой лепесток



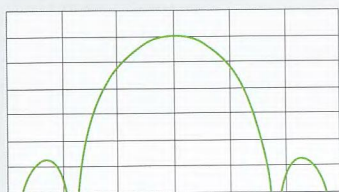
самый большой боковой лепесток: -32 дБ
относительная ширина основного импульса: $1,6$

хороший компромисс между прямоугольным окном и окном Бохмана

окно Ханна, нормальный профиль



форма амплитуды (дБ) во временной области. Характеристики во временной области



самый большой боковой лепесток: -46 дБ
относительная ширина
основного импульса: 1,9

*хорошее разграничение между широко
разнесенными импульсами очень разной
амплитуды*

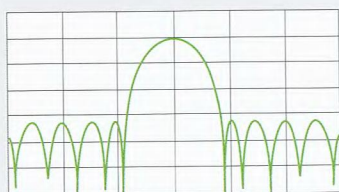
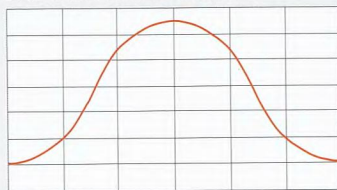
имя окна

Форма в частотной области

окно Бохмана, крутое спадание



окно Дольфа-Чебышева, произ-
вольные боковые лепестки



самый большой боковой лепесток: -32 дБ
относительная ширина
основного импульса: 1,2

*значения, указанные выше, являются
только примерами, поскольку подавление
боковых лепестков может быть указано
как параметр*

Таблица 5.5.3 Сравнение важных оконных функций в частотной области.

5.5.3 Сравнение важных оконных функций во временной области

Аналогично частотному окну $w(t)$, временное окно $v(t)$ может иметь различную форму. В случае оконных функций в частотной области мы стремимся к тому, чтобы основной импульс был настолько узким, как это возможно. В отличие от этого, ширина и центральное время временного окна должны быть свободно конфигурируемыми. Временные окна $v(t)$, показанные ниже, приведены только как примеры. Значения для подавления боковых лепестков являются только минимальными значениями. Результирующие спектры $V(f)$ являются комплексными и поэтому не включены в таблицу.

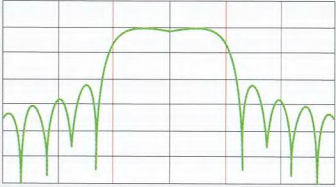
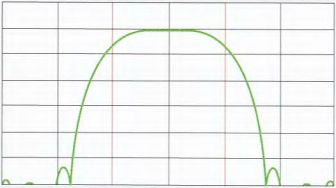
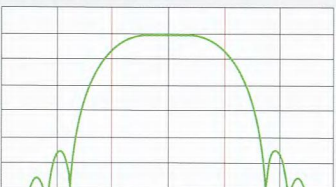
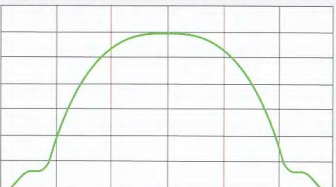
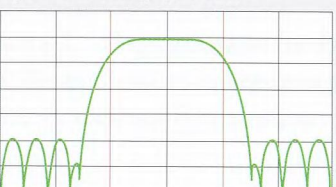
имя функции временного окна форма во временной области (шкала в дБ)	характеристики во временной области информация об использовании
окна с самыми крутыми краями 	самый большой боковой лепесток: -13 дБ пульсации в полосе пропускания: 0,547 дБ <i>подавление нерегулярности, которая расположена относительно близко к границам ворот и которая имеет более низкий уровень, чем сигнал, присутствующий в области ворот</i>
окна с крутыми краями 	самый большой боковой лепесток: -43 дБ пульсации в полосе пропускания: 0,019 дБ <i>хороший компромисс между крутизной края (выбор в ближней зоне) и подавлением боковых лепестков (выбор в дальней зоне)</i>
нормальные окна 	самый большой боковой лепесток: -32 дБ пульсации в полосе пропускания: 0,032 дБ <i>хороший компромисс между крутизной края (выбор в ближней зоне) и подавлением боковых лепестков (выбор в дальней зоне)</i>
окна с максимальной равномерностью 	самый большой боковой лепесток: -46 дБ пульсации в полосе пропускания: 0 дБ <i>максимальное подавление вне области ворот, при условии достаточного расстояния до границ ворот; arbitrary gate shape – произвольная форма ворот</i>
произвольная форма окон 	самый большой боковой лепесток: -120 дБ до -10 дБ пульсации в полосе пропускания: 0,071 дБ <i>индивидуальная конфигурация подавления боковых лепестков возможна.</i>

Таблица 5.5.4 Сравнение важных оконных функций во временной области.

5.5.4 Диаграмма для определения области неопределенности

Следующая диаграмма может быть использована, основываясь на размере частотного шага Δf , величины $T = 1/(\Delta f)$ области неопределенности $-T/2$ до $T/2$, например, $\Delta f = 100 \text{ МГц} \rightarrow T = 10 \text{ нсек}$. Альтернативно, для преобразования в полосно-пропускающем режиме временное разрешение $\Delta t = 1/F$ быть считано из частотного интервала F , который соответствует более или менее размаху, например, $F = 1000 \text{ МГц} \rightarrow \Delta t = 1 \text{ нсек}$.

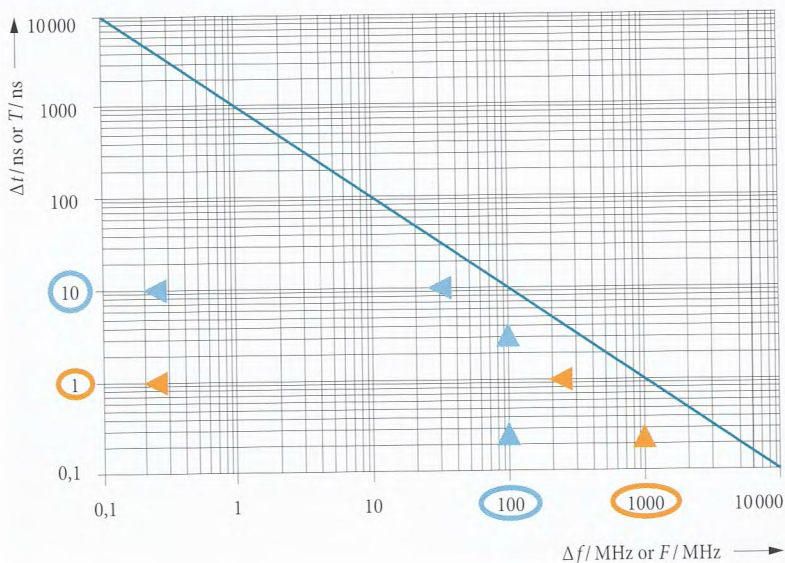


Рис. 5.5.1 Двойное логарифмическое представление функций $1/f$.

6 Примеры измерений во временной области

Теперь мы рассмотрим некоторые типовые измерения, которые выполняются с использованием преобразований во временную область, обсуждавшуюся в главе 5. Они могут быть выполнены с любым анализатором цепей, предназначенным для преобразования во временную область. Это качество обычно доступно как опция. Прибор должен иметь верхний частотный предел, по крайней мере, 4 ГГц, в противном случае разрешение по времени/расстоянию будет недостаточным для некоторых примеров.

6.1 Измерение расстояния до повреждения

Описание

Этот пример может быть воспроизведен, используя простое оборудование, которое должно быть доступно на любой испытательной станции. Цель измерений – локализовать нерегулярность (короткое замыкание) в линии передачи. Основываясь на этом, измерения затем выполняются на „здоровом“ участке линии передачи, используя оконные функции во временной области (Time Gate).

Испытательная установка:

- ◆ Анализатор цепей $f_{\max} \geq 4$ ГГц
- ◆ Кабель 1 с SMA разъемами, $l_1 = 48,5$ см¹⁾
- ◆ Кабель 2 с SMA разъемами, $l_2 = 102$ см¹⁾
- ◆ Калибрационный набор, система PC3.5
- ◆ SMA Т-переход (см. рис. 6.1.3)
- ◆ Проходной переход (если испытательные порты анализатора типа PC3.5)
- ◆ Адаптер из N в SMA (если испытательные порты анализатора типа N)

Часть 1 Определение свойств кабеля

Чтобы выполнить измерения кабеля с опорой на ось механического расстояния, необходимо знать скорость распространения электро-

1) Также возможна немного другая длина. Обе линии передачи должны быть коаксиальными кабелями и выполнены из одного и того же материала (например, RG400).

магнитных волн в кабеле. Мы определяем эту скорость в опорном измерении, выполняемом на кабеле такого же типа.

1. Выполните следующие установки на анализаторе цепей:
 - Конечная частота $f_{\text{stop}} = 8$ ГГц (4 ГГц при необходимости)
 - Начальная частота $f_{\text{start}} = 20$ МГц (10 МГц если $f_{\text{stop}} = 4$ ГГц)
 - Число точек: $N = 400$ точек
 - Выходная мощность испытательного порта: 10 дБм
 - Полоса пропускания измерений: 1 кГц
 - Измеряемая величина: s_{11}
 - Формат: Real (действительный)
2. Присоедините проходной переход или адаптер (от N к SMA) к испытательному порту 1. Он должен оставаться на анализаторе цепей в течение всей последующей работы.
3. Выберите преобразование во временную область, тип импульса – низкочастотное пропускание (Low Pass Impulse) (см. рис. 6.1.1).



Для преобразования во временную область в режиме низкочастотного пропускания требуется гармоническая сетка. Если вы не использовали предустановки, как описано в пункте 1 выше, возможно, что действующая сетка будет негармонической. В этом случае вы должны модифицировать сетку, как описано в разделе 5.3.1, чтобы удовлетворить требованиям гармонической сетки. Анализатор, используемый здесь, будет информировать вас о конфликте и, когда используется кнопка установки низкочастотного пропускания, предлагать вам некоторые возможности для адаптации сетки. Однако, предварительная калибровка, которая выполнена прежде модификации сетки, может стать неверной. По этой причине мы рекомендуем, чтобы вы выполнили калибровку после того, как режим низкочастотного пропускания был сконфигурирован (как здесь).

4. Все последующие измерения являются одно-портовыми, поэтому достаточно выполнить OSM калибровку в испытательном порту 1.
5. Выберите кабель 1 и измерьте его механическую длину $l_{\text{мех}}$. Вы должны ориентировать себя по направлению к опорным плоскостям двух разъемов (см. рис. 3.2.4). Здесь $l_{\text{мех}} = l_1 = 1,02$ м.

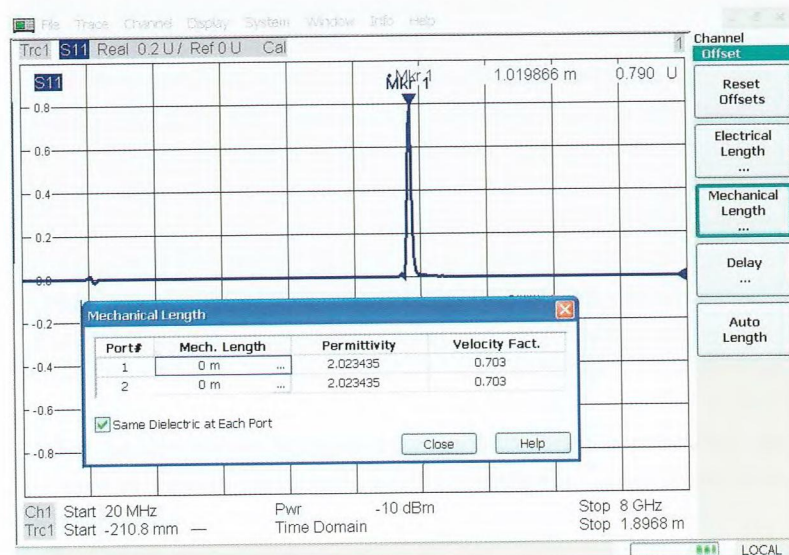
6. Присоедините кабель к испытательному порту 1. Оставьте другой конец кабеля разомкнутым (там не устанавливается стандарт холостого хода).
7. Сконфигурируйте ось времени следующим образом:
 - Время старта: $t_{\text{start}} = -2$ нсек
 - Время остановки: $t_{\text{stop}} = 18$ нсек
8. Результат измерений, который вы получили, должен быть подобен показанному на рис. 6.1.1. Используйте маркер (например, автоматического поиска максимума) для измерения задержки t_p вплоть до первого основного импульса (здесь $t_p = 9,679$ нсек). Рассчитайте коэффициент скорости v_p/c_0 для текущего типа кабеля.

$$\frac{v_p}{c_0} = \frac{2l_{\text{mex}}}{t_p c_0} = \frac{2 \cdot 1,02 \text{ м}}{9,679 \cdot 10^{-9} \text{ сек} \cdot 2,99792458 \cdot 10^8} = 0,703 \quad (6.1-1)$$



Если мы хотим показать отклик относительно механической длины, мы должны либо ввести **коэффициент замедления волны (Velocity Factor)** v_p/c_0 , либо эффективную относительную проницаемость $\epsilon_{r,\text{eff}} = (c_0/v_p)^2$ на анализаторе цепей. В процессе измерения отражения сигнал сначала проходит расстояние d от испытательного порта до нерегулярности. Далее он возвращается по тому же пути. Измеренная задержка τ_p поэтому дается формулой $\tau_p = 2d/v_p$. Когда индицируется величина отражения относительно оси расстояния, большинство анализаторов принимают во внимание соотношение $d = t \cdot v_p/2$, поскольку они вычисляют $d = t \cdot v_p$ для величин коэффициентов передачи.

9. Введите рассчитанный коэффициент скорости в анализаторе цепей (см. рис. 6.1.2) и переключитесь на дисплей расстояния.
10. Индицируемое значение маркера (рис. 6.1.2) должно соответствовать механической длине $l_{\text{мех}}$, измеренной на шаге 5 части 1.



312

Часть 2 Локализация и маскирование нерегулярностей

Короткозамыкающий Т-переход (см. рис. 6.1.3) используется как наша нерегулярность. Он расположен между двумя линиями передачи с механическими длинами l_1 и l_2 .



Рис. 6.1.3

Испытательная установка: линия передачи с короткозамыкающим Т-переходом.

1. В части 1, шаг 1, мы обеспечивали хорошо подходящую конфигурацию для анализатора цепей. Проверьте, приемлема ли такая конфигурация для испытательной установки, показанной на рис. 6.1.3.



Разрешение по времени Δt для преобразования во временной области в режиме низкочастотного пропускания дается формулой $\Delta t \approx 1/(2f_{\text{stop}})$. Основываясь на этом соотношении и на скорости распространения v_p , мы можем рассчитать разрешение по расстоянию отражательного измерения как $\Delta d = v_p \Delta t / 2 \approx v_p / (4f_{\text{stop}})$.



Дискретное преобразование Фурье, использованное в анализаторе цепей, обеспечивает недвусмысленные результаты только в интервале от $-T/2$ до $T/2$, где $T = 1/\Delta f$. Спектр повторяет себя периодически вне этого интервала. Базируясь на скорости распространения v_p , мы получаем область неопределенности через расстояние как $\pm T \cdot v_p / 4$ для отражательных измерений.

- Проконтролируйте конечную частоту
 $\Delta t = 1/(2 \cdot 8 \text{ ГГц}) = 62,5 \text{ псек}$; т.е. $\Delta d = v_p \Delta t / 2 = 0,66 \text{ см}$
 $\Delta t = 1/(2 \cdot 4 \text{ ГГц}) = 125 \text{ псек}$; т.е. $\Delta d = v_p \Delta t / 2 = 1,31 \text{ см}$
 Разрешение по расстоянию здесь 0,66 см при $f_{\text{stop}} = 8 \text{ ГГц}$ или 1,31 см при $f_{\text{stop}} = 4 \text{ ГГц}$.
 - Проконтролируйте размер частотного шага
 Диапазон частот: 0 Гц до 8 ГГц
 400 точек измерения от 20 МГц до 8 ГГц $\rightarrow N = 401$
 $T = 1/\Delta f = (N - 1) / f_{\text{stop}} = 400/8 \text{ ГГц} = 50 \text{ нсек}$
 Область определенности: -25 нсек до 25 нсек или $\pm 5,274 \text{ м}$ при $f_{\text{stop}} = 8 \text{ ГГц}$ или от -50 нсек до 50 нсек или $\pm 10,548 \text{ м}$ при $f_{\text{stop}} = 4 \text{ ГГц}$. Таким образом, область определенности больше, чем общая длина $l_1 + l_2$ кабелей.
 - Проверка конечной длины 1,8968 м
 Финальная длина больше, чем общая длина $l_1 + l_2$.
2. Соберите ИУ, как показано на рис. 6.1.3, и присоедините его к испытательному порту 1 анализатора цепей.
 3. Определите расстояние до нерегулярности (первый главный импульс) и до конца линии передачи (второй главный импульс); см. рис. 6.1.4.
 4. Рассмотрите, можете ли вы оптимизировать преобразование во временной области в настоящем случае (рис. 6.1.4), используя различные оконные функции в частотной области.

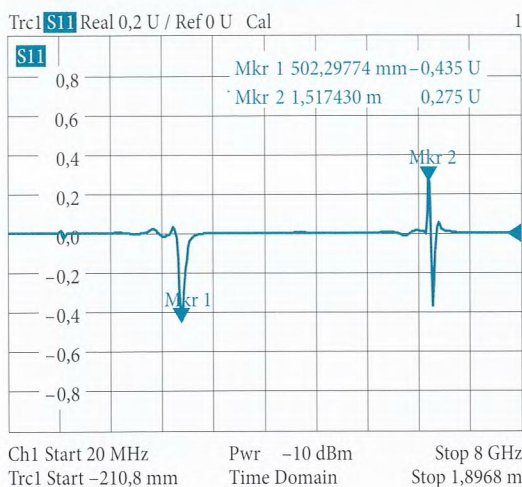


Рис. 6.1.4
 Поиск нерегулярности
 и разомкнутого конца
 линии передачи.



Выбор окна Ханна (иногда называют окном Хеннинга) обычно представляет собой хороший компромисс между шириной импульса окна и подавлением боковых лепестков. Однако, другие окна могут быть лучше в следующих случаях:

Случай а: Два импульса с очень близкими значениями расположены близко по расстоянию и не могут быть различены из-за ширины импульса окна Ханна. Здесь прямоугольное окно соответствует лучшему выбору.

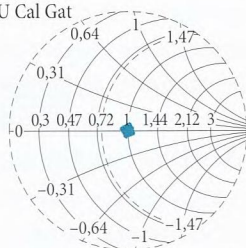
Случай б: Второй импульс присутствует на большом расстоянии от первого импульса, но второй импульс имеет значительно меньший уровень. Этот слабый импульс может быть замаскирован боковыми лепестками окна Ханна, которое имеет минимальное подавление 32 дБ. В этом случае наилучшим вариантом является переключение к окну Дольфа-Чебышева с переменным подавлением боковых лепестков, скажем, на 80 дБ.

В настоящем случае никакого улучшения добиться невозможно, используя различные окна, поскольку ни „случай а“, ни „случай б“ неприменимы.

5. Определите временный интервал, который окружают „здоровый“ участок линии передачи, включая ее разомкнутый конец (здесь: от 12 нсек до 14,8 нсек). Выберите нормальную функцию в качестве оконных функций во временной области. Для определения преобразования во временную область выберите прямоугольное окно в частотной области.
6. Установите согласованную нагрузку к концу линии передачи. Измените установки отклика от индикации расстояния к индикации во временной области.
7. Включите Time Gate и дисплей коэффициента отражения как функцию частоты на диаграмме Смита. Может оказаться необходимым использовать относительное значение 0,72, чтобы менять масштаб в центре диаграммы. Сравните результат с откликом, измеренным прямо в частотной области. Ваши результаты измерений могут выглядеть подобно показанным на рис. 6.1.5.

Trc1 **S11** Smith Ref 0,72 U Cal Gat

S11



1

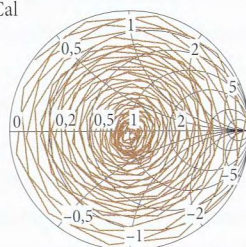
Ch1 Start 20 MHz

Pwr -10 dBm

Stop 8 GHz

Trc2 **S11** Smith Ref 1 U Cal

S11



2

Ch1 Start 20 MHz

Pwr -10 dBm

Stop 8 GHz

Рис. 6.1.5

Комплексный коэффициент отражения для рис. 6.1.3 с и без оконными функциями во временной области.

6.2 Измерения ПАВ фильтра во временной области

Первый раз мы использовали ПАВ фильтр в разделе 4.14. Теперь мы близко рассмотрим этот тип фильтра и его принцип работы, потому что преобразование во временную область является идеальным инструментом для оптимизации этих фильтров.

Фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) состоят из двух встречно-штыревых преобразователей (ВШП), оба из которых помещены на пьезоэлектрическую подложку. Такие фильтры предлагаются с диапазоном центральных частот от $f_0 = 10$ МГц до 2,5 ГГц. Обычными являются полосы пропускания от 200 кГц до $0,6 f_0$ с вносимыми потерями от 2,5 дБ до 30 дБ. Регулировки фильтра не требуется из-за их хорошей воспроизводимости во время изготовления. Они могут быть произведены в больших количествах при низкой единичной стоимости. Как указывается в нижеследующем описании функционирования, входы и выходы гальванически.

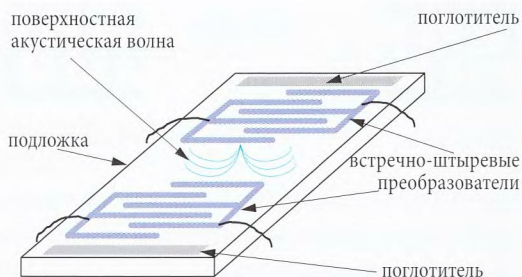


Рис. 6.2.1

Базовый принцип фильтра на поверхностных акустических волнах.

В первом встречно-штыревом преобразователе электрический сигнал возбуждает поверхностную акустическую волну. Эта мода акустической волны распространяется по поверхности между подложкой и окружающей средой. Она известна также как волна Рэлея и из области геофизики (Rayleigh – wave). Во втором встречно-штыревом преобразователе падающая поверхностная акустическая волна вырабатывает пьезоэлектрический выходной сигнал. Он может быть отведен, например, как симметричный сигнал. Скорость распространения поверхностной акустической волны равна приблизительно 3000 м/сек, что медленнее, чем скорость электромагнитной волны примерно в 10^{-5} раз. Это означает, что эти фильтры имеют относительно высокое групповое время задержки по сравнению с другими ВЧ компонентами!



Фильтры на поверхностных акустических волнах с центральными частотами $f_0 < 500$ МГц имеют относительно высокое групповое время задержки от $\tau_{гр} \approx 0,5$ мксек до 4 мксек. Следовательно, важно иметь большую область определенности (в 6–8 раз больше, чем $\tau_{гр}$). Это достигается большим числом точек и частотным размахом, которые выравнивают полосу пропускания фильтра, требуя преобразование режима полосного пропускания. В режиме полосного пропускания доступной является только информация о модуле импульсной характеристики. Из-за требуемого динамического диапазона она должна индексироваться по шкале дБ.

Желаемая частотная характеристика фильтра достигается изменением ширины перекрытия штырей преобразователя (см. рис. 6.2.2).

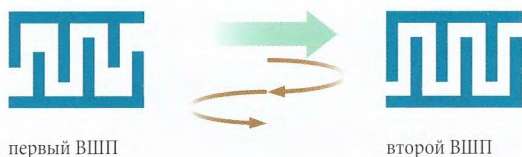


Рис. 6.2.2

Тройной сигнал передачи
и геометрия ВШП.

В простейшем случае меняется только ширина перекрытия одного ВШП. Перекрытия расположены так, что их форма соответствует желаемой импульсной характеристике $s_{21h}(t)$ фильтра. Как обсуждалось в разделе 5.1.4, импульсная характеристика может быть рассчитана из заданной частотной характеристики $s_{21h}(f)$. В реальности, однако, это значительно упрощенное описание конструкции является проблематичным из-за различных неидеальных условий. Большинство этих условий может быть оценено во временной области:

- Первый ВШП возбуждает поверхностную акустическую волну, которая проходит ко второму ВШП и вырабатывает пьезоэлектрическое выходное напряжение. Это напряжение возбуждает другую поверхностную акустическую волну, которая проходит обратно к первому ВШП. Там имеет место такой же регенеративный эффект, так что возвращается обратно опять ко второму ВШП (см. рис. 6.2.2). После трехкратного прохождения между ВШП, волна окончательно выводится на выход фильтра. Поэтому импульсная характеристика $s_{21h}(t)$ показывает фантомный сигнал с тройным групповым временем задержки $3\tau_{гp}$. Он называется **тройным сигналом передачи**.
- Кроме распространения акустической волны, неизбежной является **прямая электромагнитная связь** из-за близкого расположения разных ВШП. Эта прямая электромагнитная связь обычно ослабляется на 40 дБ – 60 дБ по сравнению с полосой пропускания. Из-за существенно более высокой скорости электромагнитного распространения она имеет место в импульсном отклике в момент времени $t \approx 0$ сек.
- До некоторой степени, поверхностная акустическая волна, возбужденная первым ВШП, преобразуется по моде в **моду объемного распространения**. Этот режим распространения может быть связан с обратной процедурой во втором ВШП и может возбудить выходной сигнал фильтра. В большинстве случаев, могут распространяться множественные объемные моды. Задержка распространения объемной моды превышает задержку полезного сигнала от одного до трех раз.



Основываясь на импульсной характеристике $s_{21h}(t)$, мы можем различить следующее:

- ❶ Групповое время задержки $\tau_{гр}$ фильтра
 - ❷ Тройной сигнал передачи при $t = 3\tau_{гр}$
 - ❸ Прямая электромагнитная связь при $t \approx 0$ сек
 - ❹ Связь из-за распространения объемных мод при $t \approx \tau_{гр}$ до $3\tau_{гр}$
- Это происходит от факта, что они проходят на выход фильтра в разное время (см. также рис. 6.2.3).

Испытательная установка

- ♦ Анализатор цепей
- ♦ Два кабеля с разъемами SMA для связи с ИУ
- ♦ Калибрационный набор системы PC3.5
- ♦ ИУ (фильтр поверхностных акустических волн); $f_0 = 160$ МГц, $B = 30$ МГц с несимметричным входом/выходом 50Ω .

Процедура

1. Присоедините испытательные кабели к анализатору.
2. Конфигурируйте анализатор цепей следующим образом:
 - Центральная частота: f_0 , здесь: 160 МГц
 - Размах: $\frac{5}{3} B$, здесь: 50 МГц
 - Число точек: $N = 801$ (больше, если требуется!)
 - Выходная мощность испытательного порта: 10 дБм
 - Полоса измерения: 100 Гц
 - Измеряемая величина: s_{21}
 - Формат: dB Mag (дБ модуля)
3. Присоедините ИУ и сначала проконтролируйте, правильно ли сцентрирована полоса пропускания вокруг f_0 .
4. Включите преобразование во временную область, используя следующие установки:
 - Режим полосного пропускания и окно Хэмминга
 - Начальное время: $t_{start} = -1$ мсек; конечное время: $t_{stop} \approx 4\tau_{гр}$, здесь 4 мсек
5. Выполните двух-портовую калибровку (см. раздел 4.1) и затем снова подключите ИУ.
6. Проконтролируйте разрешение по времени и область определенности, основываясь на установках анализатора:

- Разрешение по времени: $\Delta t \approx 1/50 \text{ МГц} = 20 \text{ нсек}$
Это значение равно t_{stop} , разделенному на коэффициент 200, и оно приводит к хорошим свойствам индикации.
- Область определенности $T = 1/\Delta t = 801/50 \text{ МГц} \approx 16 \text{ мксек}$.
Область неопределенности от -8 мксек до 8 мксек достаточна, поскольку $8 \text{ мксек} \approx 6,5 \tau_{\text{тр}}$.

7. Используйте дельта маркеры для идентификации вторичных максимумов коэффициента передачи. Результат, который вы получите, должен выглядеть как-то похоже на рис. 6.2.3. Голубые цифры обозначены в соответствии с голубой нумерацией выше.

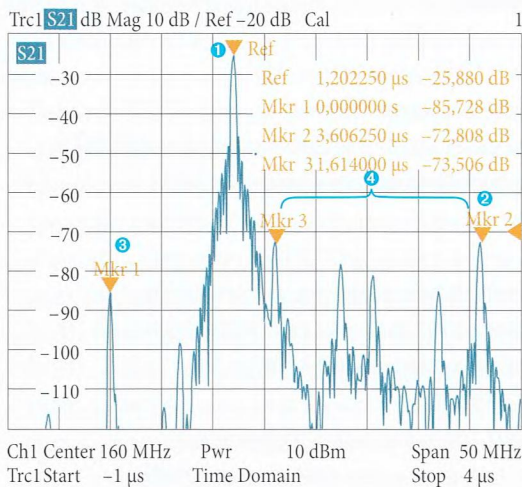


Рис. 6.2.3

Дисплей во временной области для фильтра на поверхностных акустических волнах.

8. Мы хотели бы получить впечатление о том, как фильтр вел бы себя без неидеальных свойств, указанных выше (номера от 2 до 4). Во-первых, сконфигурируйте временные окна в представлении во временной области. Эти временные окна легко сконфигурировать в представлении во временной области, где его настройки можно проконтролировать визуально. Вам будет необходимо отрегулировать окно так, чтобы основной импульс и его боковые лепестки находились внутри окон. Здесь мы сделали следующие установки:

- Левый край временного окна: $T_{\text{Gate, start}} = 700$ нсек
- Правый край временного окна: $T_{\text{Gate, stop}} = 1,57$ мксек
- Форма ворот: Ханн.

Как только вы выполнили процесс регулировки, включите индикацию в частотной области (см. рис. 6.2.5, верхняя часть).

9. Чтобы оценить влияние неидеальностей в частотной области, полезным является сравнительное измерение без использования временных окон и без преобразования во временную область. Поэтому, создайте дополнительную область диаграммы и измерьте передачу s_{21} прямо (см. рис. 6.2.5, нижняя часть). Сравнивая Trc1 и Trc2, мы найдем, что Trc2 имеет дополнительные пульсации на нем (выберите размах 5 МГц или просмотрите масштабированный отклик, который добавлен средствами оборудования).



Рис. 6.2.4 Регулировка временных ворот.

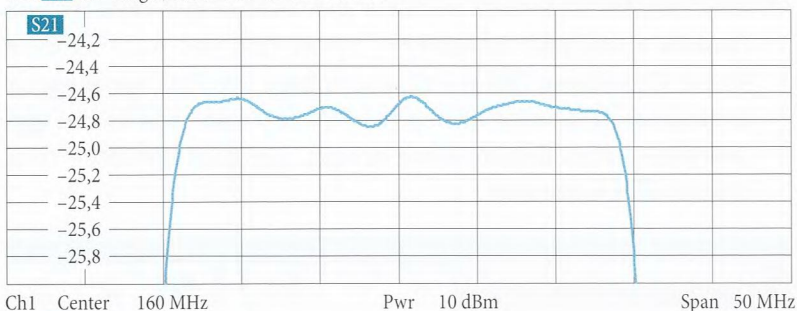
10. Имеет ли какой-то смысл на рис. 6.2.5 включить формат фазовой индикации для дальнейшего анализа отклика Trc1?



Преобразование, использующее полосно-пропускающий режим, не обеспечивает никакой фазовой информации, которая может быть оценена во временной области. Тем не менее, это преобразование является однозначно обратимым. Другими словами, полезная фазовая информация опять доступна, следуя обратному преобразованию в частотную область.

Trc1 **S21** dB Mag 0,2 dB / Ref -24 dB Cal Gat

1



Trc2 **S21** dB Mag 0,2 dB / Ref -24 dB Cal

2

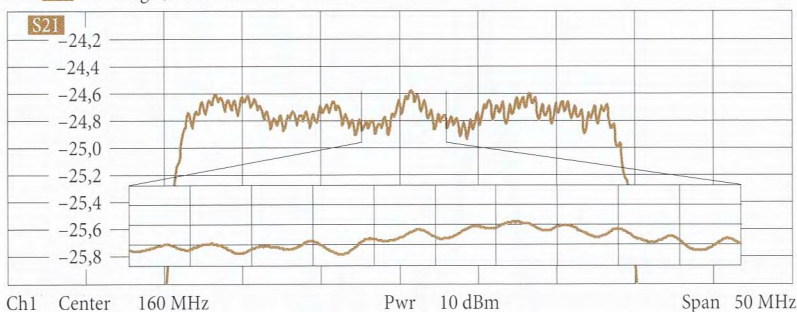


Рис. 6.2.5 Сравнение частотного отклика с и без неидеальных свойств.

6.3 ВЧ отображение для неразрушающей оценки

В этом примере выполняется оценивание без разрушения, используя небольшую радиолокационную систему. Наблюдаемая цель является сильно однородным параллелепипедом примерно 25 см × 25 см × 8 см. Радиолокационный сигнал генерируется анализатором цепей, как сигнал частотного свипирования, и передается, используя широкополосную антенну. Эта антенна также принимает отклик от объемного блока. Этот сигнал преобразуется в

импульсный отклик. Однако, однозначная трехмерная локализация невозможна при использовании одиночного положения антенны. Поэтому антенна монтируется на х-у столе, где она может перемещаться в двух направлениях. Она может быть расположена или выше, или ниже объемного блока. В процессе измерений отслеживаются множественные дискретные х-у положения относительно x_a, y_a . Они могут быть организованы, например, в регулярной сетке. В каждом из этих положений регистрируется импульсный отклик $\Gamma_h(x_a, y_a, t)$. Сигнал от антенны распространяется в пространстве трехмерно. Часть сигнала уже отражается антенной, а другая часть отражается от поверхности объемного блока. Для последующего в нашем анализе эти интерферирующие компоненты $\Gamma_m(t)$ будут предполагаться известными. Чтобы получить набор скорректированных импульсных характеристик, мы должны вычесть значение $\Gamma_m(t)$ из результатов измерений

$$h(x_a, y_a, t) = \Gamma_h(x_a, y_a, t) - \Gamma_m(t) \quad (6.3-1)$$

Рис. 6.3.1 показывает набор скорректированных импульсных характеристик $h(x_a, y_a, t)$. Антенна передвигалась поперек площади 4 см × 4 см с сеткой в 1 см. Поэтому фиксировалось $5 \times 5 = 25$ положений антенны. Объемный блок был обнаружен имеющим $\epsilon_r = 9$ и проводимость $\rho = 0,4$ Сим/м. Как скрытый дефект материала, была выбрана металлическая сфера с радиусом 6,34 мм. Сфера была помещена на вертикальном расстоянии в 2,5 см над центром нижней плоскости блока. Частотное свипирование содержало 100 точек в диапазоне от 50 МГц до 5,05 ГГц (гармоническая сетка).

Импульсы, оставшиеся в отклике, вызваны рассеянием в объемном блоке. Например, они возникают, когда электрически проводящий материал или материал с проницаемостью, которая существенно отличается от окружающей среды, включается в объем. Если мы предположим в некоторых пределах постоянной скорость распространения волны v_p , мы сможем определить расстояние r , при котором точка отражения расположена на основе временного смещения t_p . Поскольку путь проходит электромагнитной волной дважды (один раз туда и один обратно), мы имеем следующее соотношение:

$$r = \frac{t_p}{2v_p} \quad (6.3-2)$$

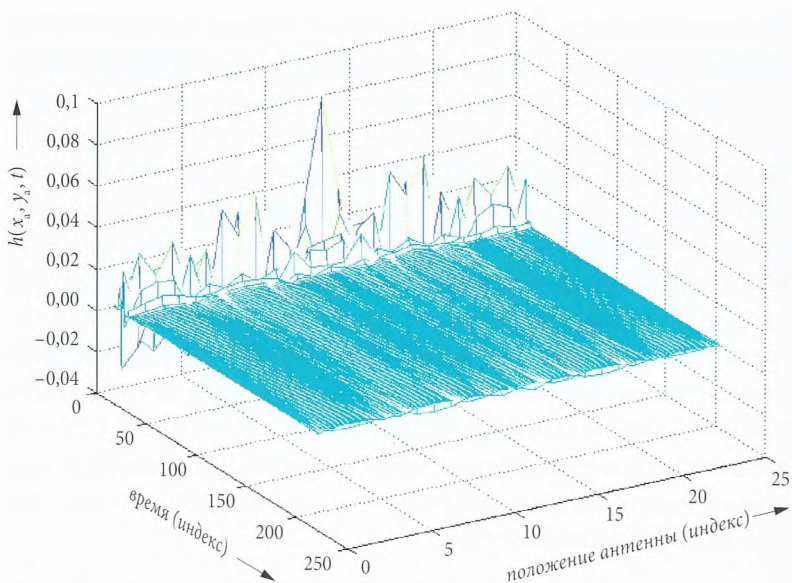


Рис. 6.3.1 Набор импульсных характеристик $h(x_a, y_a, t)$.

Величина r соответствует радиусу полусферы вокруг антенны. Основываясь на сигнале от одиночной антенны, невозможно определить, в какой точке поверхности полусферы возникает отражение (и поэтому где имеется расположение дефекта материала). Однако, перекрывая, по крайней мере, три полусферы, мы можем определить точное расположение по x, y, z .

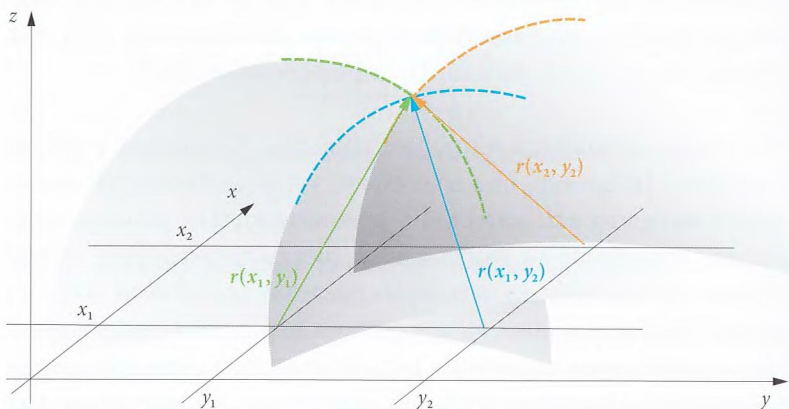


Рис. 6.3.2 Пересечение трех полусфер.

Для систематической оценки параллелепипеда мы должны разделить его элементы объема кубичной формы. Для каждого поло-

жения антенны x_a, y_a расстояние $r(x_a, y_a)$ до элемента объема x, y, z можно рассчитать, используя теорему Пифагора следующим образом:

$$r(x_a, y_a) = \sqrt{(x - x_a)^2 + (y - y_a)^2 + z^2} \quad (6.3-3)$$

Основываясь на расстоянии $r(x, y)$, время t определяется, используя формулу (6.3-2). Из этого можно найти соответствующее значение $h(x_a, y_a, t_p)$ из импульсного отклика. Как среднее значение, по крайней мере, трех значений $h(x_a, y_a, t_p)$, которые были определены для различных положений x, y антенны, мы находим измеренное значение, связанное с элементом объема. Оценка может быть запрограммирована, например, используя язык сценариев Matlab®, разработанный компанией The MathWorks. Рис. 6.3.3 и рис. 6.3.4 показывают переложения в цветном выражении, которые были сгенерированы этим образом. Измеренные значения, использованные для этих картинок, это те же самые, как и на рис. 6.3.1.

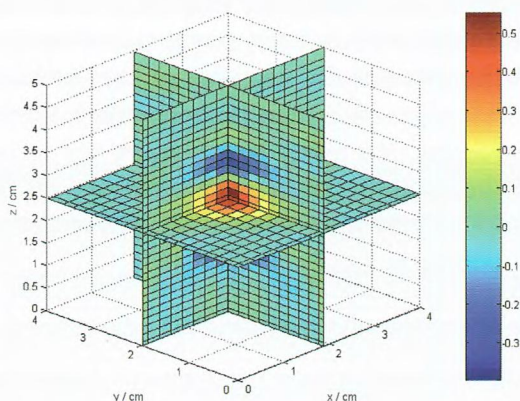


Рис. 6.3.3
Секционная картина
параллелепипеда – Вид 1.

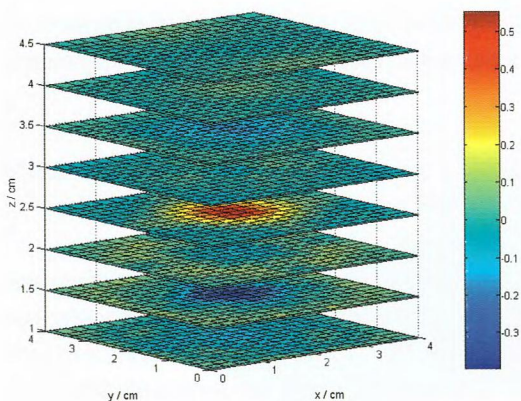


Рис. 6.3.4

Индикация по слоям
параллелепипеда – Вид 2.

6.4 Измерение комплексных эффективных системных данных

В разделе 3.5 мы использовали модули эффективных системных данных только для целей верификации. Техника, описанная в [RJ03], может быть применена для определения комплексных эффективных системных данных для одно-портовых измерений. Эти данные использованы как коррекционные значения для предварительно откалиброванного анализатора цепей, чтобы далее увеличить его точность. Мы будем использовать эту технику здесь, как пример измерений. Испытательная установка для определения эффективных системных данных для калиброванного анализатора цепей показано на следующем рисунке.

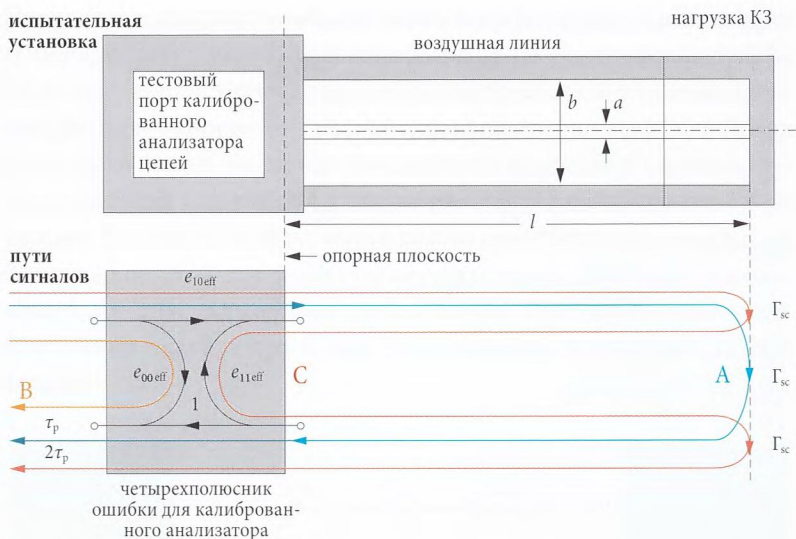


Рис. 6.4.1 Испытательная установка для верификации во временной области.

Импульсный отклик $\Gamma_h(t)$ рассчитывается из измеренных значений $\Gamma(f)$, используя преобразование во временную область в режиме низкочастотного пропускания. Он показан на рис. 6.4.2 и имеет три главных лепестка А, В, С. Эти три главных лепестка могут быть приписаны к сигнальным путям, показанным на рис. 6.4.1.

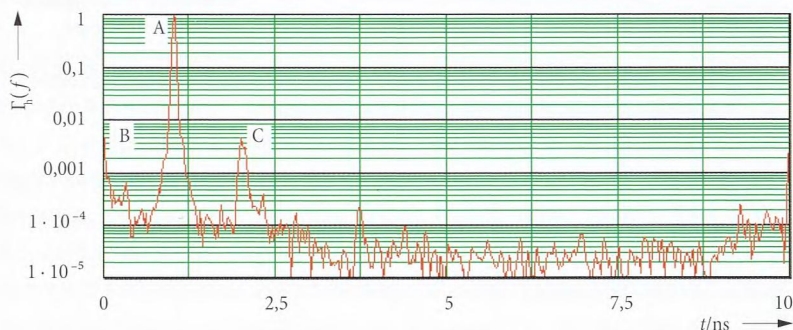


Рис. 6.4.2 Результат измерений для верификации во временной области.

Используя временные окна, импульсы А, В, С могут быть разделены один от другого. Базируясь на них, мы можем определить комплексные функции $A(f)$, $B(f)$, $C(f)$ через обратное преобразование. Используя следующие формулы, мы можем рассчитать следующие комплексные эффективные системные данные: эффективная

направленность $e_{00\text{eff}}$, эффективное слежение за отражением $e_{10\text{eff}}$ и эффективное согласование источника $e_{11\text{eff}}$.

$$e_{00\text{eff}}(f) = B(f) \quad (6.4-1)$$

$$e_{10\text{eff}}(f) = \frac{1 - \frac{B(f)}{\Gamma_{\text{sc}}(f)}}{1 + \frac{C(f)}{A^2(f)}(\Gamma_{\text{sc}}(f) - B(f))} \quad (6.4-2)$$

$$e_{11\text{eff}}(f) = \frac{C(f)}{A^2(f)} e_{10\text{eff}} \quad (6.4-3)$$

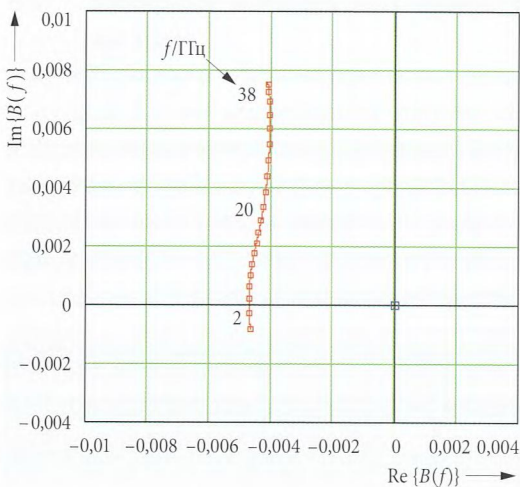


Рис. 6.4.3

Пример кривой геометрического места точек для эффективной поправки на направленность, измеренной с использованием очень узких временных окон.

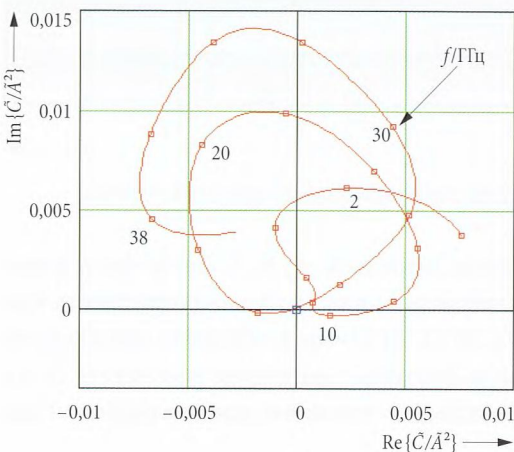


Рис. 6.4.4

Пример кривой геометрического места точек для эффективной поправки на согласование источника, измеренного с использованием очень узких временных окон.

Процедуры, необходимые для этой демонстрации, были запрограммированы с использованием Mathcad от компании Mathsoft™. Эффективные системные данные, рассчитанные с использованием этой техники, зависят от точности характеристического импеданса воздушной линии. Возможно изготовить и обеспечить соответствующие размеры (см. рис. 6.4.1, диаметры a и b) с очень высокой точностью. Поскольку эффективные системные данные $e_{00\text{eff}}$, $e_{10\text{eff}}$, $e_{11\text{eff}}$ были определены как комплексные величины, возможно использовать их для дальнейшей оптимизации предварительно калиброванного анализатора цепей. Используются следующие модели ошибок.

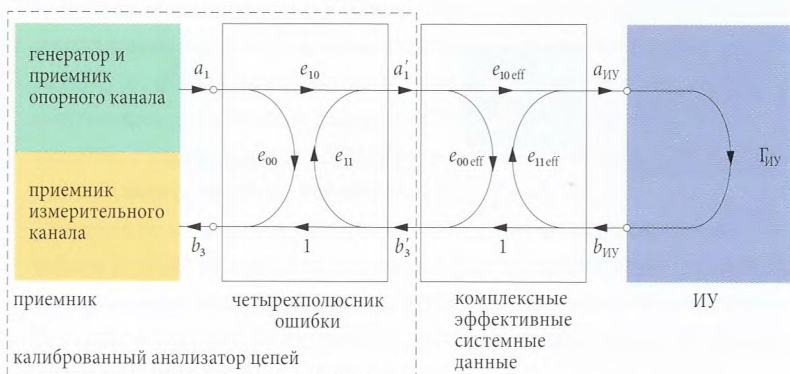


Рис. 6.4.5 Модель ошибки с эффективными системными данными.

С целью расчета эффективные системные данные $e_{00\text{eff}}$, $e_{10\text{eff}}$ и $e_{11\text{eff}}$ скомбинированы с существующими компонентами ошибки e_{00} , e_{10} и e_{11} , приводя к новому набору компонентов ошибки, который используется для реализации следующей оптимизированной коррекции. Эта техника названа OSML (open, short, match, line – XX, КЗ, согласованная нагрузка, линия) калибровка. Анализатор цепей, который калибруется в этой манере, демонстрирует особенно высокоэффективное согласование источника, что не достижимо для этой техники, описанной в разделе 3.4. Без использования OSML техники эффективное согласование источника было бы ограничено точностью стандартов XX, КЗ и согласованной нагрузки. Невозможно изготовить и выяснять происхождение этих стандартов с той же точностью, как и в воздушных линиях. В лучшем случае, мы могли бы использовать скользящее согласование вместе обычного согласования, чтобы улучшить эффективную направленность до подобного уровня точности.

Особенно высокоэффективное согласование источника может быть обеспечено, например, для измерения эквивалентного согласования испытательного порта разветвителя мощности или направленного ответвителя, как описано Джоном Р. Юрошеком (John R. Juroshek) [Ju97]. Неопределенность измерения для этой конфигурации определяется согласованием тестового порта расширенного анализатора цепей (см. рис. 6.4.6).

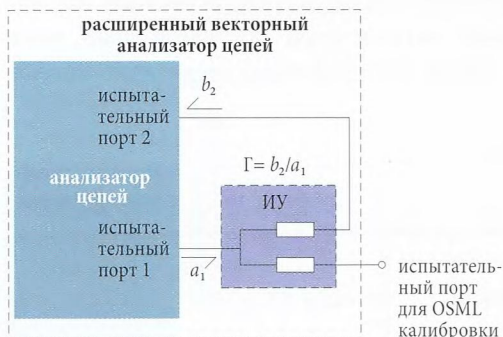


Рис. 6.4.6

Конфигурация Юрошека.

7 Нелинейные измерения

Нелинейность означает, что отношения, такие как S-параметры или коэффициент отражения, зависят от приложенного уровня воздействия. Чтобы выполнить измерения в нелинейном режиме, анализатор цепей должен удовлетворять двум основным требованиям:

- ◆ При нелинейном ИУ больше недостаточно просто измерять уровень воздействия через опорный приемник. Нужно иметь возможность точно указывать уровень воздействия для каждого процесса измерения.
- ◆ Для синусоидального воздействующего сигнала на одной частоте f_1 отклик нелинейного ИУ будет иметь в дополнение к фундаментальной частоте f_1 дополнительные гармоники на частотах $2f_1$, $3f_1$ и т.д. Случай воздействия на двух частотах f_1 и f_2 рассматривается (в смысле гармоник) аналогично. Здесь, однако, помимо гармоник будут возникать дополнительные интермодуляционные продукты, такие как $f_1 + f_2$, $f_1 - f_2$, $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$ и т.д. Измерение их амплитуды является частью нелинейных измерений и требует того, что известно, как произвольный режим.¹⁾ S-параметры могут быть дополнены или заменены на дополнительные измеренные величины, которые существенны особенно для нелинейных ИУ.

7.1 Возможности, используемые для нелинейных измерений

Этот раздел описывает некоторые из типовых возможностей, которые обеспечиваются анализаторами цепей для применения при анализе нелинейных цепей и устройств. Он также обсуждает некоторые инновационные подходы, такие как цифровая реализация автоматического управления уровнем и «действительно дифференциальный режим». Оба режима требуют подходяще спроектированного анализатора цепей.

1) Этот режим измерений иногда называется „режимом частотной отстройки“ (frequency offset mode) или „произвольным режимом преобразования частоты“ (arbitrary frequency conversion mode). Для целей упрощения мы используем в этой книге упрощенный термин „произвольный режим“ (arbitrary mode).

7.1.1 Автоматическое управление уровнем

Почти все анализаторы цепей используют **автоматическое управление уровнем** (АУУ) для прецизионного управления уровнем воздействия. Традиционные варианты, используемые для этой задачи, происходят из области генераторов стандартных сигналов (см. рис. 7.1.1).

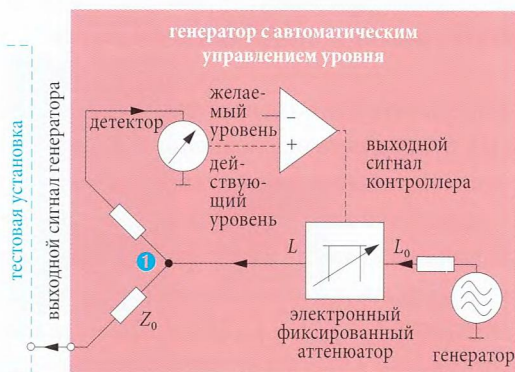


Рис. 7.1.1
Автоматическое управление уровнем генератора.

В этой концепции часть выходного сигнала генератора используется для возбуждения детектора. Уровень этого сигнала пропорционален уровню в точке 1. **Фактический уровень**, измеренный детектором, пересылается в **контроллер** и сравнивается с **желаемым уровнем**. На основе этого сравнения электронный фиксированный аттенуатор понижает или увеличивает уровень в точке 1 до тех пор, пока не установится желаемый уровень. Для оптимизации этой замкнутой петли управления по устойчивости и времени установления контроллер является не только простым компаратором. Обычно используется так называемый **PI контроллер**, который содержит пропорциональные плюс интегрирующие компоненты. С его пропорциональными компонентами (Р-компонентами) он может быстро откликаться на возмущения. Интегрирующий компонент (I компонент) оценивает поведение управляемой переменной в интервале времени и помогает предотвратить **ошибку стационарного состояния** в этом процессе. Благодаря управлению уровнем, напряжение в точке 1 является независимым от нагрузки, которая подключена через соседний тестовый порт. Импеданс источника в точке 1 теоретически равен 0Ω . Импеданс Z_0 разветвителя мощности преобразует его в импеданс источника Z_0 . Однако, эта техника имеет два существенных недо-

статка. Во-первых, разветвитель мощности имеет потери около 6 дБ, так что уровень L_0 генератора не является более доступным полностью. Во-вторых, детектор измеряет мощность в широкой полосе пропускания. Широкополосный шум, который внутренне присутствует, не разделяется от полезного сигнала. Это не дает возможности детектору измерять очень низкие уровни мощности источника. При неблагоприятных условиях шумовой сигнал, поступающий на контроллер как действующий уровень, может даже привести к ухудшению отношения сигнал/шум на выходе генератора.

В отличие от обыкновенного генератора сигналов, векторный анализатор цепей имеет уже узкополосные приемники, например, для контроля опорного канала. Разделение опорного канала от выходного сигнала является уже частью функционального назначения тестовой установки.

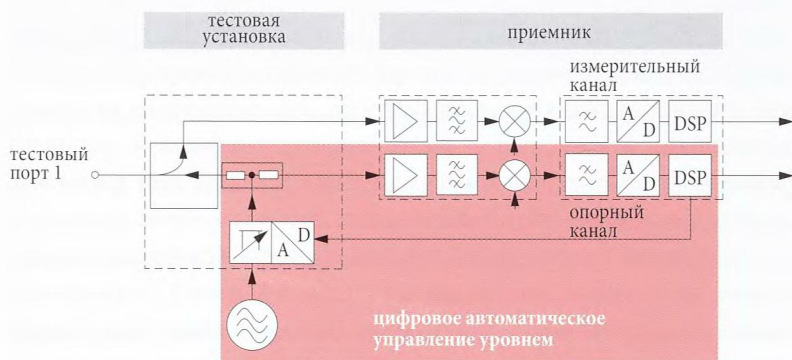


Рис. 7.1.2 Цифровое автоматическое управление уровнем в анализаторе цепей.

Другими словами, у нас нет необходимости в разветвителе мощности и в детекторе из рис. 7.1.1, если мы используем опорный приемник для обеспечения действующего уровня. Однако, численные измеренные величины, обеспеченные опорным приемником, должны быть непрерывно доступными, а не только в процессе реальной регистрации измеренных значений. В отличие от электронного аттенюатора, управление уровнем должно быть реализовано численно. **Цифровое управление** имеет несколько преимуществ: **параметры контроллера** могут быть гибко адаптированы к текущей испытательной ситуации. Процесс адаптации обслуживается автоматически, чтобы удерживать работу настолько простой, как это только возможно. В результате узкополосного измерения

действующего уровня отношение сигнал/шум улучшается по сравнению с традиционным вариантом управления уровнем, показанным на рис. 7.1.1. Цифровое управление дает также возможность использовать волновую величину b_1 из дифференциального испытательного порта как управляемую переменную (вместо волновой величины a_k из активного порта). Это является особенно полезным для измерений, которые должны быть выполнены, используя постоянный выходной уровень ИУ.

В разделе 3.4 мы рассматривали различные техники калибровки для линейных измерений. Конечно, калибровка является столь же важной и для нелинейных измерений. Современные анализаторы цепей используют **калибровку мощности** для этой цели. Калибровка мощности источника регулирует абсолютный уровень генератора и включает коррекцию опорного приемника. Калибровка мощности приемника регулирует значение, индицируемое измерительным приемником, как волновой величины. Все калибровки мощности выполняются, используя скалярные измерения ошибок, что приводит к скалярным коррекциям. Эти калибровки являются доступными независимо от измеряемой величины и от рабочего режима, которые используются. Другими словами, они также возможны для измерений, привлекающих преобразование частоты, и для измерений смесителей. В отличие от этого, векторная система коррекции ошибки, описанная в разделе 3.4, может быть использована для измерений S-параметров. Она не используется, например, для измерений a_1 , измерений b_2 или измерений, привлекающих частотное преобразование. Комбинация калибровки мощности источника и векторной коррекции системной ошибки вполне возможна. Следующая таблица суммирует информацию, когда каждая из различных техник коррекции возможна (или необходима). В частности, мы должны упомянуть, что векторная коррекция системной ошибки всегда должна быть использована для измерения S-параметров линейных или нелинейных ИУ.

Измерение	Векторная коррекция системной ошибки (например, ТОМ, TOSM)	Калибровка мощности для Г: генератора П: приемника
Измерение S-параметров линейного ИУ	Да, необходимо	Г: не необходимо П: не необходимо
Измерение S-параметров или измерение горячих S-параметров нелинейного ИУ	Да, необходимо	Г: необходимо П: не необходимо
Измерение волновых величин, отношений волновых величин для линейного и нелинейного ИУ	Нет, невозможно	а-волна: Г необходимо b-волна: П необходимо
Измерение, привлекающее частотное преобразование для нелинейного ИУ	Нет, невозможно	а-волна: Г необходимо b-волна: П необходимо
Качание мощности, например, для определения точки 1-дБ компрессии на основе S-параметров	Да, необходимо	Г: необходимо П: не необходимо
Определение IP2, IP3 (двухсигнальные измерения)	Нет, невозможно	Г: необходимо для обоих источников П: необходимо

Таблица 7.1.1 Соотношение между калибровкой мощности и векторной коррекцией системной ошибки

7.1.2 Калибровка мощности источника

Калибровка мощности источника корректирует уровень генератора и соответствующего опорного приемника (волновой величины a_i). Анализаторы цепей снабжаются на фабрике возможностями коррекции уровня. Однако это не может учесть влияние тестовой установки, например, кабелей испытательного порта, используемых потребителем. Калибровка мощности источника требуется для того, чтобы гарантировать точный уровень на входе ИУ. На практике мы достигаем точностей уровня приблизительно 0,2 дБ. Испытательная установка может также использовать источник с усилителем мощности, подобный показанному на рис. 7.1.3. Здесь опорная плоскость для калибровки находится на выходе усилителя мощности. Опорная плоскость расположена в точке, в которой значения уровня генератора после калибровки гарантируется. В этой точке должен быть смонтирован датчик мощности для осуществления калибровки.



Рис. 7.1.3

Положение опорной плоскости в процессе калибровки мощности источника.

Современные датчики мощности¹⁾ обеспечивают функциональное назначение измерения мощности и могут поэтому быть присоединены напрямую к интерфейсу USB анализатора цепей. В более старых анализаторах цепей, как правило, нет доступных USB интерфейсов. В этом случае требуется измеритель мощности²⁾ с соответствующим датчиком. Связь осуществляется через вторичный GPIB интерфейс (системная шина) анализатора цепей. Это обычно предлагается как дополнительная опция. Основываясь на измеренных значениях, обеспечиваемых измерителем мощности, анализатор цепей рассчитывает отклонения уровня. Затем уровень генератора корректируется точно этим значением. Если вычисленное коррекционное значение оказывается относительно большим, например, из-за компонентов с высокими потерями или высоким усилением, расположенных между анализатором и опорной плоскостью, нелинейности установки могут привести в результате к неточной коррекции уровня после первой коррекции. Следовательно, имеют смысл итеративные измерения. Предварительно скорректированный уровень генератора переизмеряется вновь так, чтобы остаточное отклонение могло быть определено, и далее применяется новая коррекция. Этот процесс повторяется до тех пор, пока не будет достигнута точность, указанная пользователем (или достигнуто максимальное число итераций). Перед калибровкой мощности должны быть выбраны предустановки канала, такие как тип качания, диапазон качания, число точек, мощность источника и шаг аттенюатора, согласно последующим измерениям, которые предполагается проводить. В противном случае необходима интерполяция калибровочных данных, которая может привести к потере точности. В зависимости от типа качания (частотное или мощностное качание), коррекционные данные регистрируются как функции частоты или как функции уровня. Датчики мощности могут быть

1) Например, датчики мощности Rohde & Schwarz NRP-Zx

2) Например, измеритель мощности R&S типа NRVD.

классифицированы на два типа: тепловые (термические) датчики и диодные датчики. Следующая таблица может быть использована для выбора наилучшего датчика мощности для каждого случая в зависимости от существенных требований.

Тепловые датчики	Диодные датчики
Датчик не имеет нижнего частотного предела (измерения возможны вплоть до постоянного тока)	Датчик имеет нижний частотный предел (обычно 10 МГц)
Благодаря преобразованию в тепло, процедура измерения является относительно медленной	Процедура измерения является очень быстрой
Благодаря большой шумовой компоненте, измерения уровней < -20 дБм обычно является проблематичным. Однако, базовая точность тепловых датчиков выше, чем у диодных датчиков.	За исключением датчиков пиковой мощности, диодные датчики могут нормально измерять уровни до приблизительно -50 дБм

Таблица 7.1.2 Сравнение тепловых датчиков и диодных датчиков.

7.1.3 Калибровка мощности приемника

Калибровка мощности приемника корректирует численные значения, полученные измерительным приемником на основе их уровня. Калибровка мощности приемникам требует предварительно калибровки мощности источника. Но есть одна особенность, которую необходимо принять во внимание, если вы планируете измерения, привлекающие преобразование частоты. Требуемая калибровка мощности источника должна быть сконфигурирована так, чтобы она также перекрывала существенный частотный диапазон измерительного приемника. Поэтому, интерфейс пользователя, показанный на рис. 8.3.2, имеет удобный меню для калибровки мощности смесителя. Это гарантирует, что калибровка мощности, вовлекающая преобразование частоты, выполняется легко и корректно (в подходящем частотном диапазоне). Подобный диалог обеспечен для калибровки мощности для гармонического измерения, показанного на рис. 7.4.6. Для более подробных деталей об этих двух специальных случаях калибровки мощности, см. разделы 8.3 и 7.4.2, соответственно.

Чтобы выполнить калибровку мощности приемника, тестовый порт, подлежащий калибровке, (например, тестовый порт 2) дол-

жен быть присоединен к другому порту, для которого калибровка мощности источника была предварительно выполнена (например, тестовый порт 1). Следующие пояснения используют в качестве примера последнюю трактовку тестовых портов 1 и 2. Опорный приемник порта 1 используется для контроля мощности, поступающей на тестовый порт 1. Эта мощность сравнивается с мощностью, зарегистрированной измерительным приемником тестового порта 2, для расчета коррекционных значений этого приемника. В соответствии с этими коррекционными значениями, исходные измеренные значения волны b_2 корректируются в терминах ее модуля. В примере, использованном в контексте калибровки мощности источника, рис. 7.1.3, дополнительные компоненты, которые использованы (усилитель мощности и измерительные кабели), должны оставаться в тестовой установке, поскольку опорная плоскость была определена на выходе усилителя мощности, и анализатор цепей ссылается на а-волну именно в этой точке.

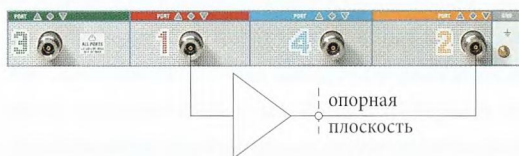


Рис. 7.1.4 Калибровка мощности приемника для испытательного порта 2, подходящего для тестовой установки на рис. 7.1.3.

После того, как калибровки мощности сделаны (см. рис. 7.1.3 и рис. 7.1.4), к действующей тестовой установке подсоединяется ИУ (см. следующий рис. 7.1.5). Если необходимо, калибровка мощности источника должна быть также выполнена для тестового порта 2. Благодаря усилителю мощности в тестовом порту 1, волновая величина b_1 не может быть измерена в ИУ и калибровка мощности приемника в тестовом порту 1 не является, таким образом, необходимой. Испытательные установки, которые позволяют осуществить измерение волны b_1 , несмотря на усилитель мощности, обсуждаются в разделе 7.6.

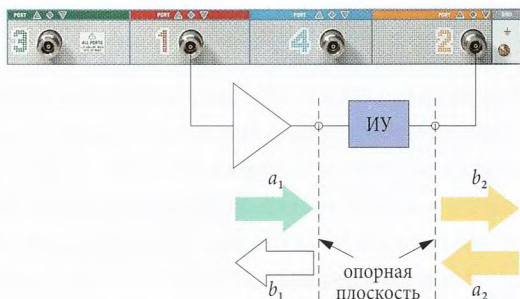


Рис. 7.1.5

Испытательная установка после калибровки мощности по рис. 7.1.4 и 7.1.3.

7.1.4 Качание мощности

Качание мощности является особенно полезным для исследования компрессии (сжатия) сигнала и эффектов насыщения. Используя фиксированную рабочую частоту, измеряемая величина регистрируется как функция уровня генератора и вычерчивается относительно оси уровней в дБм. Некоторые типовые измерения, которые требуют качание мощности, это следующие:

- ♦ Определение точки компрессии по уровню x дБ
- ♦ Регистрация характеристики детектора
- ♦ Регистрация зависимой от уровня величины $IP3$ полевых транзисторов

Они обсуждаются в контексте примеров измерений, описанных в разделах 7.2, 7.3 и 7.5. Диапазон качания мощности, который является настолько большим, как это только возможно (например, 40 дБ), является важным качественным критерием для анализатора цепей. Также очень важной, однако, является точность измерений в процессе качания. Когда используется качание мощности, мы рекомендуем, чтобы вы всегда выполняли калибровку мощности. В продвинутых анализаторах цепей коррекция уровня встроена в режим качания мощности так, чтобы уровень мог быть индивидуально скорректирован для каждой точки измерений. Линейность флуктуаций в системе управления уровнем компенсируется этим же образом. Когда измеряются S -параметры, рекомендуется произвести дополнительную коррекцию системной ошибки.

7.1.5 Концепция многократного источника

Анализатор цепей обычно имеет центральный генератор, который выборочно переключается к одному из тестовых портов через переключатель источника (см. рис. 2.1.1). Это означает, что анализатор может только использовать один тестовый порт в одно и то же время как активный тестовый порт. С **концепцией множественного источника** каждый тестовый порт имеет свой собственный каскад генератора, так что в качестве активных тестовых портов могут одновременно использоваться так много тестовых портов, как это требуется. Пары тестовых портов делят общий генератор колебаний. В трех-портовых и четырех-портовых анализаторах цепей, например, два отдельных генератора колебаний интегрированы в испытательный прибор (см. рис. 7.1.6). Это дает возможность прибору одновременно генерировать внутренне два сигнала воздействия с разными частотами. Это необходимо, например, для исследования смесителей или при двухчастотном анализе. Внешний генератор теперь не нужен больше для обеспечения второго ВЧ сигнала. Кроме того, можно управлять генератором, встроенным в анализатор цепей, гораздо более эффективно. Для пользователя это означает увеличенную скорость, скомбинированную со многими дополнительными возможностями, такими как действительно дифференциальный режим.

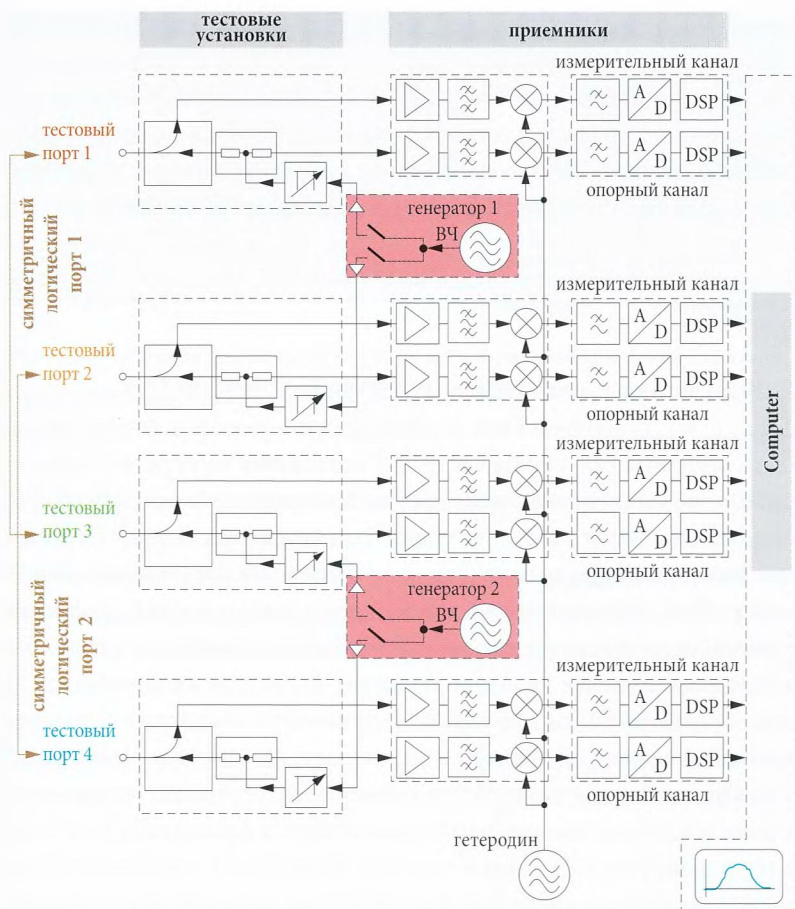


Рис. 7.1.6 Концепция множественного источника, основанная на примере четырех-портового анализатора R&S®ZVA.

7.1.6 Произвольный режим

В принципе, каждому тестовому порту можно приписать свою индивидуальную частоту воздействия. Но частота приемника является той же самой для всех тестовых портов. Это означает, что мы можем определить пять индивидуальных частотных векторов в четырех-портовом анализаторе. Вектор, содержащий частоты приемника для всех точек качания, может быть, например, записан как $f_{пр} = [f_{пр0}, f_{пр1}, \dots, f_{пр(N-1)}]$. Нормально, все частотные векторы являются идентичными. Однако **произвольный режим** позволяет обеспечить несколько линейных зависимостей между частотными век-

торами. Чтобы определить эти зависимости, мы используем частотный вектор общего типа $f_b = [f_{b0}, f_{b1}, \dots, f_{b(N-1)}]$ как опорный вектор. Этот вектор обычно соответствует оси, индицируемой как частотное качание или как частота непрерывного сигнала в процессе временного качания. Используя базовую частоту f_b , каждый из других частотных векторов вычисляется по следующей формуле:

$$f_i = \frac{d_{\text{numerator}}}{d_{\text{denominator}}} f_{bi} + \frac{c_{\text{numerator}}}{c_{\text{denominator}}} f_{\text{const}}, \text{ где } i = 0, \dots (N-1) \quad (7.1-1)$$

Для каждого частотного вектора константы $d_{\text{numerator}}$, $d_{\text{denominator}}$, $c_{\text{numerator}}$, $c_{\text{denominator}}$ и f_{const} должны быть индивидуально указаны. Они должны быть выбраны так, чтобы частоты f_i оставались внутри частотного диапазона анализатора цепей, и не находились бы в противоречии с блок-схемой соответствующего анализатора цепей.¹⁾ Отношение констант $d_{\text{denominator}}$ и $d_{\text{numerator}}$ указывают разницу ширины шага между f и f_b . Используя константы $c_{\text{denominator}}$ и $c_{\text{numerator}}$ и f_{const} , фиксированное смещение частоты может быть установлен.

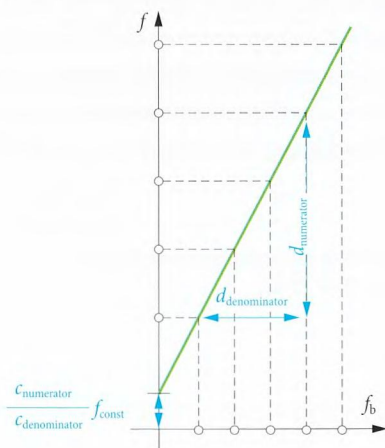


Рис. 7.1.7
Иллюстрации терминов
из формулы (7.1-1).

1) Пример: Работа тестовых портов 1 и 2 как активных тестовых портов в одно и то же время (генераторы) с различными частотами источников попали бы в противоречие с блок-схемой на рис. 7.1.6. Из-за общего генератора колебаний две частоты возбуждения должны быть равными. Если мы используем тестовые порты 1 и 3, частоты являются независимыми, даже когда оба порта используются как активные порты в одно и то же время.

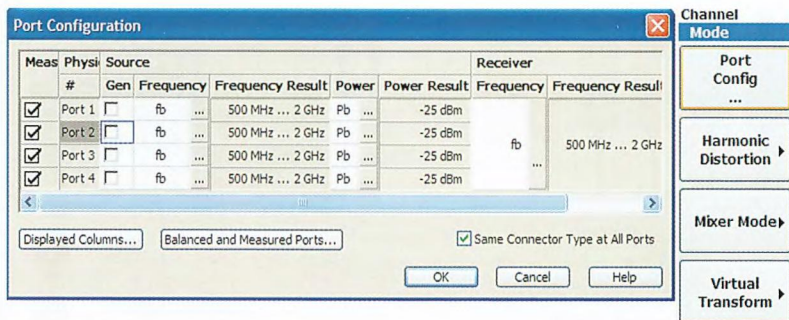


Рис. 7.1.8 Входной диалог «Конфигурация порта», на котором можно включить режим установки произвольного режима.

7.1.7 Прямой доступ к генератору и приемнику

В разделах 2.4.1 и 2.4.2 мы уже видели путь для использования ступенчатых аттенюаторов приемника и генератора для обслуживания экстремальных условий по уровню, которые могут возникать в усилительном модуле. В случае усилителей высокой мощности, однако, внутренние ступенчатые аттенюаторы могут иногда оказаться недостаточными, так что мы должны подстроить внешнюю тестовую установку. Предварительное условие здесь есть **прямой доступ к генератору и приемнику**. Это доступно как опция в некоторых приборах. Следующий рисунок показывает тестовый порт 1 вместе со связанными интерфейсами для прямого доступа к генератору и приемнику.

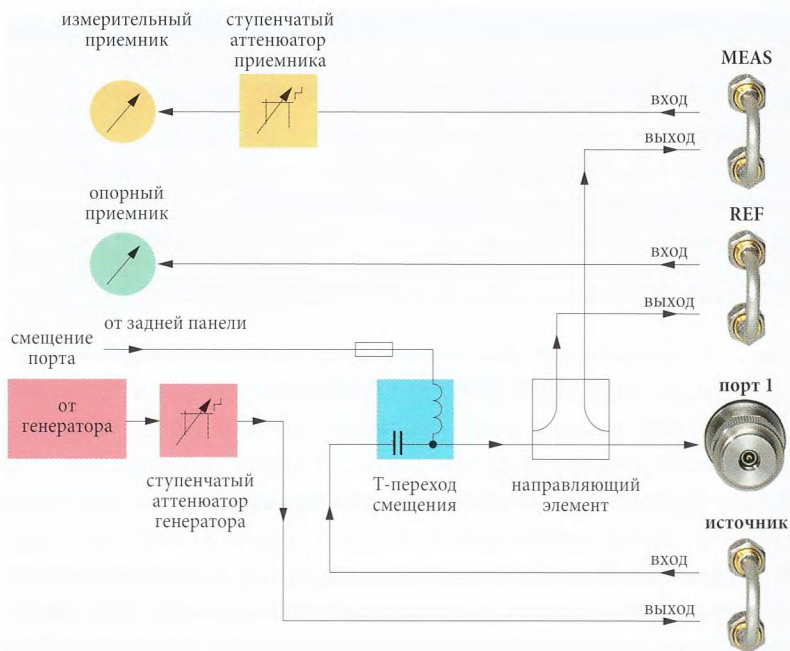


Рис. 7.1.9 Опция для прямого доступа к генератору и приемнику для анализатора цепей R&S®ZVA24.

7.1.8 Датчики мощности как приемники

При некоторых измерениях мы не нуждаемся в какой-либо информации о фазе, и широкополосное детектирование вполне возможно и даже необходимо, если мы хотели бы оценить общую выходную мощность спектра усилителя. Здесь понятно, что нужно выполнить: использовать датчики мощности и измерители мощности в качестве дополнительных приемников в процессе измерений. Уровень, который они измеряют, регистрируется синхронно с качанием и индицируется как отклик. Используя активные USB хабы, число USB портов анализатора цепей может быть расширено, чтобы позволить подключить дополнительно датчики мощности с USB интерфейсами. Каскадируя множественные USB хабы, мы можем привлечь большое число датчиков мощности. Конечно, важно держать в памяти, что требуется существенно большее время измерения для измерителя мощности по сравнению с внутренними приемниками, используемыми в анализаторе.



Рис. 7.1.10 Анализатор цепей R&S®ZVB4 с четырьмя датчиками мощности R&S®NRP-Z51.

7.1.9 Управление внешним генератором

Многие нелинейные измерения привлекают более одного воздействующего генератора. Большинство коммерчески доступных анализаторов цепей имеют только одиночный внутренний генератор, который делает необходимым подключение внешнего генератора. Даже для анализаторов, обеспечивающих множественные источники, дополнительный генератор может представлять интерес, например, когда используется концепция, показанная на рис. 7.1.6 для выполнения интермодуляционных измерений со смесителем, что требует трех генераторов. Внешний генератор сигнала управляется, например, через GPIB. Для этой цели анализатор цепей должен быть снабжен вторичным GPIB интерфейсом (часто называемым как GPIB системная шина) или нужно использовать USB/GPIB адаптер. Если анализатор цепей использует VISA I/O библиотеку для целей управления, то дополнительные интерфейсы, такие как LAN, будут доступны для коммуникаций. Дополнительные линии управления (квитирующие сигналы: EXT GEN TRG (запуск внешнего генератора), EXT GEN BLANK (запирание внешнего генератора)) и режим списка значительно ускоряют слежение генератора в процессе качания.

На следующем рисунке анализатор цепей формирует GPIB подсистему вместе с внешними генераторами. Следовательно, последовательности управления, которые посылаются на генераторы в процессе качания, не блокируют первичный GPIB интерфейс анализатора. В процессе измерений смесителей внешний генератор может иногда работать на фиксированной частоте, так что никакой связи не требуется между генератором и анализатором цепей.

В этом случае частота и уровень генератора должны устанавливаться вручную.

Кроме дистанционного управления генераторами важной также является их синхронизация по частоте. Общая опорная частота 10 МГц помогает это гарантировать. На рис. 7.1.11 нижний генератор действует как опорный задающий генератор и обеспечивает опорную частоту для всех других приборов. В некоторых случаях эти приборы должны быть установлены в режим внешнего опорного сигнала, чтобы гарантировать синхронизацию от опорного задающего генератора вместо внутреннего опорного генератора.



Рис. 7.1.11

Анализатор цепей R&S®ZVA 24 с двумя генераторами R&S®SMR 40.

7.1.10 Дополнительное оборудование

Механические ступенчатые аттенюаторы приемника и генератора построены из резисторных цепей и поэтому не демонстрируют нелинейного поведения. Они могут быть использованы для различения интермодуляционных продуктов ИУ и анализатора цепей в процессе некоторых измерений. Для более детальных сведений см. раздел 7.5.2.

При двухчастотных измерениях мы должны скомбинировать сигналы от двух генераторов. Для этой цели внутренний **сумматор** доступен в некоторых анализаторах цепей. Следующие две схемы удобны для этой цели.

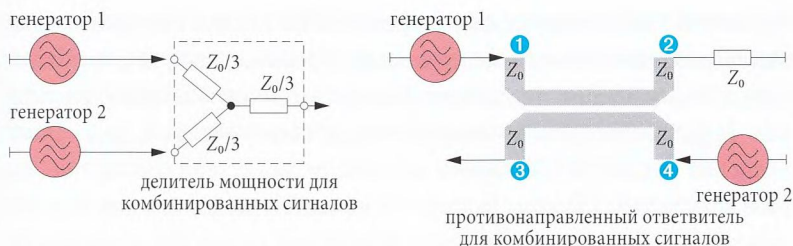


Рис. 7.1.12 Комбинация двух генераторных сигналов.

Широкополосная полоса пропускания **делителя мощности** является одним из факторов в пользу его применения. Заметьте, однако, что он имеет вносимые потери 6 дБ. С другой стороны, **противонаправленный ответвитель** может быть сконфигурируемо так, чтобы иметь вносимые потери около 3 дБ. В дополнение, подобное устройство предлагает существенно лучшую развязку генераторов 1 и 2, когда они правильно спроектированы. Это полезно для предотвращения взаимной интермодуляции, которая возникает в выходном каскаде генераторов.

7.2 Измерение точки компрессии

При работе компонента (например, усилителя) в пределах его линейной области выходной уровень $L_{\text{вых}}$ возрастает так же, как и входной уровень $L_{\text{вх}}$, для данной частоты. При возрастании входного уровня $L_{\text{вх}}$ сверх линейной области выходной уровень $L_{\text{вых}}$ не поддерживает темпа линейного нарастания (см. рис. 7.2.1).

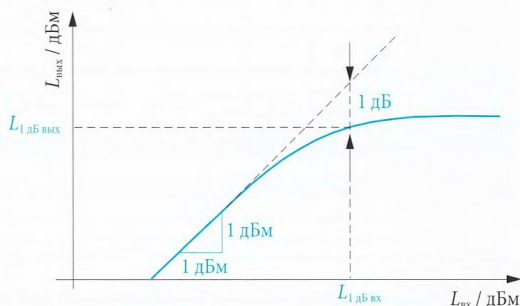


Рис. 7.2.1
Определение точки 1 дБ
компрессии.

Точка, в которой выходной уровень $L_{\text{вых}}$ есть на 1 дБ меньше, чем ожидаемое значение, предполагающее линейное нарастание, известно как **точка 1-дБ компрессии** (иногда также называемая

как **точка 1 дБ компрессии усиления**). Обычно она измеряется при одночастотном сигнале воздействия. Уровень, соответствующий точке 1 дБ компрессии, может быть отнесен ко входному уровню как $L_{1дБвх}$ или к действующему выходному уровню $L_{1дБвых}$. Большинство усилителей большой мощности характеризуются последним значением. Качание мощности является полезным для измерения точки компрессии. Точность измерения может быть увеличена выполнением калибровки мощности генератора вместе с коррекцией системной ошибки.

Рис. 7.2.2 показывает передачу a_{s21} для усилителя, основанного на качании мощности. Точка 1 дБ компрессии соответствует падению коэффициента передачи на 1 дБ. Статистическая функция используется для поиска спадаения точно на эту величину. Возможно также конкретизировать значения, отличающиеся от 1 дБ. Уровни $L_{1дБвых}$ и $L_{1дБвх}$ указываются парами значений Cmp Out и Cmp In.



Рис. 7.2.2 Измерение точки компрессии усилителя.

7.3 Измерение характеристики детектора

Цепи детектора предлагают один подход к измерению уровня. Благодаря простой конструкции, они используются, например, как индикаторы перегрузки в приемниках. Рис. 7.3.1 показывает при-

мер схемы детектора. Диод выпрямляет приложенное ВЧ напряжение, и результирующее напряжение постоянного тока оценивается как мера ВЧ уровня. Соотношение между ВЧ мощностью $P_{\text{ВЧ}}$ и выходным напряжением U_{DC} детектора является нелинейным.

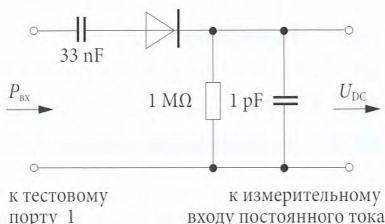


Рис. 7.3.1

Простая схема детектора с диодом.

Измерительные входы по постоянному току анализатора цепей измеряют выходное напряжение U_{DC} схемы, показанной на рис. 7.3.1. Входная мощность $P_{\text{ВЧ}}$, приложенная на схему детектора, меняется при использовании качания мощности. Наши измерения приводят к характеристике детектора, показанной на рис. 7.3.2. В нижней части этого рисунка выходное напряжение детектора строится как функция входного уровня в дБм на рабочей частоте 1 ГГц. Кроме того, зависящий от уровня коэффициент отражения измеряется тоже. Он приблизительно постоянный.

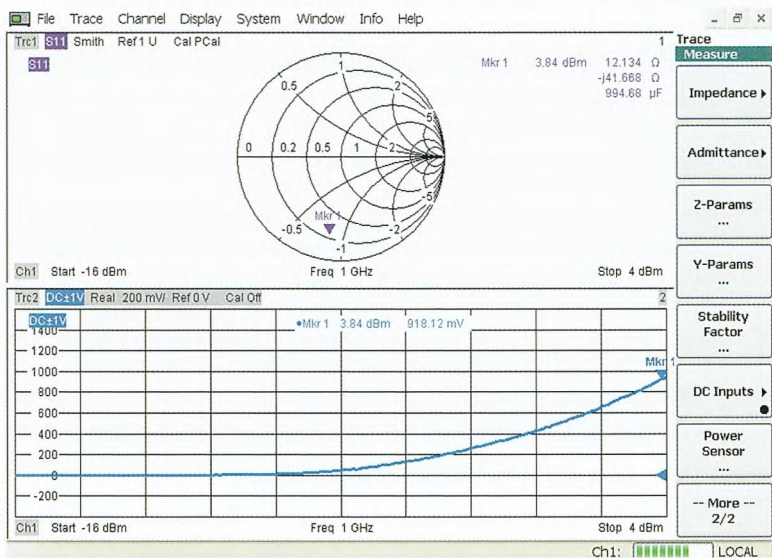


Рис. 7.3.2 Измерение характеристики детектора.

В некоторых приложениях частотная зависимость напряжения постоянного тока детектора является существенной. В таких случаях используется частотное качание вместо качания мощности.

7.4 Гармоники

7.4.1 Модель гармонических искажений

Следующий пример двух-портового устройства описывает, как возникают гармонические искажения. Мы предполагаем, что имеет место нелинейное соотношение $b_2(a_1)$ между воздействием a_1 в порту 1 и откликом b_2 в порту 2. В принципе, нелинейная функция $b_2(a_1)$ может быть представлена рядом Тэйлора

$$b_2(a_1) \approx s_1 \cdot a_1 + s_2 \cdot a_1^2 + s_3 \cdot a_1^3 + \dots + s_{k_{\max}} \cdot a_1^{k_{\max}} \quad (7.4-1)$$

Вычисление коэффициентов s_1, s_2, s_3 и т.д. здесь и далее детально не будет обсуждаться. Существенные детали могут быть найдены при необходимости в математических учебниках¹⁾. Как видно в следующей таблицы, число $k_{\max}$ определяет качество аппроксимации.

$k_{\max}$	Описание
1	Ряд Тэйлора состоит только из члена $b_2 = s_1 a_1$. Это соответствует линейному поведению, описанному в предыдущих главах.
2	Оставшиеся отклонения являются по большей части малыми. Кривизна нелинейной функции является точной только при $a_1 = 0$.
3	Оставшиеся отклонения являются относительно малыми. Кроме кривизны, измеряется также изменение кривизны нелинейной функции. При этом ряд Тейлора проходит очень близко к функции $b_2(a_1)$ не только в окрестности $a_1 = 0$.
4	По сравнению с $k_{\max} = 3$ достигается некоторое небольшое улучшение. Однако в большинстве случаев оно не свидетельствует о существенно более высоких вычислительных затратах.
∞	Ряд Тэйлора характеризует функцию $b_2(a_1)$ точно без всяких отклонений.

Таблица 7.4.1 Свойства ряда Тэйлора как функции $k_{\max}$.

1) См., например, [Di87], стр. 414, [BS91], стр. 269 или подобные учебники.

Для целей следующих обсуждений мы выбрали $k_{\max} = 2$, так что ряд обрывается после квадратичного члена $s_2 \cdot a_1^2$. В качестве нашего воздействия $a_1(t)$ мы используем колебание $a_1(t) = \hat{A}_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1)$.

$$b_2(a_1) \approx s_1 \cdot \hat{A}_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) + s_2 \cdot [\hat{A}_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1)]^2 \quad (7.4-3)$$

Используя тригонометрическое равенство $\cos^2 \alpha = (1 + \cos 2\alpha)/2$, мы можем упростить вышеприведенную формулу. Постоянный член $s_2 \cdot \hat{A}_1^2/2$ является несущественным в нашей дискуссии, и мы им пренебрегаем.

$$b_2(a_1) \approx s_1 \cdot \hat{A}_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) + \frac{s_2 \hat{A}_1^2}{2} \cos(2 \cdot 2\pi f_1 t + 2\varphi_1) \quad (7.4-4)$$

Для нелинейного ИУ воздействие **однотонного сигнала** (частота f_1) ведет поэтому к отклику, имеющему множество **гармоник**. Кроме **первой гармоники** на **фундаментальной (основной) частоте** f_1 , он содержит **вторую гармонику**¹⁾ на частоте $2f_1$. Если мы выберем $k_{\max} > 2$ для нашего подхода (7.4-3), мы можем рассчитать дополнительные гармоники на частотах $3f_1, 4f_1, \dots, k_{\max} f_1$. Это также соответствует нашему практическому опыту работы с нелинейными ИУ. В то время как амплитуда первой гармоники возрастает линейно при возрастании входной амплитуды $\hat{A}_1$, амплитуды второй гармоники увеличивается квадратично. Вместо амплитуды $\hat{A}_1$ в большинстве случаев мы будем измерять следующий уровень²⁾:

$$L_{\text{вх}} = 20 \lg |\hat{A}_1| \text{ дБм} \quad (7.4-5)$$

Подобно этому, мы получаем выходной уровень для фундаментальной частоты f_1 в следующем виде:

$$L_{\text{вых}} = 20 \lg |s_1 \hat{A}_1| \text{ дБм} = a_{s1} + L_{\text{вх}} \quad (7.4-6)$$

Здесь $a_{s1} = 20 \lg |s_1|$ представляет передачу фундаментальной частоты. Для второй гармоники, т.е. для частоты $2f_1$, мы можем рассчитать выходной уровень следующим образом:

1) Вместо члена k -той гармоники, для $k > 1$ общим является использование термина „ $k-1$ обертонов“ специально в области акустики (например, вторая гармоника = первому обертону). Заметьте, k всегда целое число.

2) Для целей упрощения амплитуда $\hat{A}_1$, используемая здесь, отмасштабирована, чтобы соответствовать среднеквадратичному значению (СК значение).

$$L_{k2} = 20\lg \left| \frac{s_2 \hat{A}_1^2}{2} \right| \text{ дБм} = 20\lg |s_2| + 20\lg \left| \frac{1}{2} \right| + 20\lg |\hat{A}_1^2| \text{ дБм} \quad (7.4-7)$$

$$= a_{s2} - 6 \text{ дБ} + 2 \cdot 20\lg |\hat{A}_1| \text{ дБм} = a_{s2} - 6 \text{ дБ} + 2L_{\text{вх}}$$

Величина L_{k2} также известна как **гармонический уровень**. Компоненты $a_{s2} = 20\lg |s_2|$ и -6 дБ , также как $a_{s1} = 20\lg |s_1|$, являются каждая независимыми от входного уровня $L_{\text{вх}}$. Возрастание уровня на входе на $\Delta L_{\text{вх}}$ приводит в результате к идентичному изменению уровня первой гармоники (фундаментальной частоты) на выходе, в то время как уровень второй гармоники увеличивается на $2\Delta L_{\text{вх}}$. Подобно этому, уровень L_{k3} третьей гармоники увеличивается на $3\Delta L_{\text{вх}}$. На следующем рисунке серые стрелки представляют возрастание обсуждаемых выходных уровней гармоник.

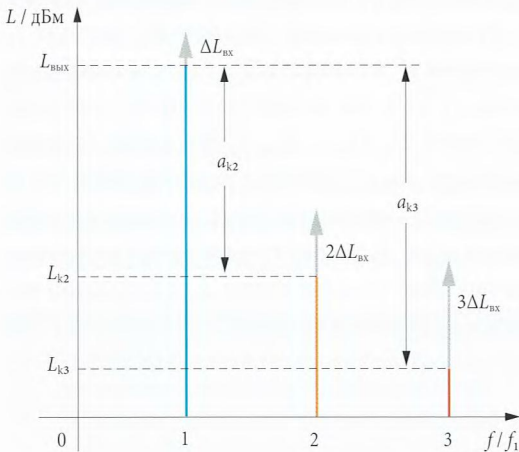
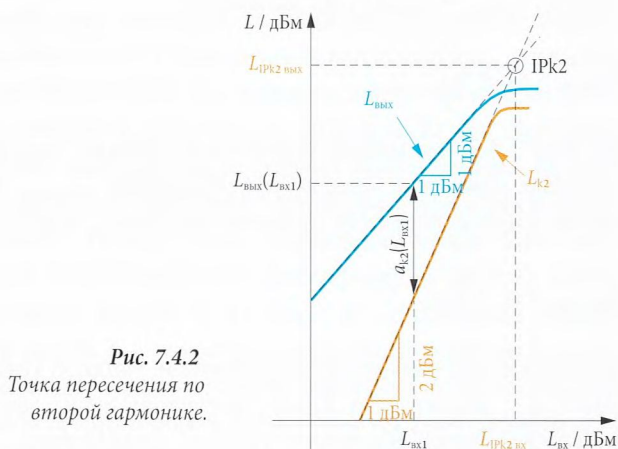


Рис. 7.4.1
Уровни гармоник в выходном спектре для одночастотного воздействия.

Подавление гармоник¹⁾ a_{k2} и a_{k3} характеризует разницу уровней между $L_{\text{вых}}$ и уровнем гармоник высшего порядка $L_{k2}, L_{k3} \dots$, например, $a_{k2} = L_{\text{вых}} - L_{k2}$.

1) В некоторой литературе вы можете найти вместо подавления гармоник термин «зачищение гармонических искажений». Но мы используем термин подавление, поскольку он более интуитивен, когда мы говорим о разнице уровней, которая измеряется относительно уровня на фундаментальной частоте. По этой же причине эта книга и, например, [MG92], страница F28, использует единицу дБн (дБ ниже несущей) с подавлением гармоник и с позже упомянутым подавлением интермодуляции. Но не чувствуйте путаницы, если вы найдете в другой литературе, подобно [ZB93], том 2, стр. 306 или [СЕо5], в которых подавление гармоник берется просто в единицах дБ. Альтернативно шкала в дБ подавления гармоник может быть преобразована в линейную шкалу. Этот так называемый коэффициент гармонических искажений (КГИ) понимается, как отношение мощности n-ной гармоники к мощности

На рис. 7.4.2 уровни $L_{\text{вых}}$ и L_{k2} первой и второй гармоник построены в функции от входного уровня $L_{\text{вх}}$. Эти кривые типичны для нелинейных ИУ.¹⁾ Основываясь на рис. 7.4.2 для конкретного входного уровня $L_{\text{вх}1}$, соответствующее подавление гармоник $a_{k2}(L_{\text{вх}1})$ может быть считано как разница между двумя функциями $L_{\text{вых}}(L_{\text{вх}})$ и $L_{k2}(L_{\text{вх}})$.



Все величины, которые мы обсуждали, до сих пор имеют только то общее, что они зависят от уровня входного сигнала $L_{\text{ин}}$. Следовательно, трудно найти некоторые глобальные характеристики их. Вот почему была введена **точка пересечения по второй гармонике** IPk2. Она показана на рис. 7.4.2 как пересечение IPk2. Уровень $L_{\text{IPk2 вх}}$ соответствует фиктивному входному уровню, при котором выходной уровень $L_{\text{вых}}$ основной частоты и уровень L_{k2} второй гармоники имеют одинаковое значение. Точка IPk2 не связана в большинстве случаев с эффектами насыщения, но она все еще полезна для глобального характеризования. Используя ее, мы можем немедленно провести две прямые линии для $L_{\text{вых}}$ и L_{k2} без дополнительной информации.

основной (фундаментальной) гармоники. Суммируя все коэффициенты гармонических искажений в диапазоне от $n = 2$ до ∞ , мы приходим к так называемому общему коэффициенту гармонических искажений (ОКГИ). Он обычно измеряется в % и сравнивает общую мощность гармоник всех высших гармоник с мощностью, относящейся к фундаментальной частоте. ОКГИ обычно используется для звуковой техники и при производстве источников питания, но возможны и некоторым другие определения. ОКГИ упомянут здесь только для компетенции читателя.

- 1) **Полевые транзисторы** (ПТ или FET), например, являются исключением. С ними подход с помощью рядов (7.4-1) работает только при некоторых условиях. Для детальной информации по этому ограничению см., например, учебник [CE05].

Чем больше уровни $L_{\text{IPk2 вх}}$ и $L_{\text{IPk2 вых}}$, связанные с точкой пересечения, тем меньше отчетливые гармонические искажения. Чтобы определить точку пересечения IPk2, все, что мы должны сделать, это измерить пару значений $L_{\text{вых}}$ и L_{k2} при одном и том же значении входного уровня $L_{\text{вх}}$. Последний может быть выбран подобно уровню $L_{\text{вх1}}$ на рис. 7.4.2, так что мы не будем испытывать эффекты насыщения. При $a_{\text{k2}} = L_{\text{вых}} - L_{\text{k2}}$ мы рассчитываем:

$$L_{\text{IPk2 вх}} = L_{\text{вх}} + a_{\text{k2}} \quad (7.4-8)$$

Из рис. 7.4.2 мы можем определить уровень точки пересечения, который отнесен к выходу. Он обозначен $L_{\text{IPk2 вых}}$ и может быть вычислен из передачи на основной частоте a_{s1} в дБ и $L_{\text{IPk2 вх}}$ так:

$$L_{\text{IPk2 вых}} = a_{\text{s1}} + L_{\text{IPk2 вх}} \quad (7.4-9)$$

Для сравнения различных компонентов входной уровень пересечения $L_{\text{IPk2 вх}}$ оказывается лучше, поскольку он не зависит от усиления компонентов. Например, уровень ослабления $a_{\text{s1}} < 0$ привел бы к улучшенным значениям $L_{\text{IPk2 вых}}$.

Кроме уровня второй гармоники мы можем также построить уровень третьей гармоники на рис. 7.4.2. Это привело бы к прямой линии с наклоном 3 дБм/1 дБм, которая пересеклась бы с линией фундаментальной гармоники в точке пересечения IPk3. Это известно как **точка пересечения по третьей гармонике**. Подобно точке пересечения IPk2 она представляет собой фиктивное пересечение. Подобно приведенным выше формулам, мы можем рассчитать уровни $L_{\text{IPk3 вх}}$ и $L_{\text{IPk3 вых}}$ для этого случая.

$$L_{\text{IPk3 вх}} = L_{\text{вх}} + a_{\text{k3}}/2 \quad (7.4-10)$$

$$L_{\text{IPk3 вых}} = a_{\text{s1}} + L_{\text{IPk3 вх}} \quad (7.4-11)$$

7.4.2 Измерение гармоник и их точек пересечения

Оптимизация величины гармонических искажений, используя низкочастотный пропускающий фильтр

Для измерения гармоник нам необходим сигнал генератора с очень хорошим подавлением гармоник. Это подавление гармоник должно быть, по крайней мере, примерно на 10 дБ больше, чем ожидаемое подавление гармоник в ИУ. Подавление гармоник a_{k2} и a_{k3} для выходного сигнала тестового порта, как правило, имеет гарантированное минимальное значение в диапазоне от 20 дБн до 30 дБн. Действующие наблюдаемые значения часто бывают много больше. Во многих случаях подавления гармоник генератора бывает достаточно. Если это не такой случай, однако, подавление может быть улучшено, используя низкочастотный пропускающий фильтр между активным тестовым портом и ИУ. Рис. 7.4.3 показывает измерение уровня гармоник L_{k3} , в котором низкочастотный пропускающий фильтр используется в тестовом порту. Левая часть рисунка показывает частоту гармоники в полосе пропускания фильтра, в то время как правая часть показывает, что уровень гармоник уменьшается полосой режекции фильтра до значения <-94 дБ. Чтобы получить из этого подавление гармоник, мы должны также принять во внимание вносимые потери фильтра в полосе пропускания и мощность источника (здесь 4 дБ и 0 дБм). В настоящем случае мы вычисляем подавление гармоник $a_{k3} > 90$ дБн для выходного сигнала фильтра на $f > 430$ МГц.

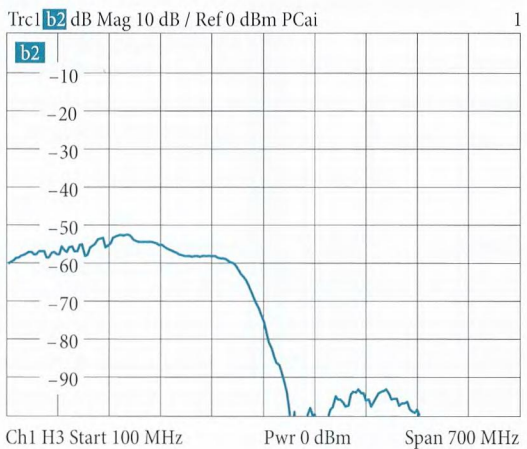


Рис. 7.4.3

Измерение уровня гармоник L_{k3} на выходе низкочастотного фильтра в тестовом порту.

Между фильтром и ИУ должен быть введен фиксированный аттенуатор для того, чтобы обеспечить хорошее согласование источника в широкой полосе пропускания (см. рис. 7.4.4). В полосе режекции фильтр демонстрирует значения s_{11} и s_{22} , близкие к полному отражению. Используя фиксированный аттенуатор на 10 дБ, мы можем обеспечить согласование источника, по крайней мере, на 20 дБ. При измерении гармоник хорошее согласование источника является абсолютно необходимым, поскольку векторная коррекция системной ошибки не может быть использована.

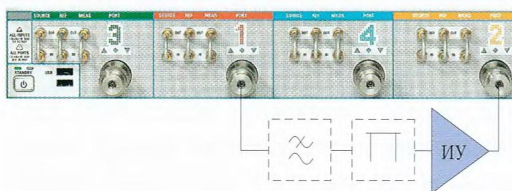


Рис. 7.4.4

Измерение гармоник с использованием низкочастотного фильтра.

Чтобы применить эффект фильтрации, мы должны ограничить доступный диапазон качания до менее, чем одна октава. Если f_c есть частота перегиба фильтра и f_s есть конечная частота, то частота генератора должна быть равна, по крайней мере, $f_s/2$ для фильтра, чтобы подавлять вторую гармонику и вся высшие гармоники в полосе ослабления (см. рис. 7.4.5). Частота воздействия должна быть ниже частоты перегиба f_c , поскольку сигнал генератора будет ослабляться, в противном случае это противоречит нашей цели.

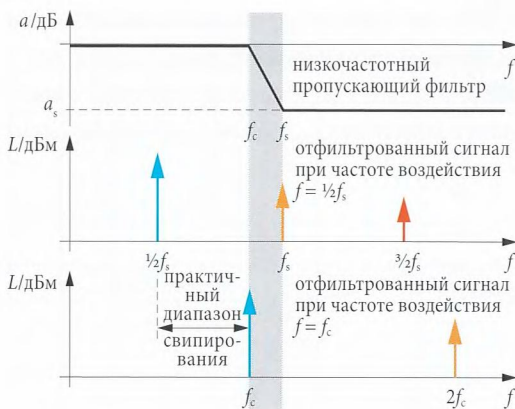


Рис. 7.4.5

Иллюстрация к практическому диапазону качания при низкочастотном пропускающем фильтре.

Калибровка мощности для измерения гармоник

Как часть подготовки для измерения гармоник, мы рекомендуем обеспечить калибровку мощности для всех измеряемых величин. Калибровка мощности приемника необходима во всем диапазоне частот воздействия, а также для частотного диапазона гармоник, которые предполагается измерить. Работа по калибровке упрощается использованием специального диалогового ящика (см. рис. 7.4.6). Если ваш анализатор цепей не предлагает этой возможности или вы используете низкочастотный фильтр, вам будет необходимо индивидуально спланировать и выполнить различные этапы калибровки. Эти этапы описаны ниже для примера измерения подавления гармоник a_{k2} для второй гармоники и для основной частоты в диапазоне от 300 МГц до 1 ГГц.

1. Калибровка мощности источника для частотного диапазона от 600 МГц до 2 ГГц. В этом пункте низкочастотный пропускающий фильтр и фиксированный аттенюатор пока не должны устанавливаться на тестовый порт.
2. Калибровка мощности приемника для волны b_2 на основе предварительной калибровки мощности источника. Для этого соедините тестовый порт 1 и тестовый порт 2, используя проходное соединение. Измерение выполняется в частотном диапазоне от 600 МГц до 2 ГГц.
3. Калибровка мощности источника для фундаментальной частоты от 300 МГц до 1 ГГц. Установите низкочастотный пропускающий фильтр и фиксированный аттенюатор. Теперь уровень измеряется на выходе фиксированного аттенюатора. Это означает, что датчик мощности заменяет ИУ на рис. 7.4.4.
4. Калибровка мощности приемника для b_2 волны на основе предварительной калибровки мощности источника. В настоящем случае присоедините выход фиксированного аттенюатора к тестовому порту 2, используя проходное соединение.

Калибровка мощности источника, описанная в шаге 1, является только подготовкой для калибровки мощности приемника в частотном диапазоне второй гармоники (этап 2). Этап 4 требуется только потому, что мы нуждаемся в выходном уровне фундаментальной частоты $L_{\text{вых}}$ в дополнение к уровню гармоник L_{k2} для расчета подавления гармоник a_{k2} .

Пример 1: Измерение точек пересечения IPk2 и IPk3 с использованием частотного качания

Следующий пример измерения использует малошумящий усилитель с усилением 18 дБ. Исходные измеряемые величины, которые надо определить, это b_2 -волна: $b_2(f_b)$, а также вторая и третья гармоники $b_2(2f_b)$, $b_2(3f_b)$. Используя полосу клавиш, мы можем прямо выбрать гармоники (см. рис. 7.4.6, справа). Поскольку все три измерения имеют различные установки каналов, то для обслуживания их используются три независимых канала (см. раздел 2.8.2).

На первом этапе измерений мы должны выполнить калибровку мощности для всех измеряемых величин. Чтобы это сделать, мы используем меню, показанный на рис. 7.4.6 для соответствующих откликов второй и третьей гармоники, т.е. измеренных величин $b_2(2f_b)$ и $b_2(3f_b)$. Измеренные величины $a_1(f_b)$ и $b_2(f_b)$ корректируются, используя стандартную калибровку мощности.

На втором этапе контролируется подавление гармоник для сигнала генератора, используя проходное соединение. В текущем случае мы считываем (за исключением диапазона свыше 3 ГГц) подавление типично >40 дБ (см. рис. 7.4.6). Этого достаточно для ожидаемых результатов и низкочастотный фильтр не требуется.

На третьем этапе этого измерения присоедините ИУ вместо проходного соединения. Вы должны получить отклики, подобные показанным в верхней части рис. 7.4.8. Они показывают подавления гармоник, которые существенно не зависят от частоты. Они имеют значения $a_{k2} = 8,8 \text{ дБм} - (-23,7 \text{ дБм}) = 32,5 \text{ дБн}$ и $a_{k3} = 8,8 \text{ дБм} - (-27,0 \text{ дБм}) = 35,8 \text{ дБн}$.

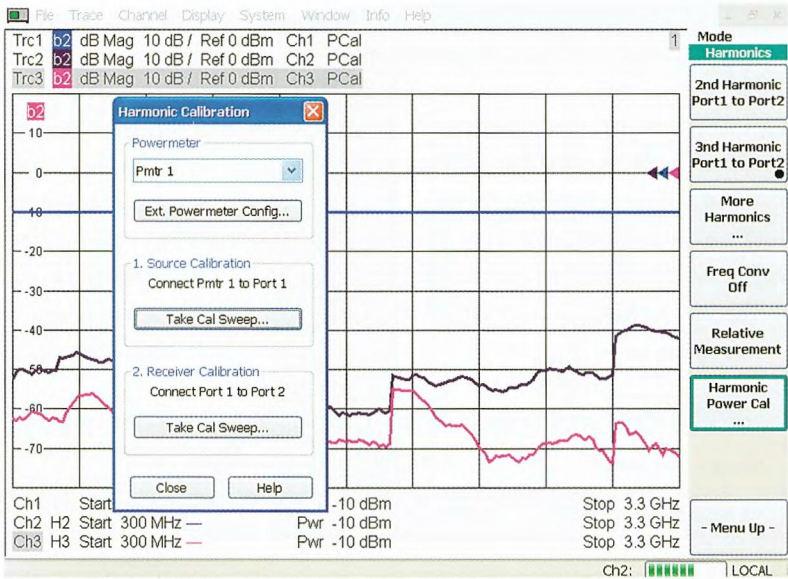


Рис. 7.4.6 Контроль величины гармонических искажений генератора (тестовый порт 1).

Используя математическую обработку, мы теперь рассчитываем входные уровни точек пересечения IP_{k2} и IP_{k3} . Поскольку математическая обработка имеет дело с комплексными линейными значениями, формулы (7.4-8) и (7.4-10) должны быть выражены в терминах линейных величин. Вместе уровней $L_{IP_{k2\text{ ВХ}}}$, $L_{\text{ВХ}}$, $L_{\text{ВЫХ}}$ и L_{k2} мы можем использовать уровни мощности $P_{IP_{k2}}$, $P_{IP_{k3}}$, $P_{\text{ВХ}} = |a_1|^2$, $P_{\text{ВЫХ}} = |b_2(f_b)|^2$, а также $P_{k2} = |b_2(2f_b)|^2$ и $P_{k3} = |b_2(3f_b)|^2$. Это приводит к следующим соотношениям для мощностей.

$$P_{IP_{k2}} = P_{\text{ВХ}} \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{k2}} \quad (7.4-12)$$

$$P_{IP_{k3}} = P_{\text{ВХ}} \left(\frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{k2}} \right)^{1/2} \quad (7.4-13)$$

Однако, поскольку результат вычислений планируется интерпретировать как волновую величину, только модули волновых величин используются вместо их квадратов. Точный ввод математической обработки для IP_{k3} показан на следующем рисунке. Соответствующие отклики IP_{k2} и IP_{k3} показаны в нижней части рис. 7.4.8. Фиолетовый отклик представляет уровень $L_{IP_{k2\text{ ВХ}}}$, а розовый отклик представляет уровень $L_{IP_{k3\text{ ВХ}}}$.

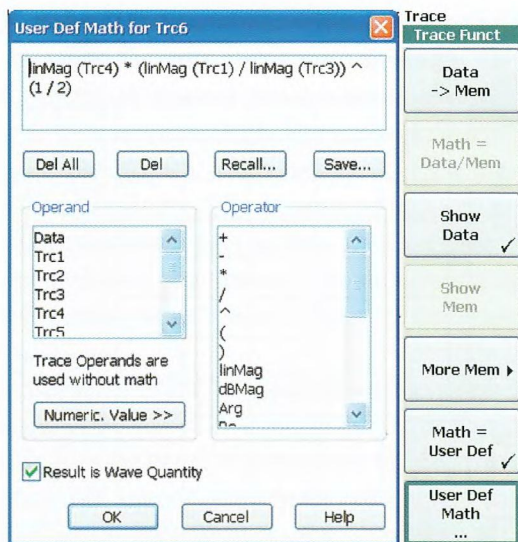


Рис. 7.4.7
Ввод математической обработки для вычисления точки пересечения IP_{k3} .

Принимая во внимание достаточно сложную математику, желательна ручная верификация результатов. Основываясь на подавлении гармоник $a_{k2} = 32,5$ дБн, $a_{k3} = 35,8$ дБн и входном уровне -10 дБм, мы находим значения $L_{IP_{k2} \text{ вх}} = 22,5$ дБ и $L_{IP_{k3} \text{ вх}} = 7,9$ дБ, используя формулы (7.4-6) и (7.4-8).

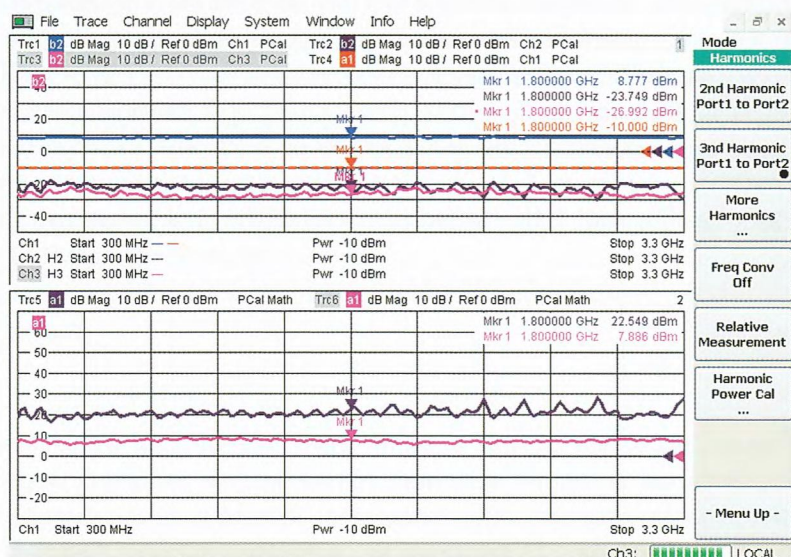


Рис. 7.4.8 Измерение уровней гармоник и точек пересечения IP_{k2} и IP_{k3} усилителя.

Пример 2: Измерение точек пересечения $IPk2$ и $IPk3$ с использованием качания мощности

Вместо частотного качания, описанного выше, может быть использовано качание мощности для определения точек пересечения на заданной частоте. Наклоны откликов, полученные при качании мощности, соответствуют рис. 7.4.2. Точки пересечения $IPk2$ и $IPk3$ могут быть вычислены построением касательной или основываясь на формулах (7.4-8) и (7.4-10). В обоих случаях только часть откликов, в которых не возникает эффекта насыщения, является существенной.

Пример 3: Измерение точек пересечения $IPk2$ и $IPk3$ при постоянном воздействии

Анализаторы спектра также удобны для измерения гармоник. ИУ обычно поставляется с фиксированной частотой f_1 и его выходной сигнал индицируется на анализаторе спектра в функции от частоты. Затем мы можем наблюдать соответствующие гармоники выходного сигнала на частотах $f_1, 2f_1, 3f_1$. Недостаток этой техники заключается в том, гармоники измеряются только на одной частоте воздействия. Для целей компетентности мы должны упомянуть, что это измерение также возможно при использовании анализатора цепей. В формуле для частоты генератора (см. формулу 7.1-1) мы устанавливаем константы $d_{\text{numerator}} = 0, c_{\text{numerator}} = 1, c_{\text{denominator}} = 1$ и фиксированную частоту $f_{\text{const}} = f_1$. Качание должно быть сконфигурировано таким образом, чтобы анализатор точно измерял частотные выборки $f_1, 2f_1, 3f_1$ (см. формулу 2.8-1). В следующем примере мы выбрали частоту $f_1 = 1,8$ ГГц. Качание со 181 точками и размахом 9 ГГц имеет частотную сетку 0,05 ГГц и гарантирует, что точки качания совпадают с частотами 1,8 ГГц, 3,6 ГГц, 5,4 ГГц и других гармоник на частотах 7,2 ГГц и 9 ГГц.

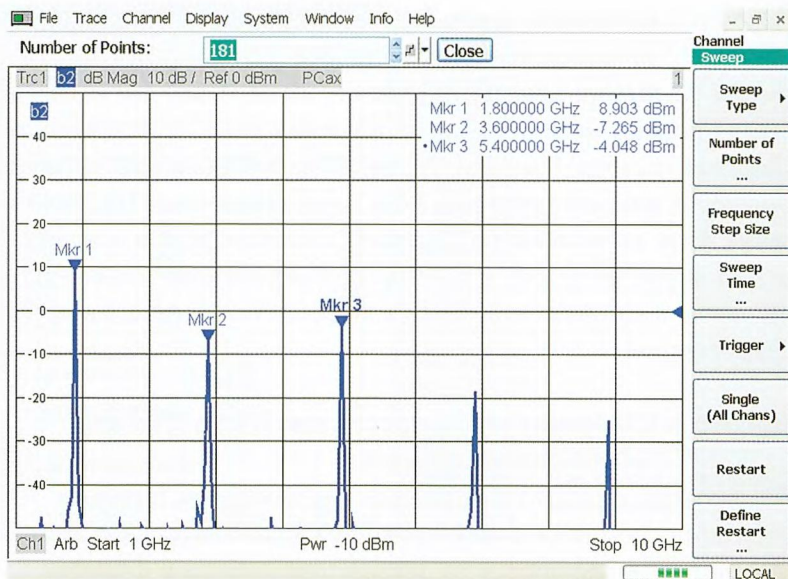


Рис. 7.4.9 Измерение гармоник усилителя с воздействием на фиксированной частоте.

7.5 Интермодуляция

7.5.1 Модель интермодуляционных искажений

Радиоканалы, используемые для передачи сигналов, занимают частотную полосу B . Это означает, что компоненты схемы, которые используются, имеют не только одиночную частоту, приложенную к ним. Простой испытательный сигнал, который, по крайней мере, частично копирует занятую полосу B , состоит из двух синусоидальных колебаний одинаковой амплитуды $\hat{A}_1 = \hat{A}_2$ и с частотным промежутком B . Он известен как **двухчастотный (двухтональный) сигнал**. Мы будем обычно сталкиваться с частотными промежутками $f_1 - f_2 = 10$ кГц до 10 МГц.

$$a(t) = \hat{A}_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) + \hat{A}_2 \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2) \quad (7.5-1)$$

Как и при гармоническом анализе, сигнал (7.5-1) вводится в ряд Тэйлора (7.4-1) при $k_{\max} = 3$. Это приводит в результате к тому, что известно как **продукт интермодуляции**. Как только мы упростили и отсортировали различные члены, мы можем суммировать результаты в следующей таблице.

Компонент	Формула	Замечан.
Компонента постоянного тока	$0,5 \cdot s_2 \cdot (\hat{A}_1^2 + \hat{A}_2^2)$	1)
Фундаментальный (первая гармоника)	$s_1 \hat{A}_1 \cdot \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1)$ $s_1 \hat{A}_2 \cdot \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2)$	2)
Кросс-модуляция	$(0,75 \cdot s_3 \hat{A}_1^3 + 1,5 \cdot s_3 \hat{A}_1 \hat{A}_2^2 \cdot \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1))$ $(0,75 \cdot s_3 \hat{A}_2^3 + 1,5 \cdot s_3 \hat{A}_1^2 \hat{A}_2 \cdot \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2))$	3)
2-я гармоника	$(0,5 \cdot s_2 \hat{A}_1^2) \cdot \cos(2 \cdot 2\pi f_1 t + 2\varphi_1)$ $(0,5 \cdot s_2 \hat{A}_2^2) \cdot \cos(2 \cdot 2\pi f_2 t + 2\varphi_2)$	4)
Продукты интермодуляции 2-го порядка	$(s_2 \hat{A}_1 \hat{A}_2) \cdot \cos(2\pi(f_1 - f_2)t + \varphi_1 - \varphi_2)$ $(s_2 \hat{A}_1 \hat{A}_2) \cdot \cos(2\pi(f_1 + f_2)t + \varphi_1 + \varphi_2)$	5)
3-я гармоника	$0,25 \cdot s_3 \hat{A}_1^3 \cdot \cos(3 \cdot 2\pi f_1 t + 3\varphi_1)$ $0,25 \cdot s_3 \hat{A}_2^3 \cdot \cos(3 \cdot 2\pi f_2 t + 3\varphi_2)$	4)
Продукты интермодуляции 3-го порядка	$0,75 \cdot s_3 \hat{A}_1^2 \hat{A}_2 \cdot \cos(2\pi(2f_1 + f_2)t + 2\varphi_1 + \varphi_2)$ $0,75 \cdot s_3 \hat{A}_1 \hat{A}_2^2 \cdot \cos(2\pi(2f_1 - f_2)t + 2\varphi_1 - \varphi_2)$ $0,75 \cdot s_3 \hat{A}_1 \hat{A}_2^2 \cdot \cos(2\pi(2f_2 + f_1)t + 2\varphi_2 + \varphi_1)$ $0,75 \cdot s_3 \hat{A}_1 \hat{A}_2^2 \cdot \cos(2\pi(2f_2 - f_1)t + 2\varphi_2 - \varphi_1)$	6)

Таблица 7.5.1 Интермодуляционные продукты.

Примечания на таблице:

- 1) Этот компонент имеет частоту 0 Гц и обычно не относится к делу из-за развязки по постоянному току.
- 2) Гармоники первого порядка обычно представляют полезный сигнал. Они соответствуют усиленному или ослабленному синусоидальному колебанию, которое подается на вход.
- 3) Компоненты, известные как **кросс модуляция**, имеют ту же частоту, что и полезный сигнал и поэтому не могут быть разделены с ним при измерении.
- 4) Эта компонента сигнала представляет гармоники высшего порядка полезного сигнала, которые имеют относительно большой частотный промежуток относительно него между частотами величиной f_1, f_2 , или $2f_1, 2f_2$, соответственно. Они легко подавляются фильтрами.
- 5) **Интермодуляционные продукты 2-го порядка** (также известные как **дифференциальные тона**) используются, например, в смесителях как верхняя боковая полоса $f_1 + f_2$ или нижняя боковая полоса $f_1 - f_2$. Считается, что они нежелательны в следующем и характеризуются в контексте пересечения второго порядка (SOI).
- 6) Интермодуляционные продукты третьего порядка обрабатываются в контексте пересечения третьего порядка (TOI). Компоненты сигнала с частотами $2f_1 - f_2$ и $2f_2 - f_1$ являются особенно разрушительными, поскольку они относительно близки к полезному сигналу.

Следующий рисунок иллюстрирует термины, перечисленные в таблице 7.5.1. Цветная кодировка соответствует таблице (голубой: фундаментальная, желтый: продукты второго порядка; красный: продукты третьего порядка). Порядок интермодуляционных продуктов соответствует сумме компонентов, которые вовлечены. Например, для продукта с частотой $2f_1 - f_2$ мы рассчитываем порядок как $2 + 1 = 3$. Все продукты таблицы 7.5.1, не говоря о фундаментальных, собраны выражениями для интермодуляционных искажений (Intermodulation distortion IMD).

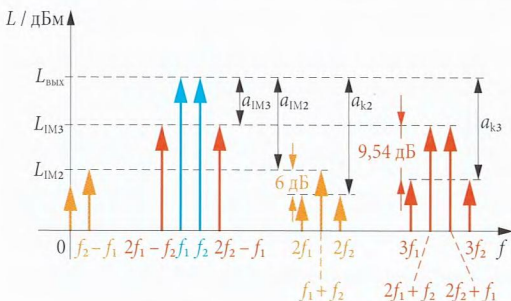


Рис. 7.5.1
Выходной спектр нелинейной цепи при двухчастотном входном сигнале при $f_1 < f_2$.

Определение интермодуляционного подавления a_{IM2} , a_{IM3} просматривается из рисунка выше:

$$a_{IM2} = L_{\text{ВЫХ}} - L_{IM2} \quad (7.5-2)$$

$$a_{IM3} = L_{\text{ВЫХ}} - L_{IM3} \quad (7.5-3)$$

Как при гармоническом анализе, возрастание уровня двух синусоидальных колебаний на входе на $\Delta L_{\text{ВХ}}$ приводит также к изменению уровня в соответствующих интермодуляционных продуктах на $n\Delta L_{\text{ВХ}}$, где n-порядок продукта, а изменения уровня выражаются в дБ.

В результате, мы можем рассчитать **точку пересечения n-го порядка**. Эта точка задается в дБм ко входному уровню $L_{IPn \text{ ВХ}}$.

$$L_{IPn \text{ ВХ}} = \frac{a_{IMn}}{n-1} + L_{\text{ВХ}} \quad (7.5-4)$$

При фиктивном входном уровне $L_{IPn \text{ ВХ}}$ интермодуляционный продукт n-го порядка имеет тот же уровень, что и первая гармоника на

f_1 или на f_2 . Другие величины, находящиеся в формуле (7.5-4), являются подавлением интермодуляции a_{IMn} для интермодуляционного продукта n -го порядка в дБм. Этот уровень относится к одному из двух входных сигналов с той же самой амплитудой. В большинстве случаев указывается **пересечение второго порядка (SOI)** и **пересечение третьего порядка (TOI)**. Для их входного уровня $L_{IP2\text{ вх}}$ или $L_{IP3\text{ вх}}$ мы имеем следующее:

$$L_{IP2\text{ вх}} = a_{IM2} - L_{\text{вх}} \quad (7.5-5)$$

$$L_{IP3\text{ вх}} = \frac{a_{IM3}}{2} + L_{\text{вх}} \quad (7.5-6)$$

Мы можем рассчитать выходные относительные уровни $L_{IP2\text{ вых}}$ и $L_{IP3\text{ вых}}$ точек пересечения, как это было в разделе 7.4.1. Поэтому мы только добавляем усиление a_{s21} в дБ к уровням $L_{IP2\text{ вх}}$ и $L_{IP3\text{ вх}}$, соответственно.

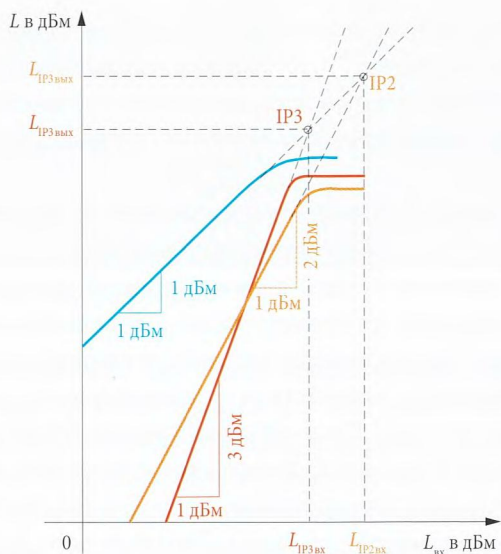


Рис. 7.5.2
конструкция точек
пересечений IP2 и IP3

7.5.2 Измерение интермодуляционных продуктов и их точек пересечения

Чтобы измерить интермодуляцию, нам необходим двухтональный сигнал с частотами f_1 и f_2 . Трех- и четырех-портовые анализаторы цепей, базирующиеся на концепции многократного источ-

ника, способны одновременно вырабатывать частоты f_1 и f_2 с помощью своих внутренних генераторов. Эти сигналы воздействия являются доступными, например, в тестовых портах 1 и 3. Анализаторы цепей, которые имеют только один внутренний генератор, будут требовать внешнего генератора сигналов для этого применения. Управление внешним генератором сигнала предварительно обсуждалось в разделе 7.1.9. Произвольный режим может быть использован для конфигурации постоянного сдвига частоты между все привлеченными генераторами (внутренними и внешними генераторами).

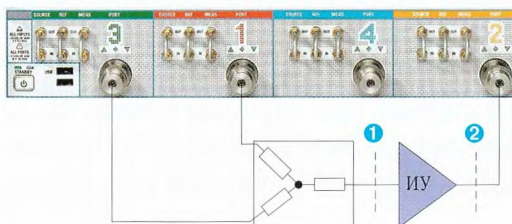


Рис. 7.5.3
Измерение интермодуляции, используя R&S® ZVA 24 и делитель мощности для комбинации сигналов от испытательных портов 1 и 3.

Возможные реализации устройства комбинирования обсуждаются в разделе 7.1.10. Синусоидальные колебания на частотах f_1 и f_2 , которые используются как сигналы воздействия, должны иметь тот же самый уровень на входе ИУ (опорная плоскость ❶).

Пример 1: Интермодуляционные измерения с использованием частотного качания

В качестве нашего первого примера измерений, мы рассмотрим измерение интермодуляции с использованием частотного качания. Предполагается тестовая установка, показанная на рис. 7.5.3. Мощность воздействия устанавливается на -13 дБм. Центральная частота 1 ГГц и диапазон качания 200 МГц определяют пределы базовой частоты f_b . В произвольном режиме мы будем использовать установки по умолчанию, исключая тестовый порт 3 (см. рис. 7.5.4 на следующей странице). Тестовый порт 3 работает, как постоянный активный тестовый порт (колонокка «Gen» контролируется) и для него назначается частота генератора $f_b + 1$ МГц. Сначала мощность источника $L_{вх}$ в тестовом порту 1 индицируется как Trc1. Показывать мощность источника в испытательном порту 3 нет необходимости, поскольку он равен уровню в тестовом порту 1. Выходной уровень ИУ на частоте f_b измеряется на тестовом порту 2 как Trc2. Для измерения интермодуляции генерируется новый отклик

Trc3 из отклика Trc2 и он приписывается отдельному каналу Ch2. Это предварительное условие для использования Trc3, как показано ниже. Поскольку новый канал Ch2 был получен из Ch1, ему приписывается та же самая конфигурация произвольного режима, которая показана на рис. 7.5.4. Но в отличие от этой установки, Trc3 должен быть использован для измерения мощности интермодуляционного продукта третьего порядка. Чтобы это выполнить, необходимо использовать частоту приемника $2f_1 - f_2 = 2(f_b + 1 \text{ МГц}) - f_b = f_b + 2 \text{ МГц}$. Диалог «Port Configuration» (Конфигурация порта), связанный с каналом Ch2, модифицируется в колонке «Receiver frequency» (Частота приемника) на $f_b + 2 \text{ МГц}$, чтобы удовлетворить этим требованиям. В качестве измеряемой величины выбрана волна b_2 , потому что она соответствует выходному сигналу ИУ.

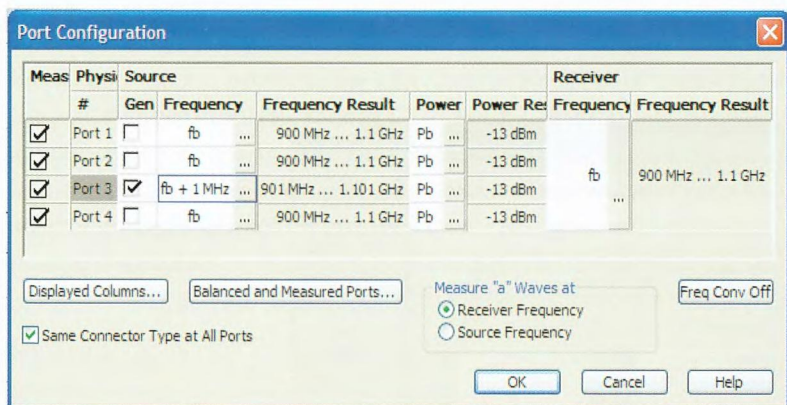


Рис. 7.5.4 Конфигурация произвольного режима.

При измерении интермодуляции мы интересуемся, главным образом, точкой пересечения третьего порядка IP3. Она может быть определена из подавления интермодуляции a_{IM3} и входного уровня $L_{\text{вх}}$. На рис. 7.5.5 использована математика отклика для вычисления отклика для точки пересечения IP3. Соответствующий отклик показан в нижней части на рис. 7.5.7 и 7.5.8. Математика отклика базируется на линейных комплексных измеренных значениях. Поэтому мы должны выразить формулу (7.5-6) в терминах линейной мощности. Мы используем входную мощность $P_{\text{вх}} = |a_1|^2$, выходную мощность первой гармоники $P_{\text{вых}} = |b_2(f_b)|^2$ и выходную мощность интермодуляционного продукта. Здесь это есть $P_{\text{IM3}} = |b_2(f_b + 2 \text{ МГц})|^2$.

$$P_{IP3_{BX}} = \left(\frac{P_{\text{вых}}}{P_{IM3}} \right)^{1/2} \cdot P_{\text{BX}} \quad (7.5-7)$$

Поскольку результатом расчета будет волновая величина, только модули комплексных волновых величин используются в математическом выражении рис. 7.5.5 вместо квадратов модулей.

Калибровка мощности является необходимой для того, чтобы точно выполнить интермодуляционное измерение. Опорные плоскости для этого измерения расположены немедленно перед и после ИУ (см. ❶ и ❷ на рис. 7.5.3).

Поскольку делитель мощности уже присутствует в испытательной установке в процессе калибровки мощности, его вносимые потери в 6 дБ компенсируются процессом калибровки.

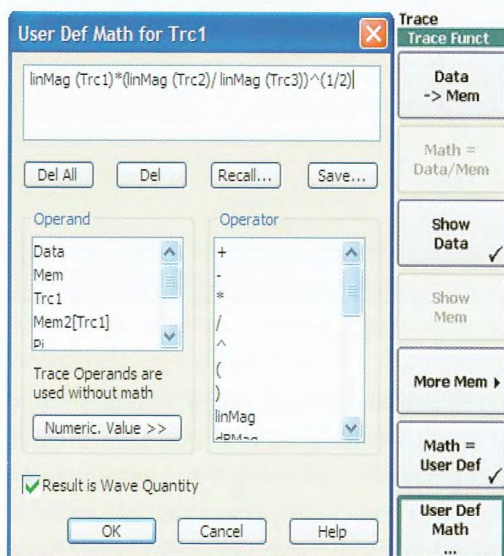


Рис. 7.5.5
Математика отклика
для вычисления точки
пересечения IP3.

1. Во-первых, мы должны выполнить калибровку мощности источника волновых величин a_1 и a_3 для канала Ch1. В процессе этой калибровки только тот тестовый порт должен быть активирован, который калибруется¹⁾. Кроме того, требуется калибровка мощности приемника для волновой величины $b_2(f_b)$, как описывалось в разделе 7.1.3.
2. Для канала Ch2, т.е. интермодуляционного продукта, мы сначала выполняем калибровку мощности источника, покрывающую частотный диапазон интермодуляционного продукта (здесь от 902 МГц до 1,002 ГГц). Эта калибровка мощности источника используется для калибровки мощности приемника для интермодуляционного продукта $b_2(f_b + 2 \text{ МГц})$.
3. Для волновых величин a_1 и a_3 канала Ch2 калибровка мощности источника из канала Ch1 должна быть обеспечена.

Возможно также пропустить шаг 2 и использовать калибровку мощности приемника из канала Ch1 для Ch2. Если частотные точки калиброванного канала Ch2 не совпадают точно с точками качания отклика Trc2, коррекционные данные обыкновенно рассчитываются интерполяцией/экстраполяцией. Конечно, это приведет к потере точности.

1) В интерфейсе пользователя, показанном на рис. 7.5.6, кликните кнопку „Modify setting“ (модифицировать установки) в диалоге „Source Power Cal“ (калибровка мощности источника). Это должно открыть диалоговый ящик „Modify Source Power Cal Setting“ (модифицировать установки калибровки мощности источника). Проверьте „Switch off all other sources during Cal sweep“ (выключите все другие источники в процессе качания калибровки) так, чтобы только калибруемый тестовый порт, например, „Source: Port 1“ (источник: порт 1) был активен в процессе калибровки мощности источника.

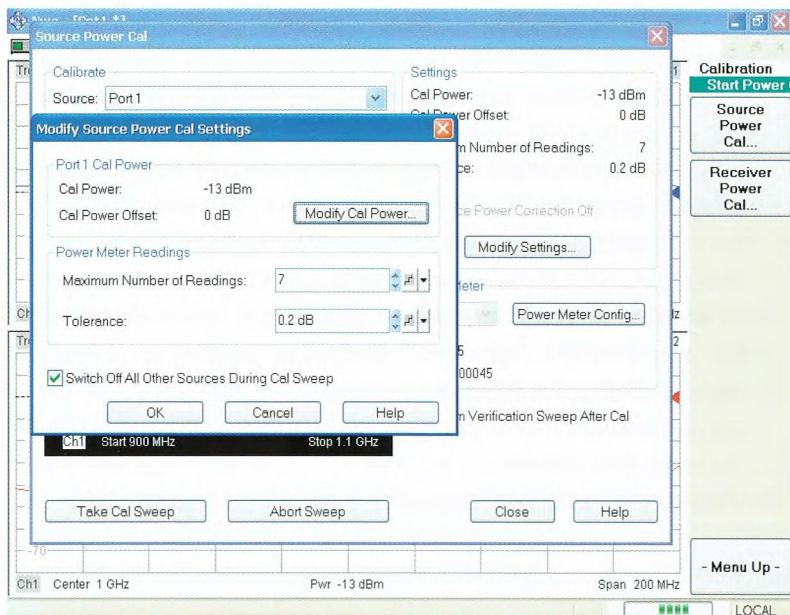


Рис. 7.5.6 Калибровка мощности источника в канале Ch1.

Как только процесс калибровки выполнен, подключается ИУ. Соответствующие результаты измерений показаны на рис. 7.5.7.

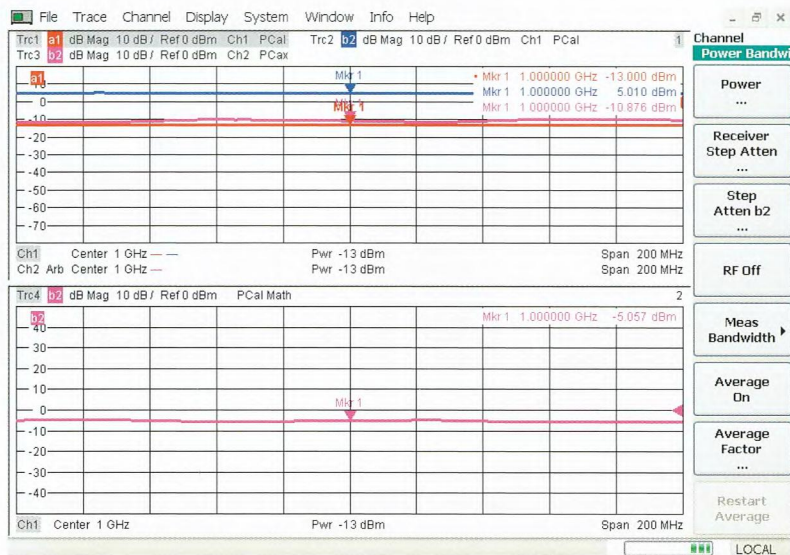


Рис. 7.5.7 Измерение интермодуляции в усилителе в частотном диапазоне от 900 МГц до 1,1 ГГц.

Интермодуляционные эффекты возникают в любой цепочке аналоговой обработки сигналов, которая содержит нелинейные компоненты и возбуждается, по крайней мере, от двух синусоидальных сигналов. Следовательно, невозможно предотвратить анализатор цепей от того, чтобы иметь ограниченное интермодуляционное подавление. Поскольку генерация сигнала управляется раздельно для частот f_1 и f_2 , и сигналы комбинируются с использованием линейных компонентов цепей, мы можем предполагать, что результирующий сигнал будет свободен от интермодуляции до тех пор пока генераторы достаточно развязаны сумматором. Если необходимо, между сумматором и каждым генератором могут быть вставлены фиксированные аттенюаторы, чтобы гарантировать лучшую развязку и предотвратить генераторы от взаимной интермодуляции одного от другого. Интермодуляция в анализаторе цепей должна тогда только встречаться в измерительном приемнике для тестового порта, который измеряет комбинированный сигнал. В текущем примере это есть тестовый порт 2 на рис. 7.5.3. Чтобы оценивать интермодуляционное подавление анализатора цепей, мы можем использовать два различных подхода:

1. Можно использовать ступенчатые аттенюаторы приемника для уменьшения уровня в измерительном приемнике. Поскольку эти механические аттенюаторы состоят из цепей на пассивных резисторах, они не влияют на интермодуляционное содержание измеряемого сигнала. Входной уровень измерительного приемника может быть уменьшен увеличением ослабления ступенчатого аттенюатора. Это уменьшает вклад приемника в интермодуляцию. Если этот вклад доминирует в результатах измерения, то изменение ослабления изменяет измеряемое подавление интермодуляции. Если в отклике не наблюдается никаких изменений, то можно считать измерения правильными, поскольку результаты измерений могут быть явно приписаны к ИУ.
2. ИУ заменяется на проходное соединение. Выходной уровень от ИУ, известный из отклика T_{sc2} на рис. 7.5.7, устанавливается как мощность источника для обоих каналов. Это означает, что измерительный приемник в тестовом порту 2 имеет тот же самый уровень, что и приложенный, как и при измерениях на рис. 7.5.7. Поскольку входной сигнал в тестовом порту 2 свободен от интермодуляции по причинам, установленным выше, анализатор цепей измеряет собственное интермодуляционное

подавление (рис. 7.5.8). Чтобы подтвердить, что интермодуляция на рис. 7.5.7 происходит от ИУ, мы должны проверить, что подавление интермодуляции в тестовом порту 2, по крайней мере, на 10 дБ лучше, чем (ожидаемое) подавление интермодуляции ИУ. Это и есть наш случай.

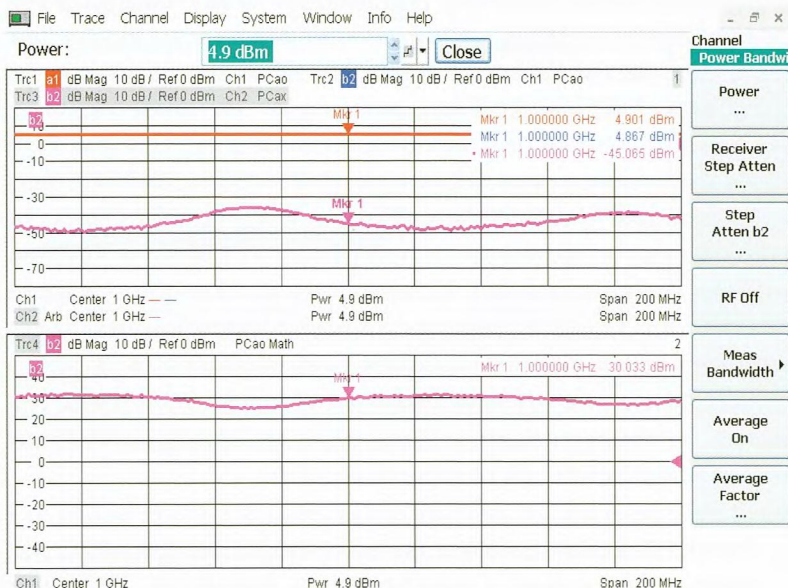


Рис. 7.5.8 Измерение интермодуляции анализатора цепей.

Конечно, было бы прекрасно иметь какой-то коррекционный механизм для компенсации интермодуляционных эффектов анализатора цепей. Но проблема состоит в том, что интермодуляционные продукты ИУ и анализатора накладываются друг на друга достаточно сложным образом. До настоящего времени не предложено вычислительной коррекции для этого эффекта в векторных анализаторах цепей.

Пример 2: Измерение интермодуляции с использованием качания мощности

Наш второй пример будет посвящен измерению IP3 с использованием качания мощности. Испытательная установка и установки анализатора такие же, как и в примере 1. В качестве типа качания мы выбрали качание мощности при центральной частоте 1 ГГц и диапазоне уровня от -25 дБм до +5 дБм. Мы можем повторить калибровку мощности, чтобы увеличить точность измерений. В полу-

ченных результатах измерений, показанных на рис. 7.5.9, эффект насыщения выходного уровня (отклики Trc2 и Trc3) виден явно. На этом рисунке отклик Trc4 был вычислен также для уровней, при которых ИУ был в режиме компрессии. Вычисление IP_3 , основанное на измеренном отношении уровней с использованием формулы (7.5-7), не имеет никакого смысла в области насыщения ИУ. В рассматриваемом примере это входные уровни $L_{вх} > -16$ дБм. Однако, рис. 7.5.9 уже выявляет флуктуации IP_3 ниже области насыщения. Поведение такого типа типично для усилителей, выполненных на полевых транзисторах.

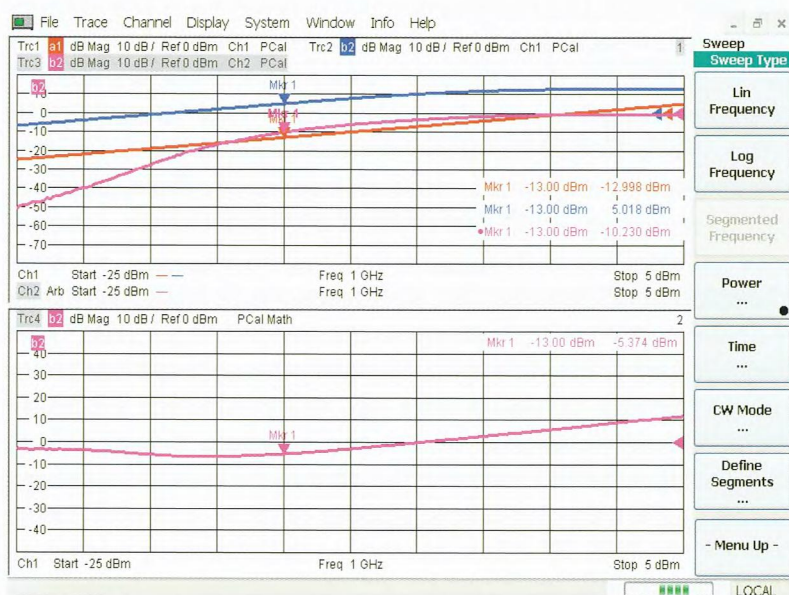


Рис. 7.5.9 Измерение интермодуляции усилителя с использованием качания мощности в диапазоне от -25 дБм до 5 дБм.

Пример 3: Измерение интермодуляции при постоянном воздействии

Для выполнения измерений интермодуляции мы можем также использовать анализаторы спектров. Для этого требуются два дополнительных генератора сигналов, которые нормально работают на фиксированных частотах, например, при $f_1 = 1$ ГГц $- 0,5$ МГц и $f_2 = 1$ ГГц $+ 0,5$ МГц. Спектр плотности мощности измеряется на выходе ИУ. Мы можем идентифицировать спектральные компоненты, показанные на рис. 7.5.1, на частотах $2f_1 - f_2$, f_1 , f_2 , $2f_2 - f_1$. Основываясь на этих значениях, мы можем тогда использовать

формулы (7.5-2)–(7.5-6) для расчета подавления интермодуляции a_{IM3} и определения точки пересечения IP3. Естественно, мы должны повторить это измерение для выборок множества частот, чтобы оценить зависимое от частоты поведение.

С целью повышения компетентности читателя мы продемонстрируем в следующем разделе, что это измерение может быть также выполнено с использованием анализатора цепей. Сначала мы должны сконфигурировать частотное качание так, чтобы измерительный приемник принимал точно на частотах $2f_1 - f_2, f_1, f_2, 2f_2 - f_1$ (см. формулу 2.8-1). В рассматриваемом примере мы устанавливаем прибор на 201 частотную выборку и диапазон качания от 997,5 МГц до 1002,5 МГц. Мы рассчитываем размер шага 25 кГц, так чтобы 4 точки качания точно совпали бы с частотами 998,5 МГц, 999,5 МГц, 1000,5 МГц и 1001,5 МГц. Ниже показаны требуемые параметры для произвольного режима. Наиболее важные это фиксированная частота генератора в тестовых портах 1 и 3. Это достигается следующим выбором констант: $d_{\text{numerator}} = 0$, $c_{\text{numerator}} = 1$ и $c_{\text{denominator}} = 1$, которые приписаны к этим портам. Постоянные частоты f_{const} , необходимые для портов 1 и 3, устанавливаются на 999,5 МГц и 1000,5 МГц соответственно. Подобно предыдущим примерам, порт 3 работает как постоянный активный порт, что контролируется в колонке «Gen». Частота приемника остается на значении f_b , означая, что соответствующие константы оставлены на значениях по умолчанию $d_{\text{numerator}} = 1$, $d_{\text{denominator}} = 1$, $c_{\text{numerator}} = 0$.

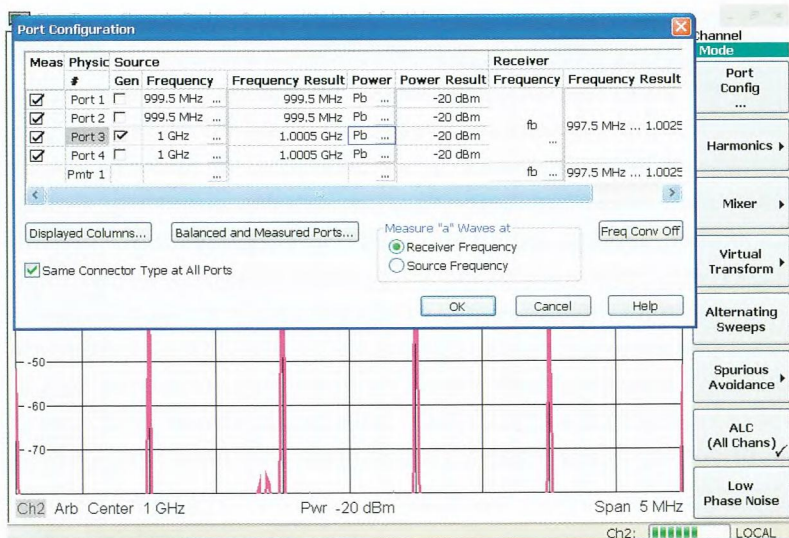


Рис. 7.5.10 Параметры произвольного режима в процессе измерения с использованием генераторов фиксированных частот.

Дельта маркеры были помещены на максимумы откликов на рис. 7.5.11. Они полезны для прямого считывания подавления интермодуляции a_{IM3} и смещения частоты относительно частоты f_1 .

Конфигурация, показанная на рис. 7.5.3, может быть собрана без прямого доступа к генератору и приемнику. Однако если мы хотим также измерить входной коэффициент отражения ИУ, сумматор не должен располагаться между портом 1 и ИУ. Разъемы «Source» (источник) тестовых портов 1 и 3 могут быть использованы, как показаны на рис. 7.5.12, чтобы расположить сумматор таким образом, чтобы он не ухудшил направленности тестового порта 1.

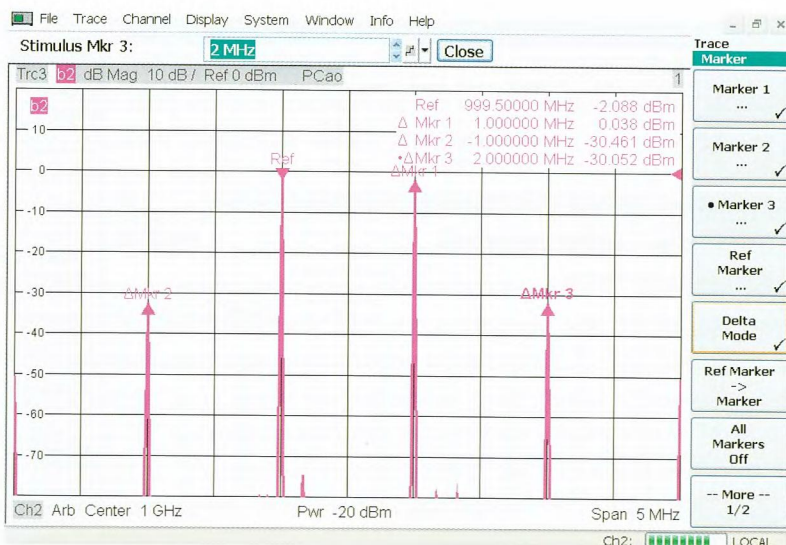


Рис. 7.5.11 Измерение интермодуляции с использованием генераторов фиксированной частоты.

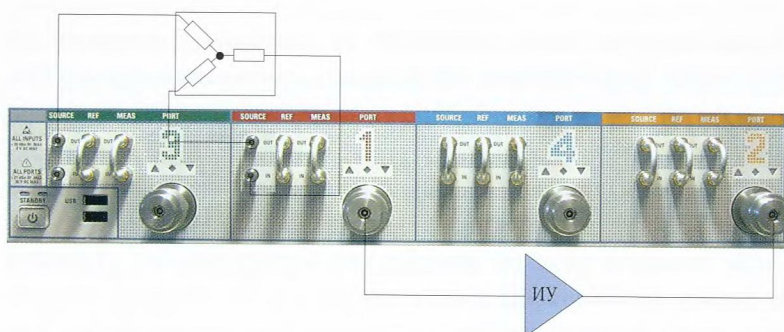


Рис. 7.5.12 Измерение интермодуляции с использованием R&S® ZVA24 с прямым доступом к генератору и приемнику.

7.6 Усилитель мощности с внешней тестовой установкой

Следующий пример показывает испытательную установку, используемую для измерения **усилителей высокой мощности** с выходной мощностью 20 Вт. Усилитель требует входной мощности 2 Вт, что соответствует 33 дБм. На рис. 7.6.1 удобный усилитель 25 дБ присоединяется к прямому выходу испытательного порта 1 для повышения мощности источника. Между **усилителем мощности** и ИУ вставляется соответствующий двойной направленный ответвитель,

который сконфигурирован так, что как опорный канал (a_1 -волна), так и измерительный канал (b_1 -волна) входа ИУ, могут наблюдаться. Сигналы a_1 и b_1 поступают на разъемы «Ref In» (вход опорного канала) и «Meas In» (вход измерительного канала), соответственно. Фиксированные аттенюаторы могут использоваться для адаптации их уровней. Эта часть тестовой установки также называется **внешней тестовой установкой**. В принципе, двойной направленный ответвитель может также быть заменен на комбинацию расщепителя мощности и трех-портового направленного ответвителя. С этой комбинацией, однако, мы должны ожидать высоких вносимых потерь для внешней тестовой установки. Фиксированный аттенюатор на 23 дБ¹⁾ имеет охлаждение, требуемое для поглощения значительной доли выходной мощности ИУ перед тем, как она достигает тестового порта 2.

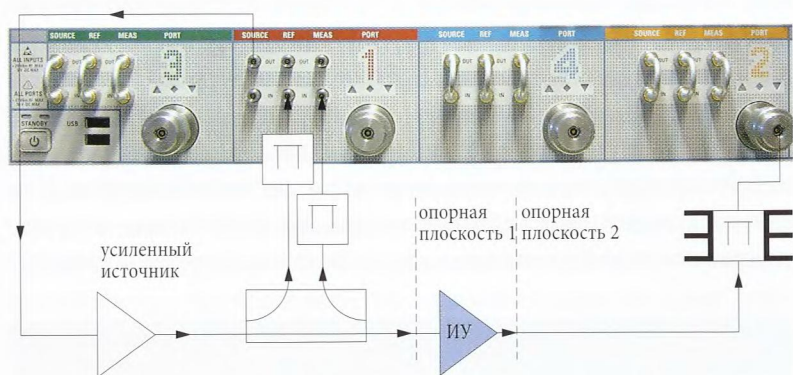


Рис. 7.6.1 Испытательная установка с усиленным источником и внешняя испытательная установка.

Фиксированный аттенюатор в тестовом порту 2 приводит к значительному ухудшению направленности в этом порту. Раздел 2.4.1 объясняет причину этого ухудшения. Тестовая установка рис. 7.6.1 неудобна для измерения s_{22} из-за очень ограниченной исходной направленности. По этой причине рекомендуется односторонняя двух-портовая техника калибровки, описанная в разделе 3.4.6.

1) Фиксированные аттенюаторы, способные работать при мощности несколько ватт (например, здесь, по крайней мере, 20 Вт), обычно имеют обозначенный входной порт. Если пользователь изменяет входной и выходной порт аттенюатора, то способность фиксированного аттенюатора работать с высокой мощностью существенно снижается, что может привести к выгоранию аттенюатора и к некоторому вторичному повреждению (например, повреждению анализатора, риску пожара).

Эта неполная техника калибровки не нуждается в величинах s_{22} и s_{12} . Это и есть причина, почему она здесь используется. В процессе калибровки усилитель высокой мощности (ИУ) должен быть заменен подходящим калибрационным стандартом.¹⁾ Поскольку согласованная нагрузка, подключенная к выходу ИУ, не корректируется этой техникой, она должна быть настолько хорошим, как это только возможно. Это может быть достигнуто выбором высококачественного 23 дБ фиксированного аттенюатора с хорошим согласованием. Чтобы гарантировать, что уровень сигнала воздействия является достаточно точным, необходимо выполнить калибровку мощности источника в опорной плоскости 1.

На рис. 7.6.2 испытательная установка была расширена, чтобы включить вторую внешнюю испытательную установку. Это исключает проблему направленности в тестовом порту 2, так что техники, описанные в разделах 3.4.2 – 3.4.4, могут быть использованы для калибровки. Это позволяет обеспечить измерения s_{22} прямо в опорной плоскости 2. Согласованная нагрузка, оснащенная неидеальным фиксированным аттенюатором на 23 дБ, корректируется линейным образом как часть коррекции системной ошибки. Изучите следующий раздел для более детальных сведений по интерпретации измеряемой величины s_{22} для усилителя высокой мощности.

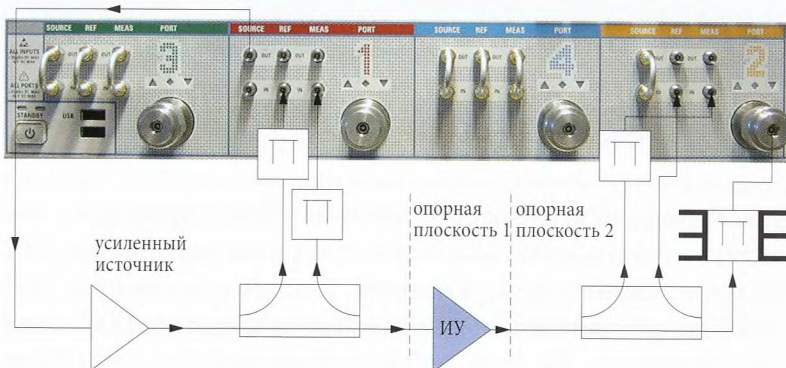


Рис. 7.6.2 Испытательная установка с усиленным источником и двумя внешними тестовыми установками.

1) Убедитесь, что калибровочные стандарты удовлетворяют требованиям их способности работы с мощными сигналами.

7.7 Измерение горячих S-параметров

Характеристики нелинейных компонентов являются зависимыми от уровня. Обычно наиболее важной из них является зависимость от входного уровня. Рис. 7.2.2 показывает передачу a_{s21} усилителя как функцию входного уровня. Мы можем отметить существенные отклонения в окрестности точки компрессии 1 дБ и выше. В этом случае, оставшиеся S-параметры зависят обычно также от входного уровня. На рис. 7.6.1 параметр s_{11} измерялся при входной мощности 2 Вт. Одной альтернативой было бы, например, измерение a_{11} без усиленного источника, в случае которого внешняя испытательная установка могла быть опущена. Благодаря низкому уровню, однако, это измерение s_{11} не соответствовало бы реальным рабочим условиям, и полученные результаты были бы бесполезными для практических целей.

Параметр s_{22} особенно важен для оптимизации выходного согласования. В измерительных схемах, которые мы обсуждали до настоящего времени, этот параметр регистрировался в процессе обращенной работы. Это означает, что возбуждение с порта 1 отключается, и вместо этого мы подаем сигнал на порт 2. Как следствие, усилитель не принимает никакого входного сигнала в процессе измерения s_{22} , так что измерение не соответствует реальной рабочей ситуации.

При горячем измерении s_{22} усилитель принимает входной сигнал на частоте f_1 , поданный на порт 1. Уровень L_1 сигнала сконфигурирован так, что усилитель принимает правильный выходной уровень $L_{\text{вых}}$ для его применения. В то же самое время выполняется измерение отражения на выходе на частоте $f_2 = f_1 + \Delta f$. Мощность источника L_2 на тестовом порту 2 значительно ниже, чем уровень $L_{\text{вых}}$ (типично, $L_2 = L_{\text{вых}} - 30$ дБ). Опорный канал и измерительный канал регистрируются в тестовом порту, соединенном с выходом усилителя, на частоте f_2 . Чтобы гарантировать достаточное разделение с сигналом, используемым в испытательном порту 1, частотный промежуток Δf должен быть, по крайней мере, в три-пять раз больше значения полосы пропускания по ПЧ. Если анализатор цепей позволяет обеспечить выбор, мы рекомендуем использование фильтра ПЧ с высокой селективностью. В противном случае промежуток Δf придется далее увеличивать. В испытательной установке, показан-

ной на рис. 7.7.1, использовался анализатор цепей по рис. 7.1.6. Он имеет два внутренних генератора. В нашем примере, испытательные порты 1 и 4 были выбраны, поскольку они могут одновременно работать как активные тестовые порты с различными частотами.

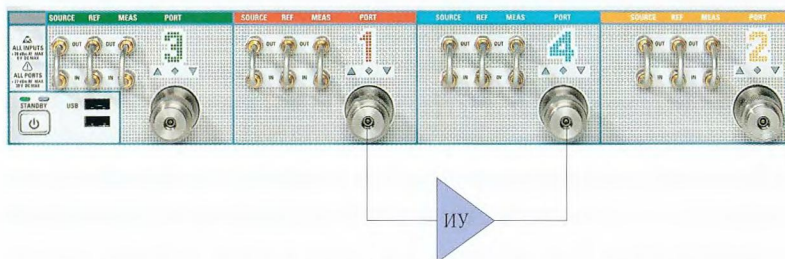


Рис. 7.7.1 Измерение горячего параметра s_{22} с использованием анализатора цепей R&S ZVA 24.

В принципе, мы можем также использовать другие испытательные порты. Что является критическим здесь – это то, что оба порта приписываются к различным генераторам (см. рис. 7.1.6). До такой степени, как необходимы усиленный источник и фиксированный аттенюатор, испытательная установка с рис. 7.7.1 должна быть расширена, подобно рис. 7.6.2 с использованием тестового порта 4.

Рис. 7.7.2 показывает требуемые установки в произвольном режиме для измерения горячего параметра s_{22} . Генератор в тестовом порту 1 постоянно включен для измерений. Мощность источника в тестовом порту 1 должна быть установлена на фиксированное значение +10 дБм¹⁾ в соответствии с нормальным рабочим состоянием нашего ИУ. Таким образом, это не зависит от уровня –25 дБм, используемого для других тестовых портов (указанных с помощью клавиши POWER – мощность). При нашем измерении горячего параметра s_{22} уровень –25 дБм использован в тестовом порту 2. Смещение частоты источника в тестовом порту 1 установлено в соответствии с формулой (7.1-1) как $d_{\text{numerator}} = d_{\text{denominator}} = 1$ и $c_{\text{numerator}} = c_{\text{denominator}} = 1$, а также $f_{\text{const}} = 10$ МГц. Ясно, что частотная отстройка 10 МГц вполне достаточна в связи с полосой по ПЧ 10 кГц.

1) В интерфейсе пользователя, показанном на рис. 7.7.2, имеется диалоговый ящик для уровня воздействия, подобный использованному для конфигурирования частоты воздействия. Он также содержит константы, входящие в формулу (7.1-1). В порту 1 они устанавливаются следующим образом: $d_{\text{numerator}} = 0$, $c_{\text{numerator}} = 1$, $c_{\text{denominator}} = 1$, а также $P_{\text{const}} = 10$ дБм.



Рис. 7.7.2 Установки примера для произвольного режима для измерения горячего параметра s_{22} с помощью R&S® ZVA 24.

7.8 Измерения с толчками нагрузки

Если импеданс нагрузки Z правильно сконфигурирован, возможно обеспечить максимально возможную мощность P_A от источника. Она известна как **доступная мощность** P_A и соответствующий рабочий случай известен как случай **согласования мощности**. При условии, что импеданс источника равен $Z_{ист}$, этот случай соответствует так спроектированному импедансу нагрузки, что $Z = Z_{ист}^*$ (теорема о максимуме мощности). В случае линейного источника импеданс источника $Z_{ист}$ является постоянным и не зависит от выходных величин u и i . Вот в чем причина того, что он может быть рассчитан из напряжения источника u (напряжение холостого хода) и действующей пары (u, i) выходных величин в пределах низкочастотного проектирования. В ВЧ технике должен быть использован векторный анализатор цепей для определения коэффициента отражения источника $\Gamma_{ист}$, а на основе этого измерения может быть рассчитан импеданс источника $Z_{ист}$. Тем не менее, векторный анализатор цепей имеет преимущество в том, что $Z_{ист}$ и, в связи с этим, $\Gamma_{ист}$ не зависят от действующих волновых величин (a, b) .

Следующий рисунок показывает модель нелинейного источника, например, выходной сигнал усилителя большой мощности. Он является идеальным источником напряжения с нелинейным импедансом источника. Импеданс источника $Z_{\text{ист}}(u, i)$ зависит от напряжения на выводах u и от выходного тока i . На оба параметра влияет импеданс нагрузки Z , который используется. Измерение импеданса источника $Z_{\text{ист}}(u, i)$, в котором используется конкретный импеданс нагрузки Z_0 , не может таким образом применяться к работе с различными импедансами нагрузки $Z \neq Z_0$.

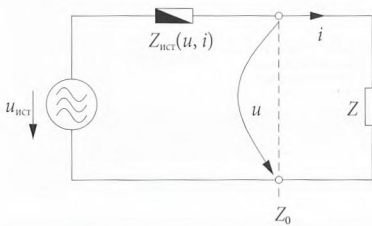


Рис. 7.8.1
Источник с нелинейным внутренним импедансом.

Изменяя импеданс нагрузки Z с помощью так называемой техники толчка нагрузки, мы можем установить различные рабочие состояния для u и i и затем определять действующую поставляемую мощность P_d , которая поглощается нагрузкой. Этот уровень приписывается точке на диаграмме Смита, которая соответствует используемому импедансу нагрузки. Привычно комбинировать точки с одной и той же поставляемой мощностью для построения кривых. Точка на диаграмме Смита, в которой имеет место максимальная мощность P_d , соответствует случаю согласования мощности (которая есть точка $\star$ на следующем рисунке).

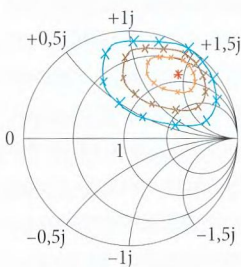


Рис. 7.8.2
Пример откликов с эквивалентной поставляемой мощностью.

Чтобы выполнить измерения, описанные выше, нам необходим механизм, который может синтезировать произвольный импеданс нагрузки, как это необходимо. Важно, что импеданс должен быть физически приложен к ИУ. Следовательно, изменение опорного

импеданса с помощью встраивания, например, не является альтернативой. Для измерения с толчками нагрузки мы используем одночастотное воздействие на частоте f_0 . На первый взгляд, это выглядит как достаточное условие для реализации требуемой нагрузки в узкой полосе при f_0 . Синтетическая нагрузка при f_0 должна быть сконфигурирована так, чтобы, если это возможно, она могла использовать отслеживание всех точек на диаграмме Смита. Наилучшее известное решение есть так называемый тюнер. Его базовый принцип работы иллюстрируется на рис. 7.8.3а. Он состоит из воздушной линии со скользящим контактом, устроенном на внутреннем проводнике. На этом контакте укреплен шлейф, который имеет движущийся короткозамыкатель. Меняя две регулируемые величины x_{pos} (положение скользящего контакта) и y_{pos} (положение короткозамыкателя относительно скользящего контакта), импеданс Z_0 испытательного прибора может быть преобразован в любую произвольную точку на диаграмме Смита. На рис. 7.8.3б, например, он преобразуется в точку ②. Однако потери в установке предохраняют нас от установки коэффициентов отражения $|\Gamma(f)| \approx 1$ (типично, ограничение есть $|\Gamma(f)| < 0,95$).

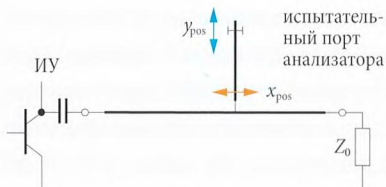


Рис. 7.8.3а Базовый принцип тюнера.

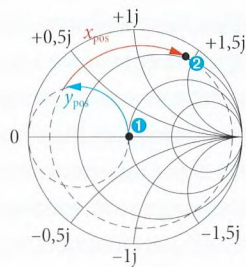


Рис. 7.8.3б Траектории преобразования.

Перед действующими измерениями тюнер должен быть откалиброван. Чтобы сделать это, соедините два его порта с анализатором цепей (рис. 7.8.4а). Анализатор регистрирует S -параметр s_{11} тюнера для примерно 400–1600 различных установок тюнера (т.е. $x_{\text{pos}}/y_{\text{pos}}$ пар значений). Для действующего измерения (рис. 7.8.4б) анализатор цепей не является абсолютно необходимым. Он также может быть заменен на комбинацию генератора сигнала и анализатора спектра.

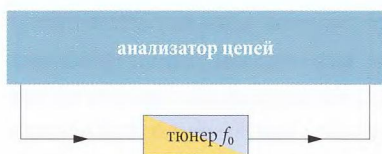


Рис. 7.8.4а
Калибровка тюнера.

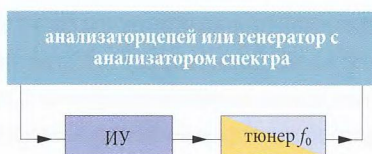


Рис. 7.8.4б
Испытательная установка для измерений с толчками нагрузки.

В процессе измерений (рис. 7.8.4б) коэффициент отражения, обеспечиваемый тюнером, не может контролироваться. Таким образом, повторяемость тюнера является важным критерием качества. Для механических тюнеров, описываемых здесь, отклонения в <-60 дБ являются типичными. Используя специальные интерполяционные алгоритмы в управляющей программе, второй важный параметр, т.е. разрешение установленной сетки, существенно улучшается. Кроме механических тюнеров, также коммерчески доступными являются электронные реализации на основе PIN диодов.

При нелинейных ИУ, обсуждающихся здесь, должны учитываться дополнительные гармоники на выходе. Вот почему является также привычным синтезировать дополнительные импедансы для гармоник на $2f_0$ и $3f_0$. Это также выполняется с узкими полосами пропускания и называется **гармонической настройкой**. Мы должны расширить установку на рис. 7.8.4б и включить в нее два дополнительных специальных тюнера. Они располагаются прямо у ИУ. Следующий рисунок дает пример импеданса нагрузки $Z(f)$ в процессе гармонической настройки.

Используя дополнительный тюнер на входе усилителя, мы можем смоделировать и оптимизировать окружающие цепи с высокой точностью. Рис. 7.8.6 показывает установку с четырьмя тюнерами. Поскольку эти устройства относительно дорогие, это решение используется только в исключительных случаях.

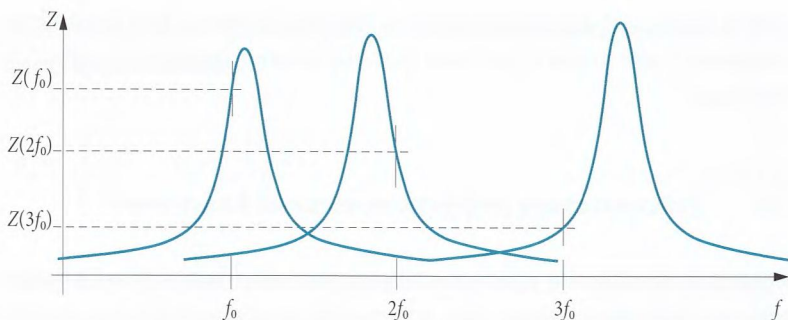


Рис. 7.8.5 Синтез импеданса в процессе гармонической настройки.

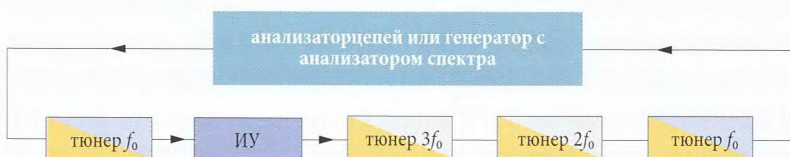


Рис. 7.8.6 Испытательная установка для измерений с толчками нагрузки с гармонической настройкой.

Возможны также комбинации измерения горячего S -параметра и измерения с толчками нагрузки. В технической литературе [GB04] предложена установка, которая регистрирует все четыре горячие S -параметры усилителя с одновременным измерением с толчками нагрузки по входу и выходу. S -параметры отнесены к фиксированному опорному импедансу Z_0 . Это обеспечивает прямое сравнение горячих S -параметров для различных импедансов нагрузки и источника. Как общее правило, горячие S -параметры нелинейного ИУ зависят от следующего:

- ◆ Частота измерений f_0
- ◆ Уровень источника P
- ◆ Коэффициент отражения источника $\Gamma_{\text{ист}}(f_0)$
- ◆ Коэффициенты отражения нагрузки $\Gamma(f_0)$, $\Gamma_{\text{ист}}(2f_0)$, $\Gamma_{\text{ист}}(3f_0)$
- ◆ Смещение $u_{\text{смещ}}$, $i_{\text{смещ}}$
- ◆ Возможные дополнительные неэлектрические величины (например, температура ν).

Однако важно держать в памяти, что горячие S -параметры остаются малосигнальной моделью, даже если дополнительные влияющие величины, такие как мощность P , включены в описание. Как это типично для малосигнальных моделей, разложение в ряд Тэйлора из формулы (7.4-1) обрывается после линейного эле-

мента (т.е. $k_{\max} = 1$). Следовательно, горячие S-параметры неудобны, например, для характеристики формирования гармоник высокого порядка.

7.9 Действительно дифференциальные измерения

Раздел 4.10 включает примеры симметричных (балансных) измерений на линейных цепях. Эти измерения выполняются как несимметричные измерения (т.е. небалансные). Результаты симметричных измерений получаются после подходящего преобразования несимметричных S-параметров. Это, как правило, выполняется анализатором цепей и может быть интерпретировано как вариант встраивания.

При сильно нелинейном ИУ численное преобразование измеренных величин является больше недостаточным, поскольку их поведение зависит от действующего физического воздействия. При несимметричных измерениях неправильные воздействия в синфазном и дифференциальном режимах поступают на ИУ. С другой стороны, если мы используем схему, показанную на рис. 7.9.1, то один из двух режимов возбуждения (дифференциальный режим или синфазный режим) может вырабатываться в зависимости от того, какую из несимметричных линий передачи мы питаем.

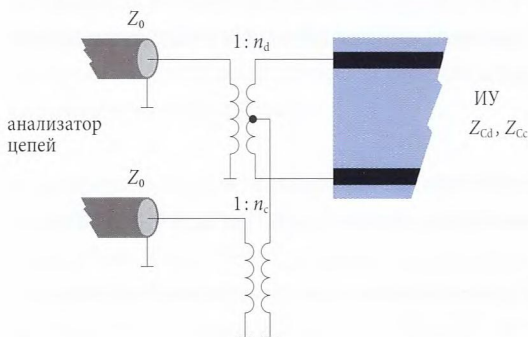


Рис. 7.9.1

Адаптация, использующая трансформаторы.

Для трансформаторов мы рассчитываем отношение витков n_d и n_c следующим образом:

$$n_d = \sqrt{\frac{Z_{Cd}}{Z_0}} \quad n_c = \sqrt{\frac{Z_{Cc}}{Z_0}} \quad (7.9-1,2)$$

Заметьте, однако, что неидеальные свойства трансформаторов будут вводить ошибки измерений. В дополнение, трансформаторы обычно доступны только с узкой полосой пропускания. На анализаторе цепей, показанном на рис. 7.1.6, предусмотрен действительно дифференциальный режим. Два физических испытательных порта балансного (симметричного) порта приписаны к различным генераторам, которые работают на одной и той же частоте, но с разностью фаз 180° . При таком способе возможно вырабатывать действительно дифференциальное воздействие на симметричном входном порту ИУ. Проблемы с трансформаторами, упомянутые выше, предотвращены. Поскольку мы можем конкретизировать значения кроме 180° как разность фаз, также возможна комбинация синфазного и дифференциального воздействия. На передней панели анализатора цепей тестовые порты организованы так, что соседние тестовые порты 3 и 1 (или 2 и 4) приписаны к разным генераторам, так что они каждые могут формировать действительно дифференциальный тестовый порт.

8 Измерения смесителей

Смесители это компоненты, которые используются, главным образом, для обеспечения преобразования частоты. Следующая дискуссия будет ограничена этим главным применением.

8.1 Сигналы и параметры смесителей

Этот раздел обсуждает базовый принцип смесителей вместе с соответствующими сигналами и их параметрами. Это должно облегчить понимание раздела 8.2 и последующих разделов. Мы не будем обсуждать возможные практические реализации смесителей и их функционирование.

8.1.1 Входные и выходные сигналы смесителя

Смеситель возбуждается от двух сигналов на его входах: **радиочастотного сигнала** (ВЧ сигнал) и сигнала **гетеродина** (LO сигнала). Эти два сигнала характеризуются величинами падающих волн $a_{\text{вч}}$ и $a_{\text{гет}}$. Выходной сигнал смесителя это **сигнал промежуточной частоты** (ПЧ сигнал) и он характеризуется волновой величиной $b_{\text{пч}}$.

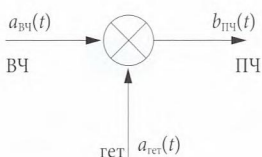


Рис. 8.1.1

Графический символ для смесителя с его входными и выходным сигналами.

Смесители это нелинейные компоненты, которые характеризуются в первом приближении во временной области как **перемножители**.

$$b_{\text{пч}}(t) = M a_{\text{вч}}(t) \cdot a_{\text{гет}}(t) \quad (8.1-1)$$

Давайте предположим, что **коэффициент преобразования смесителя** имеет значение $M = 1/\sqrt{W}$. Для входных сигналов косинусоидальной формы во временной области $a_{\text{вч}}(t) = \hat{A}_{\text{вч}} \cos(2\pi f_{\text{вч}} t + \varphi_{\text{вч}})$ и $a_{\text{гет}}(t) = \hat{A}_{\text{гет}} \cos(2\pi f_{\text{гет}} t + \varphi_{\text{гет}})$ формула (8.1-1) приводит к следующему ПЧ сигналу:

$$b_{\text{ПЧ}}(t) = M\hat{A}_{\text{ВЧ}}\hat{A}_{\text{гет}}\cos(2\pi f_{\text{гет}}t + \varphi_{\text{гет}})\cos(2\pi f_{\text{ВЧ}}t + \varphi_{\text{ВЧ}}) \quad (8.1-2)$$

Рисунок ниже показывает пример сигнала $b_{\text{ПЧ}}(t)$. Он был выработан, используя две входных частоты $f_{\text{ВЧ}} \neq f_{\text{гет}}$.

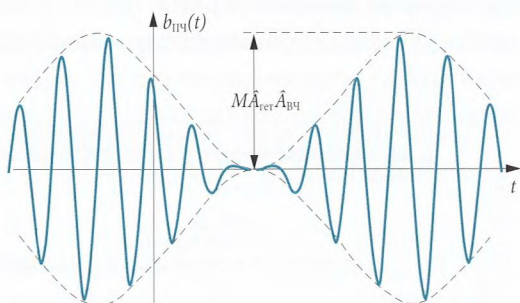


Рис. 8.1.2
Пример ПЧ сигнала в функции от времени.

Переписывая $\cos\alpha \cdot \cos\beta = \frac{1}{2}[\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$, мы получим следующие уравнения из формулы (8.1-2):

$$b_{\text{ПЧ}}(t) = \frac{M}{2} \hat{A}_{\text{ВЧ}}\hat{A}_{\text{гет}}[\cos(2\pi(f_{\text{гет}} - f_{\text{ВЧ}})t + \varphi_{\text{гет}} - \varphi_{\text{ВЧ}}) + \cos(2\pi(f_{\text{ВЧ}} + f_{\text{гет}})t + \varphi_{\text{гет}} + \varphi_{\text{ВЧ}})] \quad (8.1-3)$$

или

$$b_{\text{ПЧ}}(t) = \frac{M}{2} \hat{A}_{\text{ВЧ}}\hat{A}_{\text{гет}}[\cos(2\pi(f_{\text{ВЧ}} - f_{\text{гет}})t + \varphi_{\text{ВЧ}} - \varphi_{\text{гет}}) + \cos(2\pi(f_{\text{ВЧ}} + f_{\text{гет}})t + \varphi_{\text{гет}} + \varphi_{\text{ВЧ}})] \quad (8.1-4)$$

Благодаря симметрии косинусоидальной функции, две формулы (8.1-3) и (8.1-4) являются эквивалентными. Для частоты ПЧ сигнала мы имеем следующие уравнения:

$$f_{\text{ПЧ}} = |f_{\text{ВЧ}} - f_{\text{гет}}| \quad (8.1-5)$$

$$f_{\text{ПЧ}} = f_{\text{ВЧ}} + f_{\text{гет}} \quad (8.1-6)$$

Следующие три рисунка иллюстрируют частотные соотношения. Пунктирная линия представляет частоту гетеродина. Вместо частоты $f_{\text{ВЧ}}$ предполагается частотная полоса, которая показана как пунктирный треугольник. Сплошные треугольники символизируют результирующие ПЧ полосы. Если ориентация треугольников

для ВЧ и ПЧ полос оказывается одинаковой, мы используем термин **неинвертированный случай**. Если ориентация различна, мы используем термин **инвертированный случай**. Сигнал ПЧ имеет две полосы в каждом случае. Более высокая частотная полоса известна как **верхняя боковая полоса (ВБП)**, а более низкая частотная полоса известна как **нижняя боковая полоса (НБП)**.



Рис. 8.1.3

Преобразование вверх в инвертированном и неинвертированном случае.

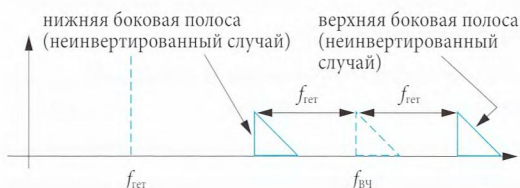


Рис. 8.1.4

Преобразование вверх и вниз в неинвертированном случае.

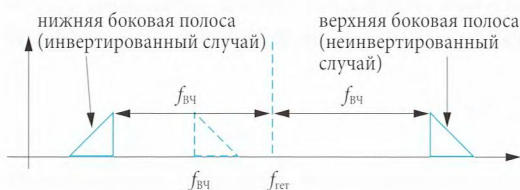


Рис. 8.1.5

Инвертированный случай преобразования вниз и неинвертированный случай преобразования вверх.

Используя подходящие фильтры, можно выбрать одну из боковых полос. Если ПЧ сигнал имеет более высокую частоту, чем ВЧ сигнал, т.е. $f_{ПЧ} > f_{ВЧ}$, то мы используем термин **преобразование вверх**. Наоборот, случай, где $f_{ПЧ} < f_{ВЧ}$ известен как **преобразование вниз**. Если выбрана боковая полоса в инвертированном случае, то мы говорим об **инвертированном преобразовании**. Существует боковая полоса в инвертированном случае для $f_{гет} > 2f_{ВЧ}$ (преобразование вверх) и для $f_{гет}/2 < f_{ВЧ} < f_{гет}$ (преобразование вниз). В оставшихся случаях мы говорим о **неинвертированном преобразовании**.

Если мы используем смеситель в приемнике, мы должны держать в памяти, что процесс смешивания не является недвусмысленным.

Предположим, что мы хотели бы принять частоту $f_{\text{ВЧ}} = 200$ МГц и что наша частота ПЧ равна 5 МГц. Частота гетеродина может быть найдена с помощью формулы (8.1-5) как $f_{\text{гет}} = 200 \text{ МГц} - 5 \text{ МГц}$, т.е. 195 МГц. В дополнение к частоте $f_{\text{ВЧ}} = 200$ МГц, однако, мы будем также принимать частоту $f_{\text{ВЧ}} = 200 \text{ МГц} - 10 \text{ МГц}$. Эта ситуация становится ясной, если мы вставим рассчитанную частоту $f_{\text{гет}}$ в формулу (8.1-6). Вообще говоря, две различные частоты $f_{\text{ВЧ}}$ будут смешиваться в одну и ту же $f_{\text{ПЧ}}$ частоту для данной частоты гетеродина. Это явление известно как **прием по зеркальному каналу**.

8.1.2 Продукты смешивания высокого порядка

При анализе смесителей мы можем наблюдать компоненты сигнала, которые не могут быть объяснены в рамках модели перемножителя. Чтобы понять это, нам просто нужно вспомнить, что смесители также включают нелинейные компоненты, такие как полевые транзисторы (FET) и полупроводниковые диоды. Эти компоненты схем подвержены действию двухчастотного сигнала, который происходит от ВЧ частоты и частоты гетеродина. Результат оказывается сравнимым с компонентами, перечисленными в таблице 7.5.1. В отличие от раздела 7.5, полезный сигнал теперь дается продуктом интермодуляции второго порядка. Этот сигнал соответствует ПЧ сигналу, полученному от простой модели смесителя по формуле (8.1-1). Остальные спектральные компоненты являются нежелательными, но они остаются в сигнале, хотя проектирование хорошего смесителя вовлекает частотно селективные компоненты для уменьшения их уровня. Для более общего подхода мы можем использовать следующие уравнения вместо формул (8.1-5) и (8.1-6):

$$f_{\text{ПЧ}} = |m \cdot f_{\text{ВЧ}} - n \cdot f_{\text{гет}}| \quad (8.1-7)$$

$$f_{\text{ПЧ}} = m \cdot f_{\text{ВЧ}} + n \cdot f_{\text{гет}} \quad (8.1-8)$$

где

$$n, m = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, \dots\} \quad (8.1-9)$$

Следующие измерения подтверждают формулы (8.1-7) и (8.1-8). Спектр выходного сигнала смесителя был измерен с помощью фиксированных частот ВЧ сигнала и сигнала гетеродина.

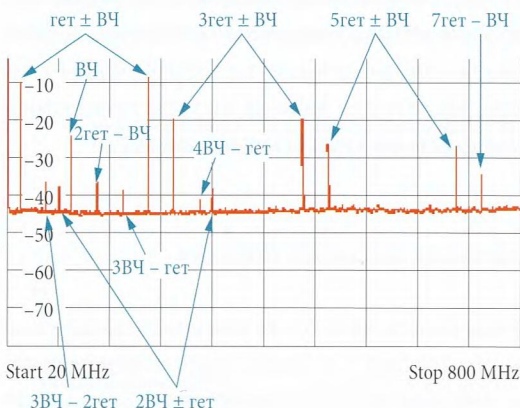


Рис. 8.1.6
Спектр ПЧ сигнала, измеренный при фиксированных частотах $f_{ВЧ}$ и $f_{гет}$.

Продукты смешивания высокого порядка из рис. 8.1.6 могут вызывать проблемы, например, в приемнике. Если мы разрешим формулы (8.1-7) и (8.1-8) относительно $f_{ВЧ}$, мы найдем численные частоты приема $f'_{ВЧ}$ для конкретных частот $f_{ПЧ}$ и $f_{гет}$.

$$f'_{ВЧ} = \left| \frac{1}{m} \cdot f_{ПЧ} \pm \frac{n}{m} \cdot f_{гет} \right| \quad n, m \text{ см. (8.1-9)} \quad (8.1-10)$$

Эти ВЧ частоты $f'_{ВЧ}$, на которых прием нежелателен, известны как **паразитные отклики**. Типичным для них является то, что они могут быть приняты, только если ВЧ сигнал присутствует на $f'_{ВЧ}$. В отличие от этого, **внутренний паразитный отклик** возникает даже, если ВЧ сигнал не приложен.

8.1.3 Важные параметры смесителя

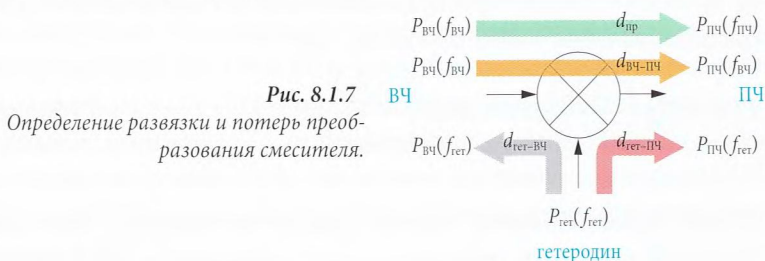
Диапазон частот

Трудно реализовать смесители для широкого частотного диапазона. Вот почему мы приписываем конкретные диапазоны частотам $f_{ВЧ}$, $f_{гет}$ и $f_{ПЧ}$. Если существует достаточный промежуток между этими разными частотными диапазонами, мы сможем развязать ВЧ, ПЧ и гетеродинный порты, используя частотно-селективные компо-

ненты. В некоторых случаях, однако, необходимо иметь **перекрытие** между различными частотными диапазонами (особенно для сигналов ВЧ и гетеродина). Это влечет за собой дополнительные сложности, если мы хотим гарантировать достаточную развязку между сигналами. Чтобы достичь желаемой развязки (например, между сигналами ВЧ и гетеродина), симметричная (балансная) установка обычно используется внутри смесителя.

Развязка

Рис. 8.1.7 показывает **просачивание гетеродин-ПЧ** (красный цвет), **ВЧ-ПЧ просачивание** (оранжевый) и **просачивание гетеродин-ВЧ** (серый). Мы определяем изоляцию (развязку) $d_{\text{гет-ПЧ}}$, $d_{\text{ВЧ-ПЧ}}$ и $d_{\text{гет-ВЧ}}$, чтобы характеризовать эти нежелательные перекрестные процессы.



Возьмем **изоляцию гетеродин-ПЧ** $d_{\text{гет-ПЧ}}$ как пример. Она описывает перекрестные помехи между портом гетеродина и ПЧ портом. Определение основано на мощности гетеродина $P_{\text{гет}}(f_{\text{гет}})$, которая измеряется на частоте гетеродина $f_{\text{гет}}$, и на части мощности $P_{\text{ПЧ}}(f_{\text{гет}})$, которая передается в ПЧ порт из-за перекрестного процесса. Мощность $P_{\text{ПЧ}}(f_{\text{гет}})$ измеряется на ПЧ порту при частоте $f_{\text{гет}}$, предполагая, что нет частотного преобразования внутри этих перекрестных помех. Основываясь на мощностях $P_{\text{гет}}(f_{\text{гет}})$ и $P_{\text{ПЧ}}(f_{\text{гет}})$, мы можем формировать отношение мощностей, которое обычно указывается в шкале дБ. Если мы предполагаем, что смеситель правильно подключен с требуемым опорным импедансом, мы можем также рассчитать развязку гетеродин-ПЧ, базируясь на волновых величинах $a_{\text{гет}}(f_{\text{гет}})$ и $b_{\text{ПЧ}}(f_{\text{гет}})$. **Изоляция ВЧ-ПЧ** $d_{\text{ВЧ-ПЧ}}$ и **изоляция гетеродин-ВЧ** $d_{\text{гет-ВЧ}}$ определяются в схожей манере. Они тоже основываются на отношении мощностей с обеими мощностями, формирующими отношение, которые измеряются на одной и той же частоте $f_{\text{ВЧ}}$ или $f_{\text{гет}}$, соответственно.

$$d_{\text{гет-ПЧ}} = -10 \lg \frac{P_{\text{ПЧ}}(f_{\text{гет}})}{P_{\text{гет}}(f_{\text{гет}})} \text{дБ} = -20 \lg \frac{|b_{\text{ПЧ}}(f_{\text{гет}})|}{|a_{\text{гет}}(f_{\text{гет}})|} \text{дБ} \quad (8.1-11)$$

$$d_{\text{ВЧ-ПЧ}} = -10 \lg \frac{P_{\text{ПЧ}}(f_{\text{ВЧ}})}{P_{\text{ВЧ}}(f_{\text{ВЧ}})} \text{дБ} = -20 \lg \frac{|b_{\text{ПЧ}}(f_{\text{ВЧ}})|}{|a_{\text{ВЧ}}(f_{\text{ВЧ}})|} \text{дБ} \quad (8.1-12)$$

$$d_{\text{гет-ВЧ}} = -10 \lg \frac{P_{\text{ВЧ}}(f_{\text{гет}})}{P_{\text{гет}}(f_{\text{гет}})} \text{дБ} = -20 \lg \frac{|b_{\text{ВЧ}}(f_{\text{гет}})|}{|a_{\text{гет}}(f_{\text{гет}})|} \text{дБ} \quad (8.1-13)$$

Потери преобразования

Потери преобразования это мера потерь, которые возникают для желательных частотных компонентов. Эта величина есть отношение мощности в ВЧ порту на частоте $f_{\text{ВЧ}}$ к мощности на ПЧ порту на частоте $f_{\text{ПЧ}}$. Потери преобразования обычно указываются в дБ и типовые значения равны от 6 дБ до 7 дБ.

$$d_{\text{пр}} = -10 \lg \frac{P_{\text{ПЧ}}(f_{\text{ПЧ}})}{P_{\text{ВЧ}}(f_{\text{ВЧ}})} \text{дБ} = -20 \lg \frac{|b_{\text{ПЧ}}(f_{\text{ПЧ}})|}{|a_{\text{ВЧ}}(f_{\text{ВЧ}})|} \text{дБ} \quad (8.1-14)$$

Потери преобразования обычно зависят от частоты. При недостаточной мощности гетеродина могут наблюдаться ненормально высокие потери преобразования, означая, что смеситель не работает так, как он предназначался.

Возвратные потери

Как и в случае с другими трех-портовыми цепями, мы можем также определить три вида возвратных потерь для смесителя. Мы имеем возвратные потери $d_{\text{ВЧ}}$ в ВЧ порту, $d_{\text{ПЧ}}$ в ПЧ порту и $d_{\text{гет}}$ на порту гетеродина.

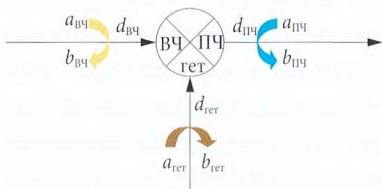


Рис. 8.1.8
Три типа возвратных потерь смесителя.

Возвратные потери, которые возникают, являются частотно-зависимыми в своей значительной части. В дополнение к этому, уровень гетеродина имеет главное влияние на возвратные потери.

Это будет проиллюстрировано позже в показанном примере в разделе 8.3.

$$d_{\text{ПЧ}} = -20 \lg \frac{b_{\text{ПЧ}}(f_{\text{ПЧ}})}{a_{\text{ПЧ}}(f_{\text{ПЧ}})} \quad (8.1-15)$$

$$d_{\text{ВЧ}} = -20 \lg \frac{b_{\text{ВЧ}}(f_{\text{ВЧ}})}{a_{\text{ВЧ}}(f_{\text{ВЧ}})} \quad (8.1-16)$$

$$d_{\text{гет}} = -20 \lg \frac{b_{\text{гет}}(f_{\text{гет}})}{a_{\text{гет}}(f_{\text{гет}})} \quad (8.1-17)$$

По сравнению с другими компонентами, порты смесителя имеют тенденцию быть плохо согласованными. Это означает, что цепи вокруг смесителя должны иметь наилучшее из возможных согласование, чтобы предотвратить многократные отражения. Это особенно критично для ПЧ и ВЧ портов! Изготовители часто рекомендуют минимальное согласование, которое может иногда быть отнесенным к импедансу Z_0 , отличающемуся от 50 Ω . Для ПЧ порта согласование должно быть обеспечено не только для полного ПЧ частотного диапазона, но также для проникновения сигналов гетеродина и ВЧ.

Точка компрессии 1 дБ

Входная мощность, требуемая для этой величины, измеряется на ВЧ порту на частоте $f_{\text{ВЧ}}$. Соответствующая выходная мощность определяется на ПЧ порту на соответствующей частоте ПЧ $f_{\text{ПЧ}}$. Существуют смесители для различных уровней гетеродина. Смесители, которые предназначены для работы с высокими уровнями сигнала гетеродина, имеют более высокую точку компрессии по уровню 1 дБ.

Интермодуляционное искажение, точки пересечения

Чтобы измерить точку пересечения, нам необходимо приложить двухчастотный сигнал с частотами $f_{\text{ВЧ}1}$ и $f_{\text{ВЧ}2}$ к ВЧ входу смесителя. Частотный промежуток $f_{\text{ВЧ}2} - f_{\text{ВЧ}1}$ и соответствующие ВЧ уровни мощности $P(f_{\text{ВЧ}1})$ и $P(f_{\text{ВЧ}2})$ должны быть выбраны в соответствии с инструкциями, описанными в разделе 7.5.1. В соответствии с преобразованием частоты, желаемым для смесителя, выходные частоты $f_{\text{ПЧ}1}$ и $f_{\text{ПЧ}2}$ на ПЧ порту связаны с частотами $f_{\text{ВЧ}1}$ и $f_{\text{ВЧ}2}$. Сле-

довательно, продукты интермодуляции второго и третьего порядков ожидаются на $f_{ПЧ2} \pm f_{ПЧ1}$ и на $2f_{ПЧ2} - f_{ПЧ1}$ или $2f_{ПЧ1} - f_{ПЧ2}$. Точки пересечения рассчитаны в соответствии с описанием в разделе 7.5.

Уровень гетеродина

Изготовители смесителя обычно рекомендуют оптимальный уровень сигнала гетеродина $P_{\text{гет}}(f_{\text{гет}})$ и относят их характеристики для потерь преобразования, изоляции и т.д. к этому уровню. Типовые уровни гетеродина находятся в диапазоне от 6 дБм до 20 дБм.

Уровень ВЧ сигнала

Уровень ВЧ сигнала обычно на 3 дБ до 10 дБ меньше, чем уровень гетеродина. При очень малых ВЧ уровнях (обычно < -50 дБм) мы будем, как правило, наблюдать плохое отношение сигнал/шум на ПЧ выходе. Используя подходящий ПЧ фильтр (полосно-пропускающий фильтр), мы можем подавить широкополосные компоненты шума вне полосы пропускания вокруг $f_{ПЧ}$, улучшая тем самым отношение сигнал/шум (см. рис. 2.8.5). Если мы хотим указать минимальный ВЧ уровень, нам нужно принять во внимание полную цепочку обработки сигнала, в которую вставлен смеситель. Важная величина в этом контексте это коэффициент шума смесителя. Он имеет грубо такое же численное значение, как и потери преобразования. Максимальный уровень ВЧ сигнала определяется по точке 1 дБ компрессии, точке пересечения и по требованиям на спектральную чистоту для конкретного применения. Кроме того, существует максимальный уровень ВЧ сигнала для каждого смесителя, известный как **предел выгорания смесителя**. Типовые значения расположены в диапазоне от 20 дБм до 30 дБм. Для импульсных применений, в которых мощность ВЧ сигнала включается только для определенного интервала времени, привычным является указание **максимального уровня импульса**.

Линейные искажения, групповое время запаздывания

Кроме нелинейных искажений мы интересуемся также линейными искажениями смесителя. Они включают частотную характеристику потерь преобразования и групповое время запаздывания. Для определения и интерпретации группового времени запаздывания $\tau_{\text{гр}}$ смотри раздел 4.5. Частоты $f_{ВЧ}$ и $f_{\text{гет}}$ определяют выходную частоту $f_{ПЧ}$ смесителя. Как можно видеть из формул (8.1-3) и (8.1-4), эта зависимость применима также к фазам $\varphi_{ПЧ}$, $\varphi_{ВЧ}$ и $\varphi_{\text{гет}}$. Напри-

мер, мы можем рассчитать $\varphi_{ПЧ} = \varphi_{ВЧ} - \varphi_{гет}$, что приводит к постоянному групповому времени запаздывания $\tau_{гр}$. Заметьте, что формулы (8.1-3) и (8.1-4) основаны на модели идеального перемножителя, в то время как действующая измеренная групповая задержка может демонстрировать различное поведение.

При измерении смесителей вы иногда будете сталкиваться с некоторыми специальными типами смесителей. Существуют некоторые специальные смесители, которые используют **ток смещения**, который обычно меньше нескольких миллиампер. Используя этот ток, смеситель может нормально функционировать при сниженном уровне сигнала гетеродина. Некоторые из таких смесителей являются даже **активными смесителями**, что означает, что они демонстрируют усиление при преобразовании, т.е. показывая $d_{пр} < 0$. **Гармонический смеситель** (также называемый **субгармоническим смесителем**) использует продукт смешивания высшего порядка, например, $f_{ПЧ} = 8f_{гет} - f_{ВЧ}$, обеспечивая преимущество, что частота гетеродина может быть снижена до доли его нормального значения. Но этот тип смесителей демонстрирует высокие потери преобразования. **Смеситель с выделением боковой полосы** или **смеситель с подавлением зеркального канала** предлагает целенаправленный доступ к нижней или верхней боковой полосе. **Синфазно-квадратурный (I/Q) смеситель** используется обычно с нулевой промежуточной частотой. Он имеет два ПЧ порта для синфазной и квадратурной компонент.

8.2 Особенности измерения смесителей

8.2.1 Режим измерения смесителей

В принципе, мы можем выполнять измерения смесителей, используя произвольный режим. Однако специальный **режим смесителя** существенно упрощает процесс. Он должен включать следующее:

- ♦ Характеристику частотных соотношений в смесителе
- ♦ Определение уровней мощности на ВЧ и гетеродинном портах
- ♦ Выполнение калибровки мощности смесителя

Чаще всего используются режимы частотного качания и качания мощности. Теперь мы внимательно взглянем на них.

Частотное качание

Если частота в ВЧ порту указана как интервал и используется фиксированная частота гетеродина, мы можем определить частотный диапазон в ПЧ порту, используя формулы (8.1-5) и (8.1-6). Однако привычным также является выбор фиксированной ПЧ. Анализатор цепей должен тогда отрегулировать частоту сигнала гетеродина подходящим образом. В диалоговом ящике для режима смесителя на рис. 8.2.1 необходимые вычисления проводятся автоматически. Он даже поддерживает фиксированную ВЧ частоту, хотя это не типичный случай. Частотный диапазон, конкретизированный пользователем как „Swept“ (сви́пированный), определяет ось воздействия. Частотный диапазон, указываемый как „Auto“ (автоматический), вычисляется анализатором цепей на основе частот „Swept“ и „Fixed“ (фиксированная).

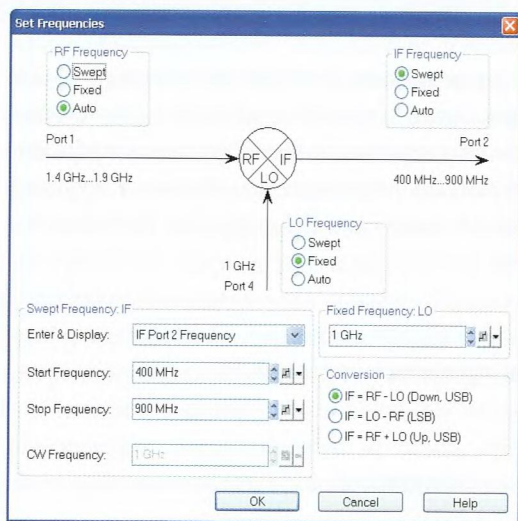


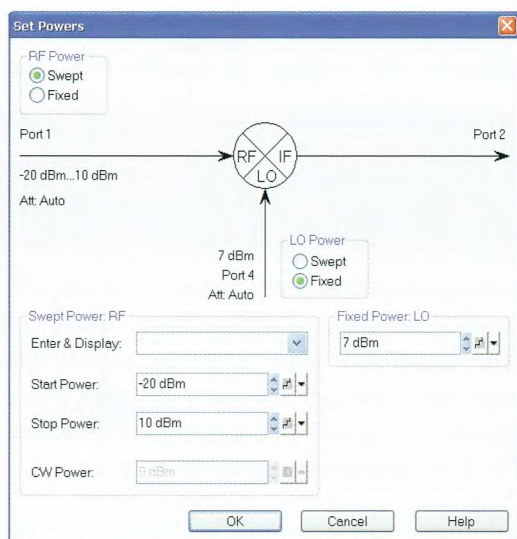
Рис. 8.2.1

Конфигурация частотных диапазонов для частотного качания с фиксированной ПЧ.

Качание мощности

Уровень может качаться на одном из входных портов смесителя. Фиксированный уровень указывается для другого входного порта. ПЧ порт смесителя, главным образом, работает как **пассивный тестовый порт** (исключение: измерение возвратных потерь в ПЧ порта).

Рис. 8.2.2
 Конфигурация диапазонов уровня для
 качания мощности с
 фиксированным уровнем
 гетеродина.



8.2.2 Присоединение опорного смесителя

Не все анализаторы цепей разработаны согласно рис. 2.6.3а, привлекая общий опорный сигнал. Простые приборы обычно не могут обеспечивать частотную отстройку между приемниками и генератором (или они отрабатывают только очень ограниченную отстройку). Чтобы выполнить измерения смесителя, такие анализаторы требуют внешний опорный смеситель, который преобразует опорный канал тестового порта, приписанный к ВЧ порту ИУ (см. следующий рисунок). Использование опорного смесителя также является обычным, когда выполняются измерения группового времени запаздывания для смесителей. Групповое время запаздывания опорного смесителя должно быть известно (или пренебрежимо мало). Следующий рисунок показывает, как мы можем объединять опорный смеситель, используя подраздел „Прямой доступ к генератору и приемнику“ в разделе 7.1.7. Тестовый порт 4 используется для генерации сигнала гетеродина для опорного смесителя и для ИУ.

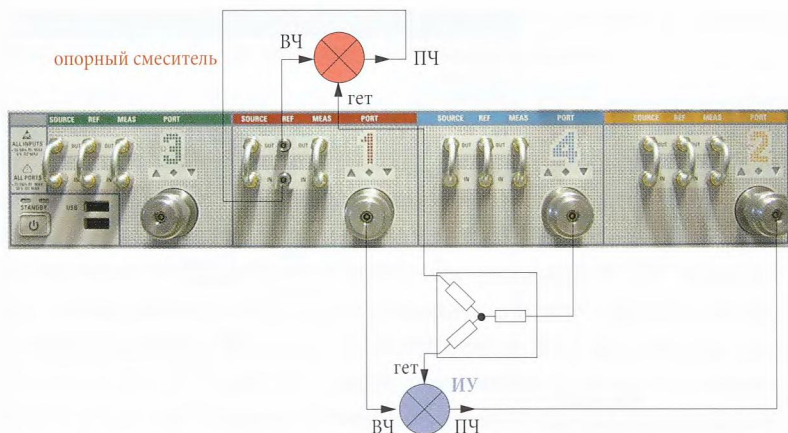


Рис. 8.2.3 Присоединение опорного смесителя.

8.3 Пример 1: Измерение смесителя

В следующем примере мы будем анализировать смеситель с частотным диапазоном по ВЧ от 1,4 ГГц до 1,9 ГГц при фиксированной частоте гетеродина 1 ГГц. Этот смеситель используется как преобразователь частоты вниз с $f_{ПЧ} = f_{ВЧ} - f_{гет}$. Уровень сигнала гетеродина установлен на 7 дБм. Испытательная установка показана на рис. 8.3.1. Сначала мы рассмотрим потери преобразования смесителя. В качестве режима качания используется частотное качание.

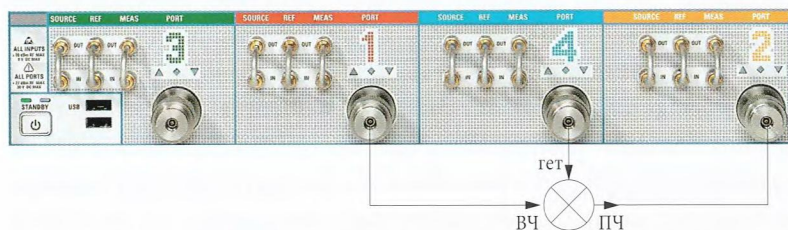


Рис. 8.3.1 Испытательная установка для скалярного измерения смесителя.

Диапазоны частот определяются с помощью режима смесителя, показанного на рис. 8.2.1. После установки его на „Swept“, промежуточная частота обеспечивает частотную ось для измерений. Она конфигурирована на 400 МГц до 900 МГц. ВЧ частота вычисляется автоматически, когда выбирается режим „Auto“. Гетеродин устанавливается на „Fixed“ на 1 ГГц. Используя основной диалог при измерении смесителя (не показан), мы выбираем тестовый порт 4, чтобы

был он нашим портом гетеродина. Меню на рис. 8.2.2 используется для установки мощностей гетеродина и ВЧ сигнала. Обе эти величины конфигурируются как „Fixed“ (фиксированные) мощности.

Чтобы измерить поведение при компрессии, мы должны создать новый отклик в отдельной области диаграммы. Отклик приписывается каналу Ch2 и для этого канала включается режим качания мощности. В меню на рис. 8.2.2 указывается диапазон качания мощности от -20 дБм до 10 дБм. Уровень ВЧ свипируется. Уровень гетеродина имеет фиксированное значение 7 дБм. Чтобы получить самый высокий возможный уровень точности, выполняется калибровка мощности смесителя по обоим каналам Ch1 и Ch2, используя меню на рис. 8.3.2.

Чтобы выполнить калибровку мощности смесителя, сначала к анализатору цепей подсоединяется измеритель мощности вместо ВЧ порта смесителя. В этом порту выполняется калибровка мощности смесителя, которая включает также ПЧ диапазон. Меню, показанный на рис. 8.3.2, автоматически объединяет диапазон частот ПЧ сигнала с калибровкой мощности источника, приводя к облегчению работы. На втором шаге выполняется калибровка мощности приемника в тестовом порту, который позже будет соединен с портом ПЧ смесителей. Эта калибровка мощности приемника основана на предварительной калибровке мощности источника, поэтому тестовые порты, которые нормально присоединены к ВЧ и ПЧ портам смесителя, теперь соединяются проходным соединением с низкими потерями. Третья и последняя стадия это калибровка мощности источника тестового порта, который будет обеспечивать сигнал гетеродина для измерения смесителя. Чтобы выполнить эту калибровку, измеритель мощности подсоединяется к тестовому порту вместо гетеродинного порта смесителя.

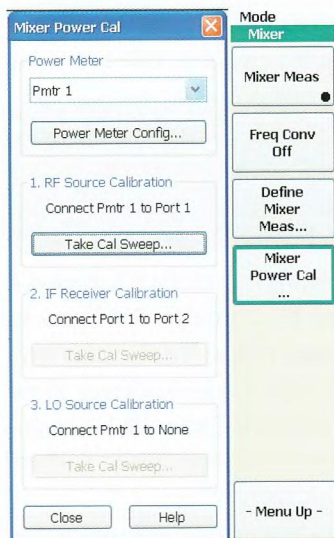


Рис. 8.3.2

Меню ящик для калибровки мощности смесителя.

Рис. 8.3.3 показывает результаты измерений. Если необходимо, диаграмме может быть дано название. Входное поле показано дополнительно на рис. 8.3.3. Точка компрессии может быть вычислена автоматически с помощью статистических функций. Для деталей обратитесь к разделу 7.2.

Комплексный коэффициент отражения в трех портах смесителя может быть измерен без каких-то специальных усилий. На рис. 8.3.4 S-параметры s_{11} и s_{22} показаны ради примера. Как видно из рис. 8.3.1, они соответствуют коэффициентам отражения на ВЧ и ПЧ портах смесителя. После этого одно-портовые измеренные значения могут быть скорректированы по системной ошибке. Когда эти S-параметры измеряются, важно для гетеродинного порта иметь соответствующий уровень гетеродинного сигнала. Это должно быть обеспечено или использованием внешнего генератора, или подходящей конфигурацией анализатора цепей. Каждая из диаграмм на рис. 8.3.4 включает измерение без гетеродинного сигнала в виде красного отклика, чтобы показать важные отличия.

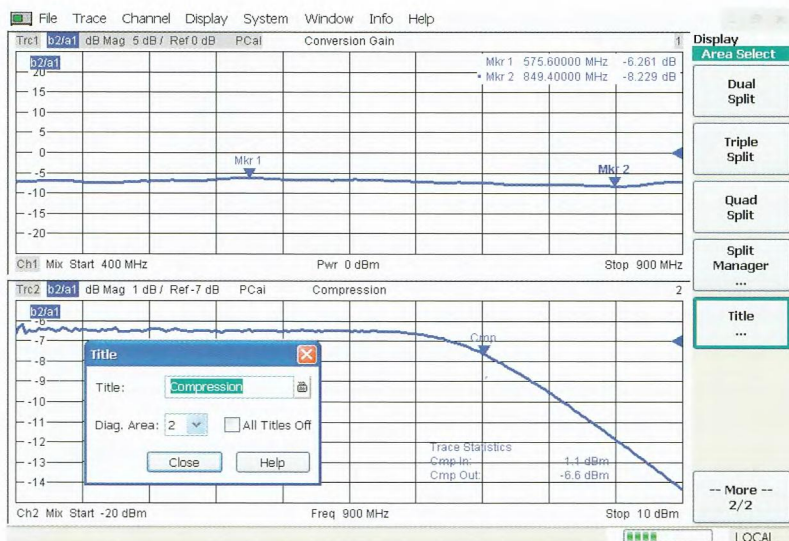


Рис. 8.3.3 Потери преобразования и точка компрессии смесителя.

Чтобы измерить ВЧ-ПЧ развязку, мы можем выполнить измерение s_{21} . Используя частотное качание, измеряется передача в ВЧ диапазоне частот без преобразования частоты. Для этого измерения возможна коррекция системной ошибки. Она выполняется как двух-портовая калибровка, например, используя калибрационную процедуру ТОМ, между тестовыми портами 1 и 2. В процессе измерения необходимый уровень сигнала гетеродина должен быть приложен к гетеродинному порту смесителя. Поскольку частота гетеродина 1 ГГц лежит внутри диапазона частот ВЧ сигнала, просачивание сигнала гетеродина появляется как выброс в отклике (см. нижнюю часть рис. 8.3.4). Для целей иллюстрации было также выполнено измерение развязки без сигнала гетеродина для рис. 8.3.4 (красный отклик).

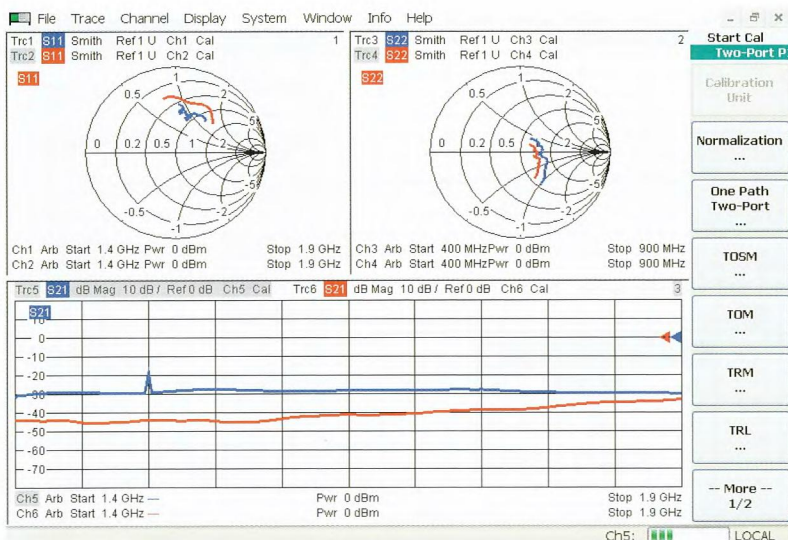


Рис. 8.3.4 Комплексный коэффициент отражения и изоляция смесителя.

8.4 Пример 2: Измерения модуля преобразования частоты ВНИЗ

В главе 1 был введен модуль ВЧ РАСШИРЕНИЯ (рис. 1.4.1). Мы хотели бы исследовать его характеристики передачи с преобразованием частоты для диапазона частот ВЧ сигнала от 3,9 ГГц до 4,1 ГГц. Результат измерений получен на ПЧ порту в диапазоне от 304,4 МГц до 504,4 МГц. Рис. 8.4.1 показывает поведение модуля в полосе пропускания. Отклик подобен одному на рис. 1.4.3, в котором был проанализирован только полосно-пропускающий фильтр. Используя показанные предельные линии, мы можем проконтролировать, соответствует ли поведение модуля необходимым требованиям. Результат контроля допустимого отклонения для отклика Trc1 будет либо зеленым „PASS Trd“ (проходит), либо красным „FAIL Trd“ (не проходит) в случае нарушения допустимого отклонения. Полное измерение автоматически конфигурируется с прогоном прибора в режиме дистанционного управления. Результат контроля допустимого отклонения доступен, как цифровой сигнал, или через команды дистанционного управления. Используя клавишу „Go to Local“ (перейти к местному управлению), вы можете отключить работу в режиме дистанционного управления и выполнить ручные вводы.

При текущих измерениях внешний генератор обеспечивает сигнал гетеродина для модуля. Общая опорная частота 10 МГц (синхронизация подобна рис. 7.1.11) обеспечивает необходимую стабильность частоты между анализатором цепей и внешним генератором. Во многих модулях преобразования частоты соответствующий сигнал гетеродина генерируется внутренне в модуле. Если модуль имеет вход внешней синхронизации, он определенно должен быть использован. Сигнал синхронизации может вырабатываться с подходящим уровнем и частотой, например, используя второй внутренний генератор анализатора цепей.

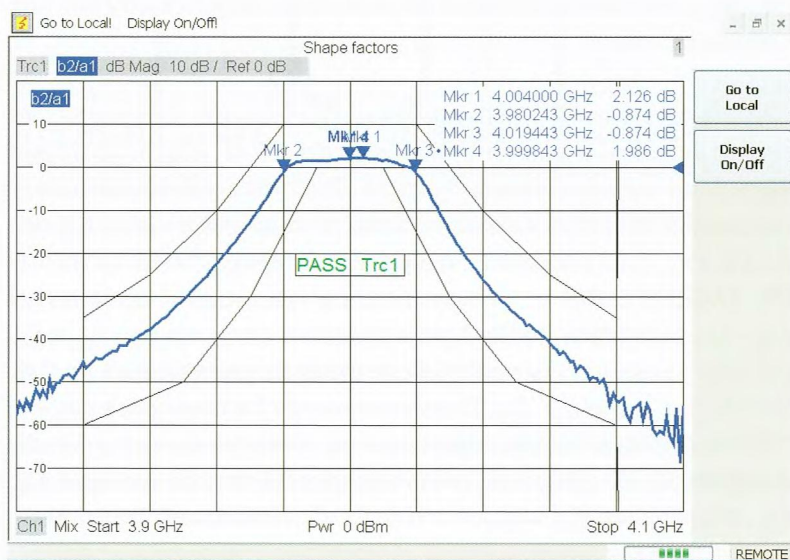


Рис. 8.4.1 Измерения, вовлекающие преобразование частоты на модуле ВЧ РАСШИРЕНИЯ из рис. 1.4.1.

Если синхронизация невозможна, то мы должны столкнуться с частотной отстройкой между анализатором цепей и ИУ. Абсолютная частотная ошибка ИУ должна контролироваться с использованием начального измерения. Приложите входной сигнал с фиксированной частотой в соответствии с требованиями ИУ на частоту модуля и уровень сигнала. Теперь исследуем выходной сигнал, используя частотное качание. Ожидаемая выходная частота должна быть использована как центральная частота. Размах величиной $f_{\text{раз}} = 10$ МГц обычно является адекватным. Число точек N и полоса пропускания $B_{\text{ПЧ}}$ по ПЧ анализатора должна быть выбрана так, чтобы условие $f_{\text{раз}} < N \cdot B_{\text{ПЧ}}$ выполнялось, например, $B_{\text{ПЧ}} = 100$ кГц,

$N = 201$. Частотная ошибка может быть считана сравнением действующей и ожидаемой выходной частоты. Это следует принять во внимание в процессе последующих измерений. При конфигурировании частотной оси с включением частотной ошибки мы можем пренебречь условием $f_{\text{раз}} < N \cdot B_{\text{ПЧ}}$ для оставшихся измерений. Кратковременная стабильность ИУ не является, как правило, проблемой, поскольку генераторы, которые обычно используются в настоящее время, связаны с опорным кварцевым генератором через систему фазовой автоподстройки частоты. Для полос пропускания по ПЧ вплоть до 1 кГц, паразитная частотная модуляция, которая связана с кратковременной стабильностью, является обычно пренебрежимо малой.

Точка пересечения IP3 также измеряется обычным образом на смесителе или, как в рассматриваемом случае, на модуле, который выполняет преобразование частоты. Для этого необходим дополнительный источник сигнала и элемент комбинирования (раздел 7.1.10). Рис. 8.4.2 показывает измерение интермодуляции на модуле ВЧ РАСШИРЕНИЯ с использованием частотного промежутка $f_{\text{ВЧ2}} - f_{\text{ВЧ1}}$ величиной 2 МГц. Кроме полезных сигналов при $f_{\text{ПЧ1}}$ и $f_{\text{ПЧ2}}$ рисунок также показывает уровень интермодуляционных продуктов $2f_{\text{ПЧ2}} - f_{\text{ПЧ1}}$ и $2f_{\text{ПЧ1}} - f_{\text{ПЧ2}}$. Подобно примеру 3 измерения в разделе 7.5.2, мы должны сконфигурировать частотное качание так, чтобы измерительный приемник точно измерял частотные выборки $f_{\text{ПЧ1}}$, $f_{\text{ПЧ2}}$, $2f_{\text{ПЧ2}} - f_{\text{ПЧ1}}$ и $2f_{\text{ПЧ1}} - f_{\text{ПЧ2}}$.

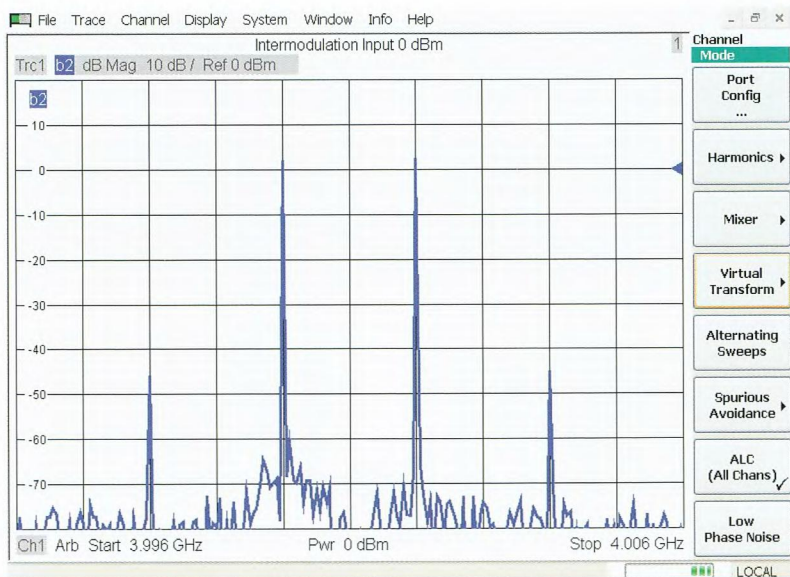


Рис. 8.4.2 Интермодуляционные измерения на модуле ВЧ РАСШИРЕНИЯ из рис. 1.4.1.

8.5 Расширение диапазона частот

Комбинация измерений, вовлекающих преобразование частоты и внешнюю испытательную установку, известно как **расширение частотного диапазона**. Это является способом расширения подходящего векторного анализатора цепей до максимальной рабочей частоты в несколько сотен ГГц. Тестовые порты **модулей частотного расширения** и направляющий элемент, интегрированный в них, реализуются обычно с использованием прямоугольных волноводов. Диапазон рабочих частот модуля тогда, главным образом, определяется частотным диапазоном моды H_{10} волноводов. Следующая таблица дает общий взгляд на этот типичный диапазон частот и связанные размеры волноводов.

рабочая частота в ГГц ¹⁾	диапазон волновода ²⁾	частота отсечки в ГГц	обозначение волновода		внутренние размеры	
			EIA (США) ³⁾	RCSR (UK)	в мм	в дюймах
50–75	V	39,8616	WR-15	WG-25	3,7592 × 1,8796	0,148 × 0,074
60–90	E	48,3567	WR-12	WG-26	3,0988 × 1,5494	0,122 × 0,061
75–110	W	58,9951	WR-10	WG-27	2,5400 × 1,2700	0,100 × 0,050
90–140	F	73,7439	WR-8	WG-28	2,0320 × 1,0160	0,080 × 0,040
110–170	D	90,7617	WR-6	WG-29	1,6510 × 0,8255	0,065 × 0,0325
140–220	G	115,6767	WR-5	WG-30	1,2954 × 0,6477	0,051 × 0,0255
170–260	(Y)	137,1980	WR-4	WG-31	1,0922 × 0,5461	0,043 × 0,0215
220–325	J(H)	173,5151	WR-3	WG-32	0,8636 × 0,4318	0,0340 × 0,0170
325–500	Y	268,1596	WR-2.2	–/–	0,5588 × 0,2794	0,0220 × 0,0110
500–750		393,3008	WR-1.5	–/–	0,3810 × 0,1910	0,0150 × 0,0075
750–1100		589,9512	WR-1	–/–	0,2540 × 0,1270	0,0100 × 0,0050

Таблица 8.5.1 Важные частотные диапазоны волноводов в соответствии со стандартами Великобритании и США.

Модули частотного расширения вырабатывают сигнал воздействия путем использования умножения частоты сигнала генератора от анализатора цепей. Вместо умножения частоты сигнал воздействия может быть также выработан с использованием подходящих процессов смешивания. Опорный и измерительный каналы, разделенные направляющим элементом (например, двойным направленным ответвителем), смешиваются на фиксированную промежуточную частоту, которая обычно выбирается в диапазоне от 15 МГц до 300 МГц. Модули включают подходящие гармонические смесители

- 1) Если мы обратимся к прессе, то коммерчески доступные модули частотного расширения имеются вплоть до частот 500 ГГц.
- 2) Приведенные буквы применимы исключительно к волноводам! Кроме того, различные отличающиеся обозначения частотных диапазонов обычно используются в радиолокационных технологиях и в стандартах различных американских компаний. Буквы, перечисленные здесь, начиная с WR4, не используются в однотипной манере. Индикации в () выполнены по номенклатуре, использованной, например, Oleson Microwave Labs.
- 3) Обозначения волноводов WR-2.2, WR-1.5 и WR-1 использованы только как логическое продолжение стандарта. Если обратиться к прессе, то финальной спецификации пока не существует.

для этой цели. Необходимый сигнал гетеродина вырабатывается либо внешним генератором, либо вторым генератором анализатора цепей. На следующих рисунках применен последний вариант.

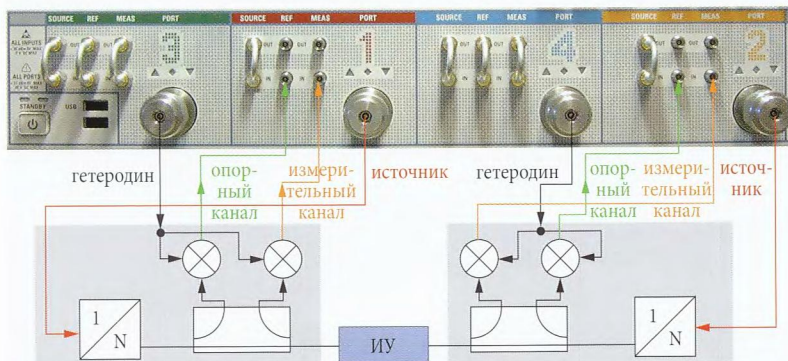


Рис. 8.5.1 Частотное расширение на R&S®ZVA24.

Конфигурация, показанная на рис. 8.5.1, обеспечивает как прямое, так и обратное измерения. Чтобы снизить технические сложности, используют также однонаправленные испытательные установки. В этом случае модуль, расположенный на выходе ИУ, включает только гармонический смеситель для регистрации измерительного канала (см. рис. 8.5.2). Волноводный направленный элемент связи, смеситель для опорного канала и обработка сигнала воздействия для этого модуля не являются больше необходимыми. Однако, полная коррекция системной ошибки невозможна при этих обстоятельствах. Если мы хотим скорректировать влияние согласования нагрузки, нам необходимо измерить значения параметров s_{12} и s_{22} . Однако, упрощенный модуль не измеряет эти величины. Чтобы получить достаточную точность измерений, упрощенный модуль и его соединение с опорной плоскостью должны быть сконфигурированы так чтобы сформировать согласование с ИУ, которое гарантирует настолько малое отражение, как это возможно. Прецизионный фиксированный аттенюатор может быть встроен в упрощенный модуль для этой цели.

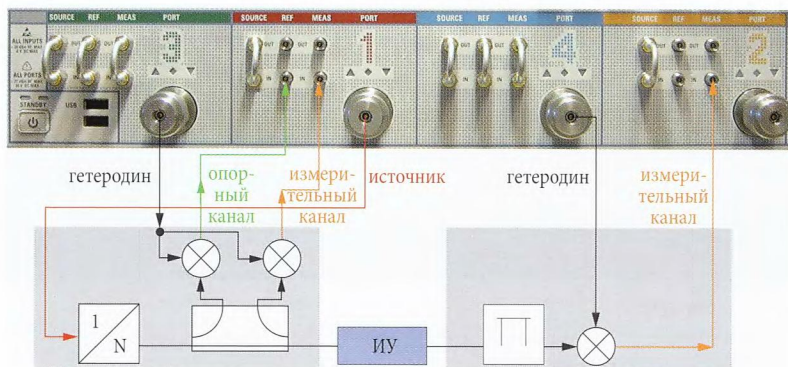


Рис. 8.5.2 Однонаправленное частотное расширение на R&S ZVA24.

Пример 1 измерений. Мы будем исследовать отрезок волновода длиной 1 дюйм типа WR03 в его частотном диапазоне от 220 ГГц до 325 ГГц. Наши модули частотного расширения это модули типа V03VNA2-T/R от Oleson Microwave Labs. Векторный анализатор цепей должен включать опцию „External generator and receiver access“ (Доступ к внешнему генератору и приемнику), чтобы позволить выполнение схемы, показанной на рис. 8.5.1. Анализатор цепей может быть сконфигурирован, используя произвольный режим. В настоящем случае мы выбрали фиксированную приемную частоту 25,44 МГц в тестовом порту. Модули, которые используются, имеют коэффициент умножения 18 для выработки сигнала воздействия. Частота воздействия на тестовых портах 1 и 2 анализатора цепей равна поэтому $f_b/18$. Смесители в модулях работают в гармоническом режиме и используют 18-ю гармонику сигнала, обозначенного как „LO“ (сигнал гетеродина) на рис. 8.5.1. Частота воздействия в тестовых портах 3 и 4 должна быть указана как $f_b/18 = 25,44$ МГц. Эти тестовые порты работают как активные порты независимо от направления измерения. После конфигурирования произвольного режима ось частот устанавливается на $f_b = 220$ ГГц – 325 ГГц. На анализаторе цепей мы выбираем режим никого фазового шума и выходную мощность, подходящую под модули. Полоса пропускания по ПЧ снижается, как это требуется. Для целей калибровки мы используем волноводный калибровочный набор и TRL процедуру калибровки. Следующий рисунок показывает полную испытательную установку.

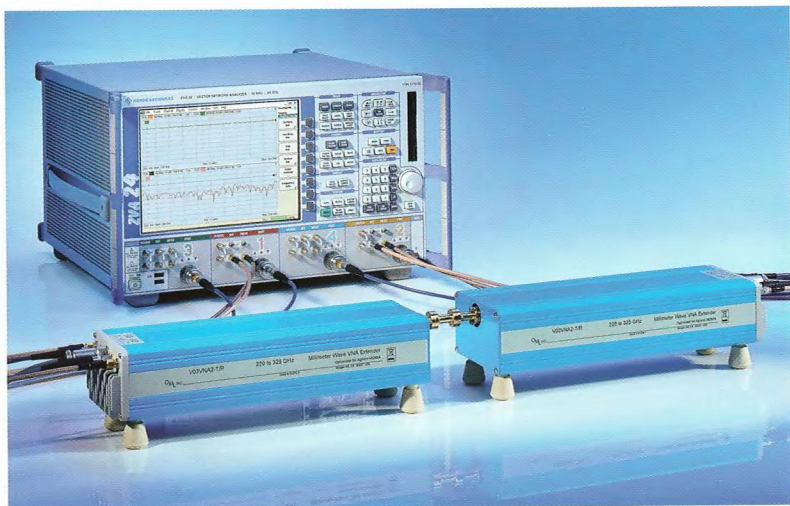


Рис. 8.5.3 Испытательная установка для векторного анализа цепей в частотном диапазоне от 220 ГГц до 325 ГГц.

Поперечное сечение волновода WR-03, используемого здесь, является высоко филигранным с размерами меньше одного миллиметра. На рис. 8.5.4 это можно видеть в центре волноводного фланца. Фланец типа MIL-F-3922/67B-M03 продлевается двумя дополнительными регулировочными штырями, которые можно увидеть прямо выше и ниже поперечного сечения волновода.



Рис. 8.5.4 MIL-F-3922/67B-M03 волноводный фланец с монетой для сравнения размеров.

Как измеряемые величины мы выбираем передачу и отражение.

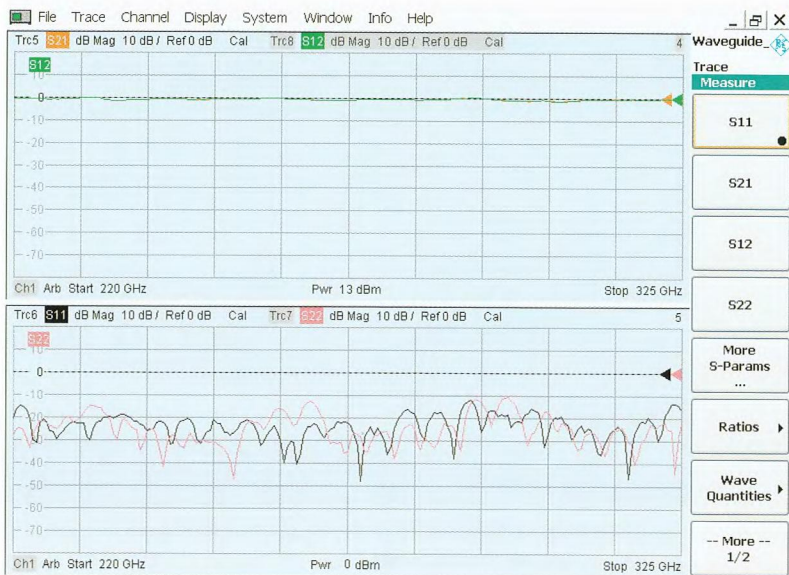


Рис. 8.5.5 Результаты измерений для отрезка волновода.

Пример 2 измерений. Используя ту же самую конфигурацию, мы будем теперь исследовать усилитель миллиметрового диапазона. Усилитель конфигурируется на центральную частоту 215 ГГц, и вот почему его передача существенно уменьшается выше 230 ГГц.

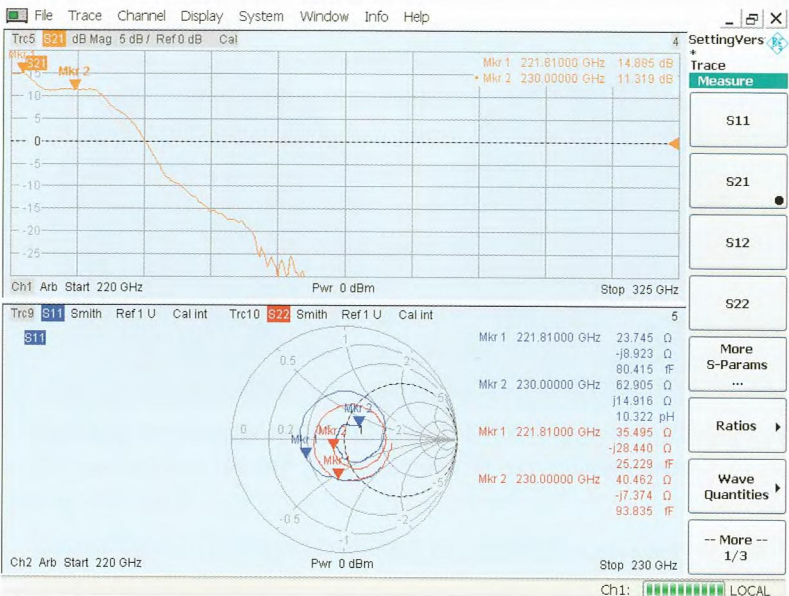


Рис. 8.5.6 Исследование усилителя миллиметрового диапазона.



Рис. 8.5.7
Усилитель миллиметро-
вого диапазона (Фраун-
гоферовский институт)
как ИУ на модулях
частотного расширения
Oleson V03VNA2-T/R.

9 Измерения антенных устройств и эффективной площади рассеяния

Кроме основного применения при экспериментальном исследовании компонентов и схем, анализаторы цепей в последнее время успешно используются для измерения характеристик антенн и поперечных радиолокационных сечений (эффективной площади рассеяния) различных объектов. Здесь наблюдается нарастающий интерес пользователей к приборам в виде компактных блоков с несколькими генераторами и приемниками. Обычные анализаторы цепей, предназначенные для измерений параметров устройств и компонентов, отходят как бы на второй план.

Для использования преимуществ полного динамического диапазона приемников, и для независимого применения всех приемников (например, четырех приемников в двух-портовом анализаторе цепей), необходимо обеспечить прямой доступ к генераторам и приемникам. Описания соответствующего дополнительного интерфейса уже были приведены ранее в разделе 7.1.7. При реализации такого подхода в самых совершенных приборах удастся довести динамический диапазон измерений до 140 дБ и более.

Многопортовые измерительные приборы, например, восьми-портовый анализатор цепей с 16 приемниками, оказываются чрезвычайно полезными при параллельных измерениях характеристик **антенных решеток**. Приемники в анализаторе цепей должны сохранять фиксированные фазовые соотношения один по отношению к другому при обработке сигналов. Соответствующая характеристика известна как **когерентность**, и ее наличие является необходимым предварительным условием для правильного измерения фазовых соотношений в многопортовых испытательных стендах.

Генератор анализатора цепей может быть использован или для формирования сигнала воздействия, или для формирования сигнала гетеродина в испытательных стендах с внешними смесителями. Многие испытательные стенды, описанные в этой главе, используют в своем составе линии передачи с длиной 20 метров и более. Применение внешних смесителей открывает возможность преобразования частоты измеряемых сигналов вниз, от частот в несколько ГГц, до частот в несколько МГц. Это упрощает процесс

передачи сигналов между аппаратурой испытательного стенда и анализатором цепей.

Обсуждаемые далее цепочки передачи сигналов в антенных измерительных стендах выглядят следующим образом: **подача сигнала – антенна – распространение в свободном пространстве – антенна – прием сигнала**. Из-за относительно высоких общих вносимых потерь при передаче сигналов от генератора к приемникам, анализатор цепей должен обеспечивать как можно более широкий динамический диапазон допустимых уровней сигналов.

Измеряемые устройства (антенны, или другие объекты) обычно размещаются на так называемом **позиционере**, и непрерывно поворачиваются в процессе измерения. Каждая ось вращения содержит **вращающееся сочленение** для пропускания измеренного сигнала. В процессе вращения измерения должны выполняться очень быстро. Например, если измеряются характеристики устройства с вращением по двум осям с угловым разрешением $0,1^\circ$ по каждой оси, необходимо выполнить $3600 \cdot 3600 = 12,96 \cdot 10^6$ индивидуальных измерений. Поэтому время качания для каждого положения позиционера оказывается одним из самых критических параметров.

9.1 Измерения антенных устройств

При возбуждении синусоидальным сигналом заданной частоты антенна излучает электромагнитное поле, которое имеет одинаковое синусоидальное поведение, если наблюдать напряженность поля в функции от времени в любой произвольной точке пространства где-либо вокруг антенны. По отношению к возбуждающему воздействию компоненты электромагнитного поля в точке наблюдения имеют ту же самую частоту, но их фазы зависят от положения точки наблюдения. Если выбирать какое-либо фиксированное значение фазы, можно легко отыскать другие точки пространства, имеющие ту же самую фазу. Совокупность всех эквифазных точек образуют трехмерную поверхность, называемую **волновым фронтом**. Передающая антенна излучает **сферический волновой фронт** (см. Рис. 9.1.1). Однако при большом удалении от антенны, превышающем так называемое **расстояние дальней зоны**, которое суще-

ственно больше, чем длина волны в свободном пространстве λ или размеры антенны, излучаемые волны в окрестности точки наблюдения имеют приблизительно **плоский волновой фронт**. Это известно как **область дальней зоны**. Заметим, что при обычной связи и вещании радиоприемники обычно оказываются в области дальней зоны передающей антенны.

$$\lambda_0 = c_0/f \text{ где } c_0 = 2,99792458 \cdot 10^8 \text{ м/сек} \quad (9.1-1)$$

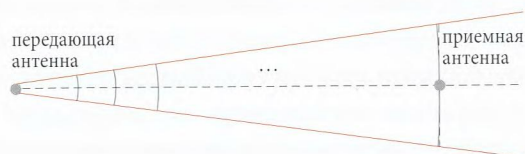


Рис. 9.1.1
Локально-плоские волновые фронты в области дальней зоны антенны.

Рассматриваемое далее исследуемое антенное устройство может быть как передающей, так и приемной антенной. При измерении характеристик направленности передающие антенны обычно переводятся в режим приема. Смена направления передачи сигнала вполне допустима, поскольку антенны являются взаимными устройствами. Из свойства **взаимности** следует, что характеристики направленности антенны в режимах передачи и приема строго идентичны. При выполнении измерений в приемном режиме, мы подвергаем исследуемые антенны воздействию электромагнитных волн, имеющих плоские волновые фронты по следующим причинам:

- ♦ Плоские волновые фронты, как правило, соответствуют рабочим условиям реальной работы для приемных антенн.
- ♦ При плоских волновых фронтах вектор $\mathbf{E}$ электрического поля, вектор $\mathbf{H}$ магнитного поля, и направление распространения $\mathbf{z}$ являются перпендикулярными между собой (см. Рис. 9.1.2).

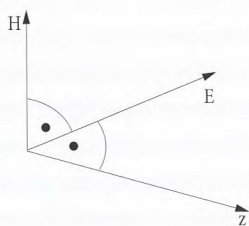


Рис. 9.1.2
Ориентация компонент поля в дальней зоне.

С учетом геометрической ориентации векторов, и в присутствии воздуха как диэлектрика,¹⁾ напряженность электрического поля $|\mathbf{E}|$ и напряженность магнитного поля $|\mathbf{H}|$ связаны **импедансом свободного пространства** $Z_{\text{св}}$, то есть справедливо соотношение:

$$|\mathbf{E}| = Z_{\text{св}} \cdot |\mathbf{H}|, \text{ где } Z_{\text{св}} = 120\pi \Omega \approx 377 \Omega \quad (9.1-2)$$

Поэтому достаточно измерить и зафиксировать только одну из компонент электромагнитного поля.

- ♦ Для передающей антенны главный интерес представляет излучаемое электромагнитное поле в дальней зоне. Исходя из свойства взаимности, отмеченного выше, характеристики передающей антенны могут быть измерены при работе в режиме приема. При этом поле возбуждения должно иметь плоский волновой фронт, то есть быть полным эквивалентом электромагнитного поля в области дальней зоны.

Для осуществления экспериментального исследования характеристик направленности антенны в области дальней зоны возможны различные подходы. Один из них основан на предварительных измерениях **ближнего поля** антенны, с последующим вычислительным восстановлением характеристик направленности в дальней зоне, применяя известные в теории антенн алгоритмы **пересчета ближнего поля** в дальнее. Однако такой подход в этой книге не рассматривается. Далее будут обсуждены в деталях только иные подходы, не требующие применения алгоритмов преобразований.

Измерение характеристики направленности антенны в дальней зоне будет возможным, если просто выбрать расстояние между антеннами достаточно большим. В зависимости от размеров антенны и длины волны, может оказаться необходимым выполнять такие измерения вне помещений, то есть на открытом воздухе. Эту ситуацию принято называть **тестированием на открытом антенном полигоне**. Условия погоды (например, снег, дождь) безусловно будут влиять на качество радиопередачи при измерениях. Если

1) Относительная диэлектрическая проницаемость воздуха аппроксимируется диэлектрической проницаемостью вакуума, то есть $\epsilon_r = 1$. Кроме того, подразумевается, что среда распространения радиоволн не имеет омических потерь.

влияния такого рода неприемлемы, то измерения окажутся выполнимыми только при вполне конкретных хороших погодных условиях. Это может ограничивать возможность проведения измерений всего несколькими неделями, или даже днями, в году, когда погодные условия удовлетворяют необходимым требованиям. Побочные сигналы от других радиосредств, в принципе, также могут влиять, и искажать результаты измерений на открытом полигоне. Поэтому для обнаружения и исключения любых потенциальных проблем этого типа должны выполняться соответствующие предварительные контрольные измерения.

На следующем далее рис. 9.1.3 показан пример типовой структурной схемы с набором необходимой аппаратуры для организации измерений характеристик антенн на открытом воздухе в дальней зоне. В этом примере расстояние между антеннами очень большое, и передаваемый сигнал T_x формируется удаленным генератором. Генератор управляется через волоконно-оптическую линию связи через имеющийся в приборах интерфейс GPIB. Внешняя опорная частота, необходимая как для анализатора цепей, так и для генератора, получается из GPS сигнала, одновременно доступного в местах расположения обеих антенн.

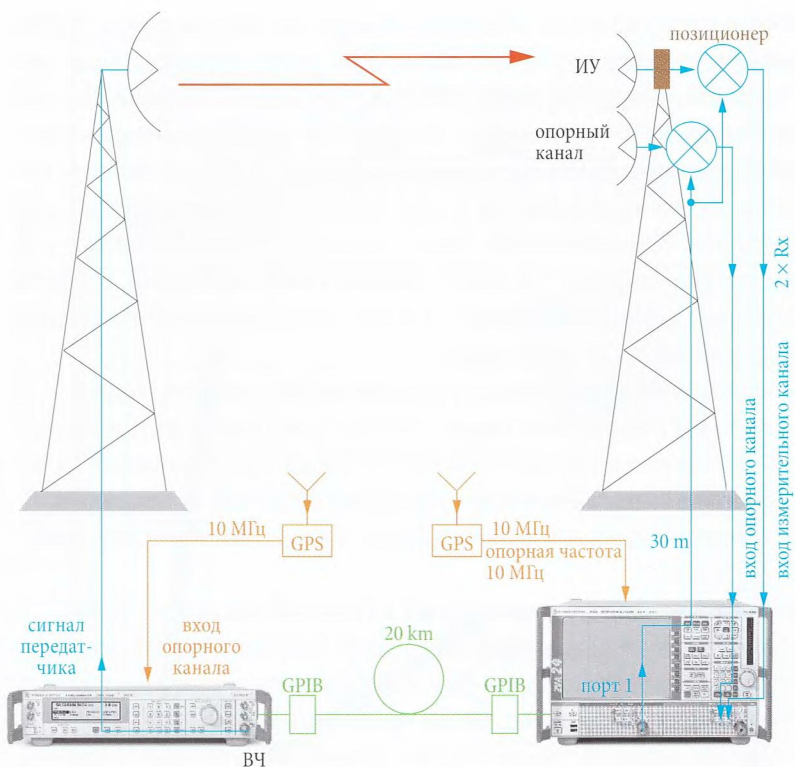


Рис. 9.1.3 Тестирование антенн на открытом воздухе при расстоянии между испытуемой и вспомогательной антеннами в 20 км.

С помощью внешних смесителей, сигналы приемников преобразуются по частоте вниз до нескольких МГц. Преобразованные сигналы далее подаются на анализатор цепей через линии передачи длиной 30 м. Еще одна дополнительная антенна, обозначенная как опорный канал на рис. 9.1.3, обеспечивает сигнал сравнения для правильного определения фазы и амплитуды принимаемого сигнала в месте расположения испытуемой антенны.

При проведении измерений антенн в дальней зоне в так называемой **безэховой камере** появляется возможность создать постоянные и комфортные внешние условия измерений. Более того, радиопомехи от других передатчиков практически исключаются. Стены камеры покрываются специальными **пирамидальными поглотителями** для подавления мешающих отражений от стен.

Разумеется, габариты безэховой камеры не беспредельны. Чтобы создать плоские волновые фронты в таком ограниченном пространстве, следует преобразовать расходящиеся сферические волновые фронты, создаваемые первичными источниками сигналов – **облучателями**, в плоские волновые фронты. Для этого используют металлические отражатели в виде одного или более вогнутых рефлекторов. Измерительный стенд с такими вспомогательными рефлекторами получил название **компактный антенный полигон** (**compact antenna test range** – CATR). Существуют три различных реализации таких полигонов:

- ♦ **Однозеркальный компактный антенный полигон (single-reflector compact test range – SCR)** устроен наиболее просто, и использует только один вспомогательный параболический рефлектор для преобразования сферической волны облучателя в примерно плоский волновой фронт в окрестности исследуемой антенны.
- ♦ **Двухзеркальный компактный антенный полигон** помимо **основного отражателя** в виде параболического цилиндра, корректирующего волновой фронт в одной плоскости, имеет добавочный **субрефлектор**, чтобы выполнять коррекцию волнового фронта в другой плоскости. При сравнимых размерах, полигон с двойным отражателем имеет значительно большее **эквивалентное фокусное расстояние**, чем однозеркальный компактный антенный полигон.
- ♦ **Компенсированный компактный антенный полигон (compensated compact test range – CCR)** также имеет два рефлектора. Однако за счет применения рефлекторов специальной формы (с двойной кривизной по гиперболической и параболической функциям) в значительной степени предотвращается появление внутренней системной **кросс-поляризации**. Это означает, что обеспечивается хорошая развязка между компонентами электромагнитного поля с вертикальной и горизонтальной поляризациями.

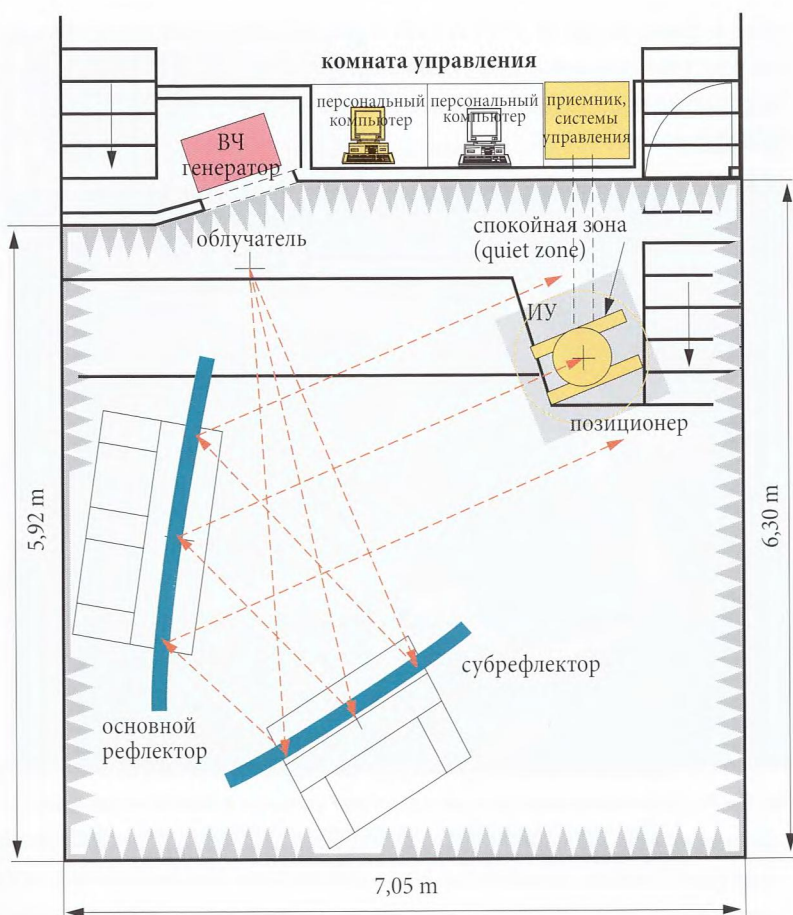


Рис. 9.1.4 Схема компенсированного компактного антенного полигона в Мюнхенском Университете прикладных наук (система типа CCR 20/17 от EADS Astrium).

На рис. 9.1.4 показан схематический вид сверху на компенсированный компактный полигон среднего размера. Для этого полигона размеры зоны испытаний (обычно называемой **спокойной зоной** – quiet zone) составляют $1,3 \text{ м} \times 1,3 \text{ м}$. С помощью позиционера имеется возможность вращения испытуемых объектов вокруг нескольких осей с высоким угловым разрешением. Неточность выполнения поверхностей рефлекторов составляет не более 25 микрометров. Основной рефlector и субрефlector имеют размеры $2 \text{ м} \times 1,7 \text{ м}$ и $1,5 \text{ м} \times 1,5 \text{ м}$, соответственно. Система создана для работы в диапазоне частот от 1,7 ГГц до 200 ГГц. Квазиплоские электромагнитные волны в спокойной зоне имеют максимальные отклонения ампли-

туды и фазы 0,5 дБ и $\pm 5^\circ$, соответственно. Эквивалентное фокусное расстояние равно 37 м [Fa05]. Рис. 9.1.5 показывает вид в перспективе на испытательный антенный полигон из точки установки исследуемого объекта.

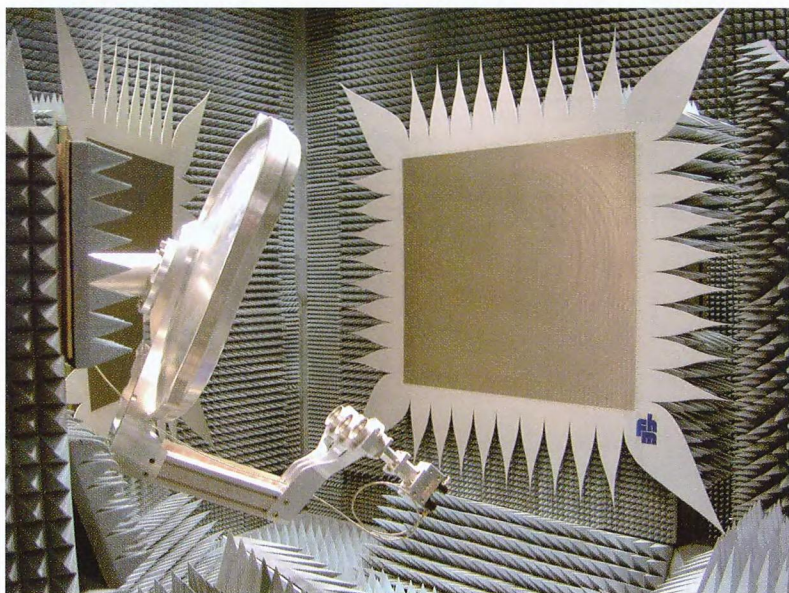


Рис. 9.1.5 Испытание многолучевой зеркальной антенны в диапазоне частот 12 ГГц (компенсированный компактный антенный полигон: Мюнхенский Университет прикладных наук; антенна KATHREIN).

Измерения на полигонах могут сопровождаться нежелательными помехами. Например, в установке, показанной на рис. 9.1.4, часть излучаемой облучателем мощности попадает на испытываемую антенну напрямую, не проходя через рефлекторы. Однако, имеется возможность устранения такой помехи, используя разницу в запаздывании основного и мешающего сигналов. Соответствующий импульсный режим работы известен под названием **стробирование по дальности**, см., например, [HF98]. Альтернативно, может быть использована временная селекция, обсуждавшаяся ранее в разделе 5.4. Разумеется, измерения в этом случае должны выполняться с использованием частотного качания, тогда как при жестком стробировании достаточно выполнить измерение только на одной частоте. Рис. 9.1.6 показывает структурную схему для реализации компактного антенного полигона (CATR) с использованием стробирования по дальности.

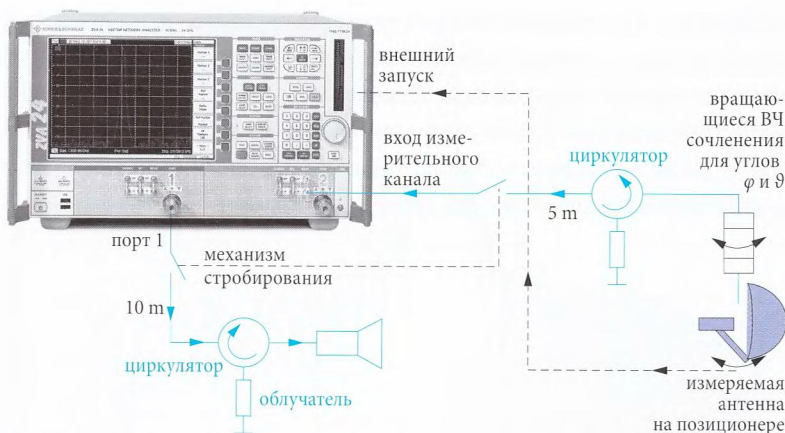


Рис. 9.1.6 Структурная схема измерения характеристик антенн с использованием стробирования по дальности.

Для примера на рис. 9.2.2. приведены типичные результаты антенных измерений, позволяющие оценить влияние применения режима жесткого стробирования.

9.2 Основные измеряемые характеристики антенн

Большинство антенных измерений предназначены для регистрации характеристик направленности излучения, далее отображаемых в графической форме, и часто именуемых просто диаграммами направленности. Характеристики направленности необходимы для нахождения вторичных параметров антенны – ширины главного луча по половинной мощности, уровня подавления боковых лепестков, а также для определения коэффициента усиления антенны при предварительной калибровке, использующей вспомогательную стандартизованную антенну. Более подробные определения важных характеристик, являющихся предметом антенных измерений, обсуждаются далее.

Диаграмма направленности описывает зависимость создаваемого антенной излучения от направления. Остронаправленные антенны имеют ярко выраженное направление максимального излучения, вокруг которого концентрируется излучаемая мощность. Всенаправленные антенны должны охватывать излучением как можно большую часть окружающего пространства. Диаграмма направ-

ленности – это графическая интерпретация картины излучения в дальней зоне в определенной плоскости. Построение диаграммы направленности ведется при изменении угла ϑ для фиксированного угла, или при изменении угла φ при фиксированном угле ϑ . Рис. 9.2.1 иллюстрирует стандартные определения **угла азимута** φ и **угла места** ϑ в сферической системе координат.

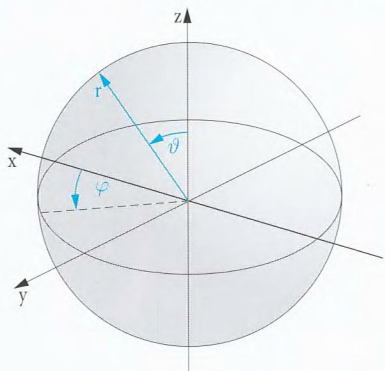


Рис. 9.2.1
Соотношения между
сферическими координатами и декартовыми координатами.

В **диаграммах направленности** принято отображать либо напряженность поля $E(\vartheta, \varphi)$, либо плотность потока мощности на единицу пространственного угла $P(\vartheta, \varphi)$ по линейной шкале или, что привычнее, по децибельной шкале. Графики нормируются на максимальное линейное значение. Это означает, что диаграмма направленности будет всегда иметь максимальное значение 1, или 0 дБ, соответственно. Индикация диаграммы с использованием полярных координат выглядит весьма наглядно. Однако на практике обычно предпочитают строить и показывать угловую зависимость с использованием декартовой системы координат, и шкалы в дБ (см. рис. 9.2.2), поскольку это обеспечивает возможность получить намного более детальную картину углового распределения излучения.

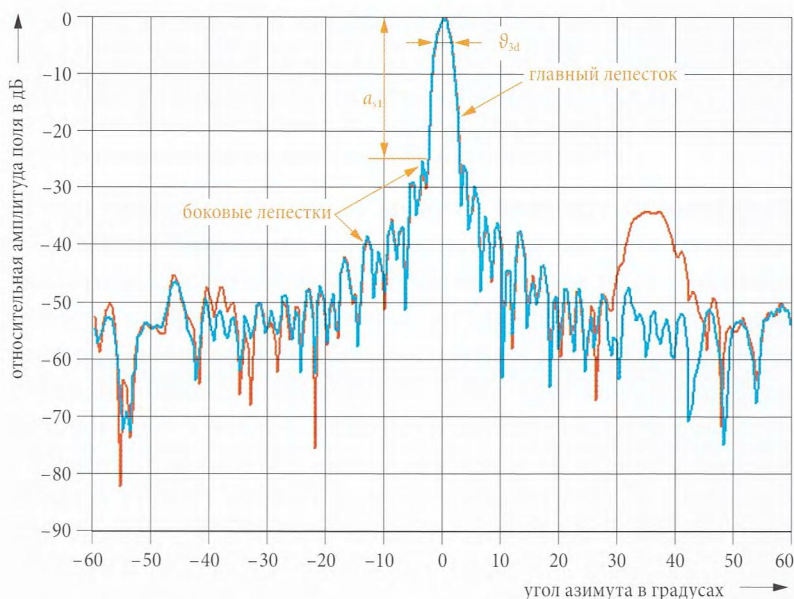


Рис. 9.2.2 Диаграмма направленности для несимметричной параболической антенны на 12 ГГц с высоким усилением без стробирования по дальности (красный цвет) и с жестким стробированием (голубой).

В диаграмме направленности различают **главный лепесток** и **боковые лепестки**. Угловая апертура (размах) $\vartheta_{3дБ}$ или $\varphi_{3дБ}$, на краях которой значение регистрируемого уровня падает на 3 дБ (или интенсивность уменьшается до значения $1/\sqrt{2}$) относительно максимума главного лепестка, носит название **ширина лепестка по уровню половинной мощности**. Уровень боковых лепестков a_{s1} характеризует минимальное ослабление боковых лепестков относительно максимума главного лепестка, наблюдаемое в пределах полной диаграммы направленности. Фактически, **подавление боковых лепестков** определяется относительным уровнем наибольшего бокового лепестка в полной диаграмме направленности.

Вследствие свойства взаимности, все определения, обсуждавшиеся выше, могут быть использованы как для передающих, так и для приемных антенн. Это составляет основу для всех антенных измерений, описываемых в данной главе. Испытуемая антенна при ее вращении последовательно устанавливается на каждый запрограммированный угол ϑ (или φ), и подвергается воздействию падающего на нее электромагнитного поля с как можно более плоским

волновым фронтом. Измеряются выборки из функции плотности потока мощности $P(\vartheta, \varphi)$, или из функции напряженности электрического поля $E(\vartheta, \varphi)$, принятые антенной при каждом заранее предусмотренном сочетании углов ϑ и φ .

Коэффициент усиления антенны G_i (часто называемый просто усилением антенны) представляет собой отношение мощности $P_{\text{вх}}$, принятой с направления максимума главного лепестка диаграммы направленности, к мощности, которую изотропный излучатель принимал бы при той же напряженности электромагнитного поля падающей волны. При этом, поляризация падающего плоского волнового фронта предполагается согласованной с поляризацией антенны. Проведение измерения уровня принимаемого сигнала с помощью стандартизированной опорной антенны (вместо испытуемой), позволяет определить опорную мощность $P_{\text{оп}}$, которая принимается опорной антенной с направления максимума ее главного лепестка. Усиление стандартизированной опорной антенны предполагается имеющим известное значение $G_{\text{оп}}$. Основываясь на мощности сигнала $P_{\text{иу}}$, принятой испытуемой антенной с направления максимума главного лепестка, и на двух известных значениях $P_{\text{оп}}$ и $G_{\text{оп}}$, можно следующим образом вычислить коэффициент усиления антенны:

$$G_i = \frac{P_{\text{иу}}}{P_{\text{оп}}} G_{\text{оп}} \quad (9.2-1)$$

Это формула справедлива в предположении наличия идеального согласования выходов испытуемой и опорной антенн. Поскольку обычно антенны не являются достаточно хорошо согласованными, следует ввести дополнительный коэффициент коррекции в формулу (9.2-1). Он включает коэффициенты отражения $\Gamma_{\text{оп}}$ и $\Gamma_{\text{иу}}$ для опорной антенны и для испытуемой антенны:

$$G_i = \frac{P_{\text{иу}}}{P_{\text{оп}}} \frac{1 - |\Gamma_{\text{оп}}|^2}{1 - |\Gamma_{\text{иу}}|^2} G_{\text{оп}} \quad (9.2-2)$$

Используемый измерительный прибор (приемник анализатора цепей) также должен быть хорошо согласованным. В противном случае потребуется еще раз видоизменить коэффициент коррекции, вводя достаточно сложный член, учитывающий, в том числе, и длину линии передачи, располагаемой между антенной и анализатором.

Коэффициент усиления антенны G_i представляет собой безразмерное отношение. На практике он обычно выражается логарифмическим эквивалентом g_i по шкале дБ. Чтобы подчеркнуть, что значения относятся к изотропному излучателю, используется специальное обозначение дБи в качестве единицы измерения.

$$g_i = 10 \lg(G_i) \text{ дБи} \quad (9.2-3)$$

9.3 Измерения радиолокационного поперечного сечения

При экспериментальном исследовании радиолокационной видимости объектов (например, самолетов) необходимо воздействовать на измеряемый объект (цель) плоским волновым фронтом, поскольку такие объекты удалены от радиолокатора на много длин волн в свободном пространстве.¹⁾ Для **измерения эффективной площади рассеяния** можно использовать, например, компактный испытательный антенный полигон. Рефлекторы преобразуют сферический волновой фронт, создаваемый облучателем, в плоский волновой фронт. Обратный плоский волновой фронт, отраженный объектом (целью), преобразуется рефлектором в сходящийся в точку фокуса сферический фронт. Находящийся в фокусе облучатель, создающий возбуждающее электромагнитное поле, одновременно является также и приемной антенной. Этот случай соответствует **моностатическому радиолокатору** (радиолокатору одного местоположения). Возможна и более сложная измерительная система с разнесенными передающей антенной (Tx антенна) и приемной антенной (Rx антенна), аналогичная **бистатическому радиолокатору**.

При измерениях радиолокационного поперечного сечения обычно используется принцип электродинамического подобия. Согласно этому принципу применяются уменьшенные в определенное число раз (на так называемый *коэффициент подобия*) модели испытываемых объектов. Соответственно, частота измерений увеличивается точно в такое же число раз.

1) Локационная техника для определения дефектов материала, описанная в разделе 6.3, является исключением.

В моностатических радиолокаторах для обеспечения разделения передаваемого сигнала и принимаемого сигнала (который имеет очень малый уровень, например, ниже чем на 100 дБ) используется импульсная работа.

На рис. 9.3.1 показана структурная схема бистатического радиолокационной системы. Используемые антенны позволяют различать горизонтальную и вертикальную поляризации.

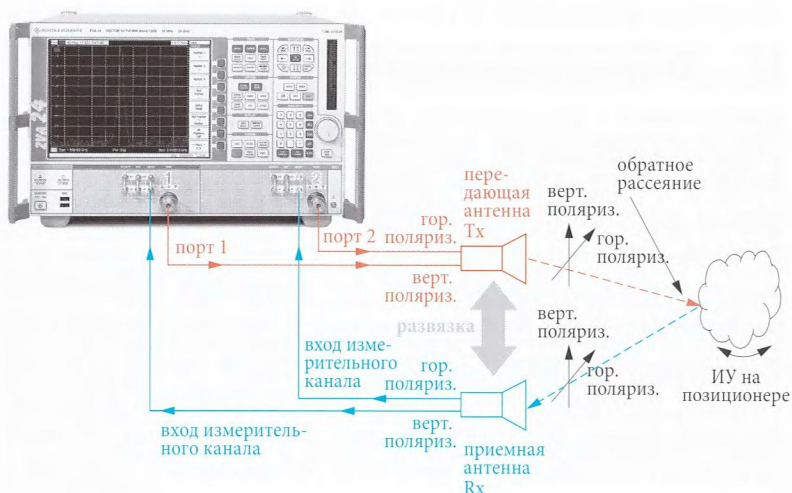


Рис. 9.3.1 Структурная схема бистатического радиолокатора при измерении радиолокационного поперечного сечения.

Результатом измерений обычно является **поперечное радиолокационное сечение** как функция угла поворота испытываемого объекта. Отношение принимаемой радиолокатором мощности P_{Rx} к излучаемой радиолокатором мощности P_{Tx} определяется **уравнением дальности радиолокатора**. Для бистатического радиолокатора это уравнение имеет вид:

$$\frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} = \sigma \frac{G_{Tx} G_{Rx} \lambda^2}{(4\pi)^3 d^4} \quad (9.3-1)$$

где G_{Tx} и G_{Rx} – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, соответственно, d – расстояние, λ – длина волны, и σ – поперечное радиолокационное сечение

В соответствии с формулой (9.3-1), поперечное радиолокационное сечение σ может быть найдено по результатам измерений мощностей P_{Rx} и P_{Tx} . Коэффициент $G_{Tx}G_{Rx}\lambda^2/[(4\pi)^3d^4]$, входящий в формулу (9.3-1), часто определяется на основе предварительного калибровочного измерения. В нем используется опорный объект, имеющий известное радиолокационное поперечное сечение σ . В качестве опорного объекта можно использовать, например, сферу с радиусом в две длины волны $r = 2\lambda$. Ее радиолокационное поперечное сечение примерно равно $\sigma = \pi r^2$.

Радиолокационное поперечное сечение σ часто указывают с помощью децибельной шкалы. Измеренное радиолокационное поперечное сечение в m^2 сравнивается с условной единицей измерения в $1 m^2$. Полученное отношение затем переводится на шкалу дБ. Введенная единица получила название дБкв.м. Соответствующая формула для перевода радиолокационного поперечного сечения в децибельную шкалу выглядит так:

$$\Xi = 10 \lg \frac{\sigma}{1 m^2} \text{ дБкв.м.} \quad (9.3-2)$$

Следующая далее Таблица 9.3.1 содержит значения радиолокационного поперечного сечения для некоторых типичных объектов.

Объект	Радиолокационное поперечное сечение в m^2	Радиолокационное поперечное сечение в дБкв.м.
Автомобиль	100	20
Коммерческий авиалайнер	40	16
Истребитель	2 – 6	3 – 7,78
Взрослый человек	1	0
Птица	0,01	–20
Насекомое	0,0001	–50
Современный истребитель технологии stealth	0,00001	–60

Таблица 9.3.1 Типовые радиолокационные поперечные сечения, взятые из [1EZ52].

Для увеличения разрешения деталей при наблюдении движущихся объектов, обычно пользуются принципом **радиолокатора с инверсной синтезированной апертурой** (OSAP). Накладывая радиолокационные данные от нескольких изображений, измеренных в про-

цессе движения, можно существенно увеличить разрешение деталей объекта. В примере измерений, показанном на рис. 9.3.2, для реализации возможностей применения обратной синтезированной апертуры было использовано вращение исследуемого объекта. Рисунок показывает радиолокационное поперечное сечение самолета, как изображение ОСАР. Эти измерения были выполнены компанией March Microwave Systems на масштабной модели самолета Boeing 747. Для управления измерением и для оценки результатов было использовано программное обеспечение для измерения радиолокационного поперечного сечения компании Advanced Antenna and RCS Measurement Software (ARCS).

Боинг 747 с разделителем

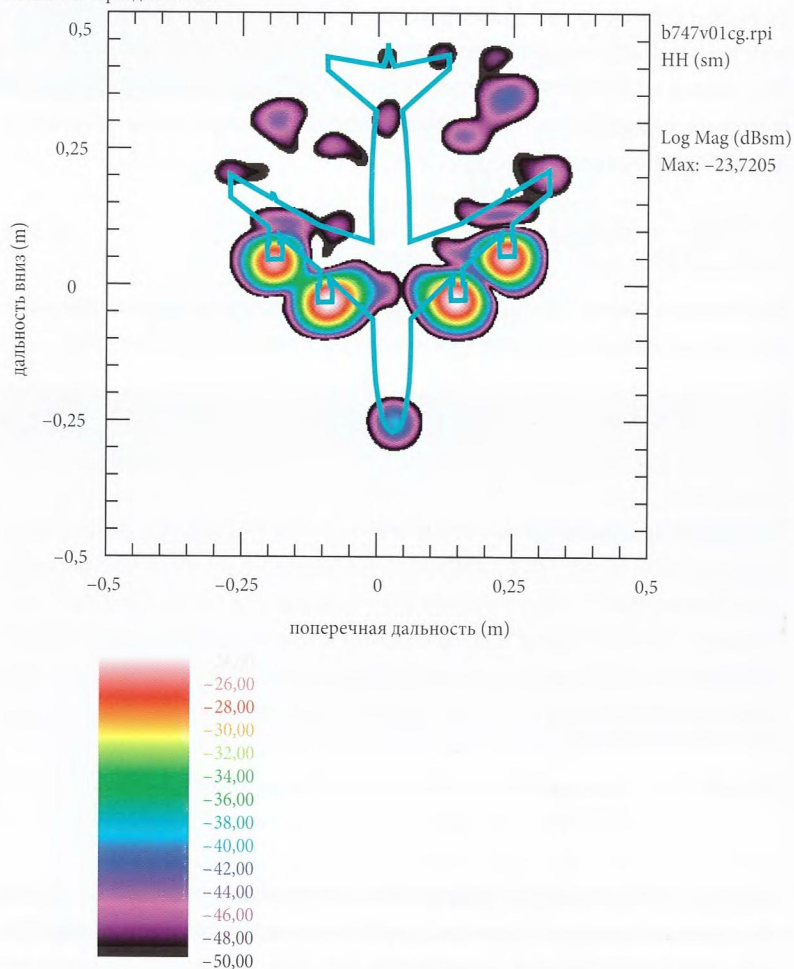


Рис. 9.3.2 ОСАР изображение модели самолета Boeing 747.

10 Заклучение и благодарности

Векторный анализ цепей представляет собой впечатляющую картину того, как за последние 50 лет использование техники обработки сигналов и данных в цифровом виде привело к колоссальному расширению возможностей измерительных приборов.

Рис. 10.1.1
Знаменитый двумерный
Диаграф – векторный
анализатор цепей
из семейства
Rohde&Schwarz, который
изготавливался с 1950 по
1977 годы.



В параллель с техническим прогрессом и новыми достижениями в разработке микроволновых компонентов различных радиоустройств, анализаторы цепей развиваются в направлении преодоления ряда первоначальных ограничений. При разработке таких приборов особое значение имеет достижение оптимальных компромиссов между аналоговой частью аппаратуры, устройствами цифровой обработки сигналов, и средствами программного обеспечения всего измерительного процесса. В последнее время постоянно наблюдается сокращение доли аналогового оборудования. Это приводит к созданию все более совершенных приборов, таких, например, как восьми-портовый анализатор цепей фирмы Роде и Шварц. Кроме увеличивающегося числа портов, и возрастающей компактности конструкции подобных приборов, о прогрессе свидетельствует непрерывное улучшение таких параметров, как максимальная частота измерений, динамический диапазон уровней сигналов, и время качания.

Я лично нахожу эту область исследований чрезвычайно заманчивой из-за ее расположения на перекрестке дорог, где фундаментальная радиофизика пересекается с областью инженерной деятельности, направленной на создание новой техники, и на разработку самых совершенных приборов. Я очень благодарен за информацию и советы, которые я получил от окружающих меня коллег. Я предпочитаю никого не называть индивидуально из-за того, что очень

многие люди помогали мне в разрешении ряда важных вопросов. Конечно, в первую очередь, я хотел бы поблагодарить руководителей нашей лаборатории, и всего департамента. С момента зарождения моей первой идеи, эти люди были непрерывно заинтересованы в создании этой книги. Существенная помощь была получена из ряда внешних организаций. Я хотел бы поблагодарить профессора доктора Фазольда (Fasold) из Мюнхенского Университета прикладных наук за советы, и рисунки для 9 главы моей книги. Я хотел бы также поблагодарить доктора Шлехтвега (Schlechtweg) из Фраунгоферовского института за предоставление ряда испытанных устройств, использованных в разделе 8.5. Я хочу поблагодарить переводчика, господина Смольского Сергея Михайловича и редактора, Сазонова Дмитрия Михайловича. Особой благодарности за техническое редактирование правописания русского издания заслуживает госпожа Уте Филипп (Германия).

Михаэл Хибель, сентябрь 2008

А Приложения

А1 Математические принципы

Анализ цепей требует хорошего понимания правил вычислений, производимых с комплексными числами и матрицами. Данное приложение воспроизводит необходимые важнейшие определения и формулы.

А1.1 Комплексные числа

Мнимая единица обычно обозначается символом i в математике, и символом j в электротехнике. Она удовлетворяет соотношениям:

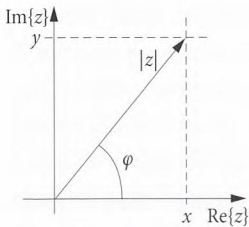
$$j = \sqrt{-1}; \quad j^2 = -1; \quad j^3 = -j; \quad j^4 = 1 \text{ и т.д.} \quad (\text{A1.1-1/4})$$

Комплексное число $z = x + jy$ представляет собой упорядоченную пару действительных чисел x и y . Математические операции сложения, умножения и т.д. над комплексными числами следуют четко определенным правилам (см. следующую далее Таблицу А1.1.1). Комплексные числа полностью определяются их действительной и мнимой частями:

$$\text{Действительная часть:} \quad \operatorname{Re}\{z\} = \operatorname{Re}\{x + jy\} = x \quad (\text{A1.1-5})$$

$$\text{Мнимая часть:} \quad \operatorname{Im}\{z\} = \operatorname{Im}\{x + jy\} = y \quad (\text{A1.1-6})$$

Каждое комплексное число может быть представлено точкой в прямоугольной системе координат с абсциссой x и ординатой y . Совокупность всех комплексных чисел в геометрической интерпретации образует комплексную плоскость. Следующие далее формулы необходимы для взаимных преобразований между полярным и декартовым представлениями комплексных чисел. Модуль и фазовый угол комплексного числа z обозначаются как $|z|$ и $\arg(z)$.



A1.1.1

Комплексная плоскость.

Полярно → декартовое преобразование:

$$x = |z| \cos \varphi \quad (A1.1-7)$$

$$y = |z| \sin \varphi \quad (A1.1-8)$$

Декартово → полярное преобразование:

$$|z| = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (A1.1-9)$$

$$\varphi = \arg(z) = \begin{cases} \arccos \frac{x}{|z|} & \text{для } y \geq 0 \\ -\arccos \frac{x}{|z|} & \text{для } y < 0 \\ \text{не определено} & \text{для } |z| = 0 \end{cases} \quad (A1.1-10)$$

Полярное представление комплексных чисел в развернутом виде приводит к **формуле Эйлера для комплексных чисел**:

$$z = |z| \cdot [\cos(\varphi) + j\sin(\varphi)] = |z| \cdot e^{j\varphi}.$$

Как можно видеть из следующей далее Таблицы A1.1.1., то или другое (то есть декартово или полярное) представление комплексных чисел оказывается предпочтительным в зависимости от конкретной арифметической операции, которую предстоит выполнять.

Декартово представление	Полярное представление
Сложение $z_1 + z_2 = (x_1 + x_2) + j(y_1 + y_2)$	-/-
Вычитание $z_1 - z_2 = (x_1 - x_2) + j(y_1 - y_2)$	-/-
Умножение $z_1 \cdot z_2 = (x_1 x_2 - y_1 y_2) + j(x_1 y_2 + x_2 y_1)$	$z_1 z_2 = z_1 e^{j\varphi_1} z_2 e^{j\varphi_2} = z_1 z_2 e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)}$
Деление $\frac{z_1}{z_2} = \frac{x_1 + jy_1}{x_2 + jy_2} = \frac{(x_1 + jy_1)(x_2 - jy_2)}{(x_2 + jy_2)(x_2 - jy_2)} = \frac{z_1 z_2^*}{ z_2 ^2}$	$\frac{z_1}{z_2} = \frac{ z_1 e^{j\varphi_1}}{ z_2 e^{j\varphi_2}} = \frac{ z_1 }{ z_2 } e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)}$
Возведение в степень -/-	$z^n = (z e^{j\varphi})^n = z ^n e^{jn\varphi}$
Корень -/-	$\sqrt[n]{z} = \sqrt[n]{ z e^{j\varphi}} = \sqrt[n]{ z } \cdot e^{j \frac{\varphi + k 2\pi}{n}}$ где $k = \{0, \dots, n-1\}$

Таблица A1.1.1 Основные операции с комплексными числами.

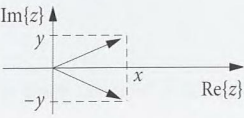
Определение	Вычисление
Модуль $ z = \sqrt{x^2 + y^2} = \sqrt{z^* z}$	$ z_1 - z_2 \leq z_1 - z_2 ; z_1 + z_2 \leq z_1 + z_2 ;$ $ z_1 z_2 = z_1 z_2 ; z_1/z_2 = z_1 / z_2 ;$
Аргумент См. формулу (A1.1-10)	$\arg(z_1 z_2) = \arg(z_1) + \arg(z_2);$ $\arg(z_1/z_2) = \arg(z_1) - \arg(z_2); \arg(z^*) = -\arg(z);$ $\arg(z^n) = n \cdot \arg(z); \arg(\sqrt[n]{z}) = \frac{2k\pi + \arg(z)}{n}$
Комплексное сопряжение $z^* = (x + jy)^* = x - jy$ 	$(z^*)^* = z$ $(z_1 + z_2)^* = z_1^* + z_2^*; (z_1 - z_2)^* = z_1^* - z_2^*$ $(z_1 \cdot z_2)^* = z_1^* \cdot z_2^*; (z_1/z_2)^* = z_1^*/z_2^*$ $z + z^* = 2x; z - z^* = 2jy$ $ z = z; z \cdot z^* = z ^2; \arg(z^*) = -\arg(z)$ В технической литературе вместо z^* также используется $\bar{z}$
Действительная часть $\text{Re}\{z\} = \text{Re}\{x + jy\} = x$ Альтернативно $\text{Re}\{z\} = \frac{1}{2} \cdot (z + z^*)$	$\text{Re}\{z^*\} = x$ $\text{Re}\{z_1 + z_2\} = x_1 + x_2; \text{Re}\{z_1 - z_2\} = x_1 - x_2$ $\text{Re}\{z_1 \cdot z_2\} = x_1 x_2 - y_1 y_2; \text{Re}\left\{\frac{z_1}{z_2}\right\} = \frac{x_1 x_2 + y_1 y_2}{x_2^2 + y_2^2}$ $\text{Re}\{z^n\} = z ^n \cos(n\varphi) \quad \text{где } \varphi = \arg(z)$ $\text{Re}\{\sqrt[n]{z}\} = \sqrt[n]{ z } \cos\left(\frac{\varphi + 2k\pi}{n}\right) \quad \text{где } \varphi = \arg(z)$
Мнимая часть $\text{Im}\{z\} = \text{Im}\{x + jy\} = y$ Альтернативно $\text{Im}\{z\} = \frac{1}{2j} (z - z^*)$	$\text{Im}\{z^*\} = -y$ $\text{Im}\{z_1 + z_2\} = y_1 + y_2; \text{Im}\{z_1 - z_2\} = y_1 - y_2$ $\text{Im}\{z_1 \cdot z_2\} = x_1 y_2 + y_1 x_2; \text{Im}\left\{\frac{z_1}{z_2}\right\} = \frac{x_2 y_1 - x_1 y_2}{x_2^2 + y_2^2}$ $\text{Im}\{z^n\} = z ^n \sin(n\varphi) \quad \text{где } \varphi = \arg(z)$ $\text{Im}\{\sqrt[n]{z}\} = \sqrt[n]{ z } \sin\left(\frac{\varphi + 2k\pi}{n}\right) \quad \text{где } \varphi = \arg(z)$

Таблица A1.1.2 Дополнительные операции с комплексными числами.

A1.2 Операции с матрицами

Определение матриц и векторов

Матрица представляет собой просто прямоугольную таблицу, заполненную числами. Эти числа известны как „элементы“ матрицы. Матрица может быть комплексной. Это означает, что каждый элемент представляет собой комплексное число. Типичный пример – это матрица рассеяния (S-матрица), введенная в разделе 1.2. Матрицы с одним единственным столбцом известны как „векторы“. Матрицы и векторы принято обозначать жирным шрифтом, чтобы отличить их от скалярных чисел. Для обозначения матриц обычно используются прописные буквы, а для обозначения векторов используются строчные буквы:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1} & \cdots & a_{mn} \end{pmatrix} = (a_{ik}) \quad (\text{A1.2-1})$$

Размерность $\text{Dim}(\mathbf{A}) = m \times n$ характеризует число строк m и число столбцов n матрицы $\mathbf{A}$. Элемент матрицы в строке i и в столбце k обозначается как a_{ik} .

Специальные матрицы

Имеет смысл определить две следующие специальные матрицы:

Нулевая матрица:

$$\mathbf{0} = \begin{pmatrix} 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A1.2-2})$$

Единичная матрица:

$$\mathbf{1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A1.2-3})$$

Операции с матрицами

Математические операции, подобные сложению, умножению и т.д., выполняются по четко сформулированным правилам. Эти правила (фактически аксиомы) определяют, как рассчитывать каждый элемент результирующей матрицы. Все основные арифметические операции с матрицами (*сложение «+», вычитание «-», умножение и деление*) определяются именно таким путем. Сразу же следует заметить, что операция *деление* в определенном смысле условна, поскольку выполняется *умножением* на обратную матрицу. Чтобы было возможно правильно выполнить любую математическую операцию, вовлеченные в операцию матрицы должны удовлетворять некоторым предварительным условиям. В следующих далее Таблицах А.1.2.1 и А.1.2.2 перечислены необходимые аксиомы, условия, и приведены правила для выполнения операций с матрицами.

Операция	Предварительное условие	Пример, правила для расчетов
$A = B$	$\text{Dim}(A) = \text{Dim}(B)$	Пример для $\text{Dim}(A) = 2 \times 2$: $A = B \Leftrightarrow a_{11} = b_{11} \wedge a_{12} = b_{12} \wedge a_{21} = b_{21} \wedge a_{22} = b_{22}$ Словесно, соответствующие элементы матрицы равны.
$A + B$	$\text{Dim}(A) = \text{Dim}(B)$ Результат имеет ту же размерность, что и слагаемые	Пример для $\text{Dim}(A) = 2 \times 2$: $A + B = \begin{pmatrix} a_{11} + b_{11} & a_{12} + b_{12} \\ a_{21} + b_{21} & a_{22} + b_{22} \end{pmatrix}$ Словесно, соответствующие элементы матрицы суммируются. Справедливы правила: $A + 0 = A$ $A + B = B + A$ $(A + B) + D = A + (B + D)$ $(A + B) + D = A + B + D$
$A - B$	$\text{Dim}(A) = \text{Dim}(B)$	Пример и правила вычислений аналогичны случаю $A + B$
ηA	$\text{Dim}(\eta) = 1$ Словесно, η -скалярная величина и приводит к той же размерности, как и матрица A	Пример для $\text{Dim}(A) = 2 \times 2$: $\eta A = \begin{pmatrix} \eta a_{11} & \eta a_{12} \\ \eta a_{21} & \eta a_{22} \end{pmatrix}$ Словесно, каждый элемент умножается на скалярный коэффициент. Справедливы правила: $1A = A$ $(\eta A) = A \cdot \eta$ $(\eta A) \cdot B = A \cdot (\eta B) = \eta(A \cdot B)$ $(\eta + \nu)A = \eta A + \nu A$ где η, ν – скаляры.
$A \cdot B$	$\text{Dim}(A) = m \times p$ $\text{Dim}(B) = p \times n$ Результат: $\text{Dim}(C) = m \times n$	Пример для $\text{Dim}(A) = 2 \times 2$: $\begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{pmatrix} =$ $\begin{pmatrix} a_{11}b_{11} + a_{12}b_{21} & a_{11}b_{12} + a_{12}b_{22} \\ a_{21}b_{11} + a_{22}b_{21} & a_{21}b_{12} + a_{22}b_{22} \end{pmatrix}$ Справедливы правила: $1A = A$ $AB \neq BA \text{ (в общем случае)}$ $(A \cdot B) \cdot D = A \cdot (B \cdot D) = A \cdot B \cdot D$

Таблица A1.2.1 Основные операции с матрицами.

Имя, Определение, Вычисление

Детерминант (или определитель матрицы)

Опред.: Детерминант $\det(\mathbf{A})$ квадратной матрицы ($\text{Dim}(\mathbf{A}) = n \times n$) есть скалярное число. Соответствует объему тела, которое охвачено векторами столбцов $\mathbf{A}$ в n -мерном пространстве.

$$n = 2, \quad \det(\mathbf{A}) = \det \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = a_{11} a_{22} - a_{21} a_{12}$$

$n > 2$: необходимо применять специальные разложения по строкам или по столбцам; см., например, [Di87], стр. 497 и далее.

Обращение матрицы (инверсия)

Опред.: $\mathbf{A}\mathbf{A}^{-1} = 1$; *Существование:* $\det(\mathbf{A}) \neq 0$ и $\text{Dim}(\mathbf{A}) = n \times n$

$$n = 2, \quad \mathbf{A}^{-1} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix}^{-1} = \frac{1}{\det(\mathbf{A})} \begin{pmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{pmatrix}$$

$n > 2$: Должен использоваться какой-либо подходящий алгоритм, например, Гаусса-Жордана, см. [BS91], стр. 739 и далее.

Транспонирование

Опред.: $\mathbf{A}^T = (a_{ik})^T = (a_{ik})$ Кратко: „Взаимозамена строк и столбцов“.

Комплексное сопряжение

Опред.: $\mathbf{A}^* = (a_{ik})^* = a_{ik}^*$ Кратко: „Все элементы являются индивидуально комплексно-сопряженными“.

Замечание: в технической литературе вместо $\bar{\mathbf{A}}$ встречается также $\mathbf{A}^*$.

Присоединение (или трансъюнкция)

Опред.: $\mathbf{A}^H = (\mathbf{A}^*)^T$ Кратко: „Комплексное сопряжение и транспонирование матрицы (в любом порядке)“

Замечание: в технической литературе вместо $\mathbf{A}^H$ встречается также $\mathbf{A}^{\text{Adj}}$.

Диагональ

Опред.: $\text{diag}(\mathbf{A}) = [a_{11}, a_{22}, \dots, a_{nn}]^T$ Кратко: Вектор, образуемый диагональными элементами.

Таблица A1.2.2 Избранные арифметические операции с матрицами.

A2 Основные символы и величины

Символ	Значение	Единица	Определение
a	Вектор интенсивностей падающих волн ¹⁾	$\sqrt{W}$	(1.2-7)
<i>a</i>	Вектор интенсивности падающей волны на комплексной плоскости, (т.наз. <i>фазор</i>) ¹⁾	$\sqrt{W}$	(1.2-1)
<i>a(t)</i>	Представление интенсивности падающей волны во временной области	$\sqrt{W}$	(5.1-7)
<i>d</i> _{CMR}	Коэффициент подавления синфазного режима	дБ	(4.12-3)
<i>a</i> _{IM2}	Подавление интермодуляции второго порядка	дБн	(7.5-2)
<i>a</i> _{IM3}	Подавление интермодуляции третьего порядка	дБн	(7.5-3)
<i>a</i> _{k2}	Подавление гармоник второго порядка	дБн	Рис. 7.4.1
<i>a</i> _{k3}	Подавление гармоник третьего порядка	дБн	Рис. 7.4.1
<i>a</i> _p	Коэффициент усиления по мощности	дБ	(3.6-2)
arg()	Аргумент (фаза, или угол) комплексного числа	Радииан или градус	(A1.1-10)
<i>a</i> _{s,ii}	Отражение	дБ	(4.3-1)
<i>a</i> _{s,ik}	Передача (при $i \neq k$)	дБ	(4.4-1)
<i>a</i> _{sl}	Подавление бокового лепестка	дБ	Рис. 9.2.2
<i>a</i> _Г	Отражение	дБ	(3.6-5)
b	Вектор интенсивностей отраженных волн ¹⁾	$\sqrt{W}$	(1.2-7)
<i>b</i>	Вектор интенсивности отраженной волны на комплексной плоскости (т.наз. <i>фазор</i>)	$\sqrt{W}$	(1.2-1)
<i>b(t)</i>	Представление интенсивности отраженной волны во временной области	$\sqrt{W}$	(5.1-8)
<i>B</i> _{IBRR}	Относительная ширина импульса	1	(5.2-17)
<i>c</i> ₀	Скорость света в вакууме	м/сек	(9.1-1)
<i>c</i> _T	Параметр Т- проверки (Т-check parameter)	1	(3.5-3)
<i>D</i>	Коэффициент направленности	$\sqrt{W}/\sqrt{W}$	(2.2-6)
<i>d</i> _{np}	Потери преобразования	дБ	(8.1-14)
det()	Детерминант (определитель) матрицы	–/–	Раздел A1.2
DIM()	Размерность матрицы	1	Раздел A1.2
<i>d</i> _{гет-ПЧ}	Изоляция гетеродин-ПЧ	дБ	(8.1-11)

1) Все фазоры и комплексные векторные волновые величины представлены таким образом, что их амплитуда вычисляется среднеквадратичным значением.

Символ	Значение	Единица	Определение
$d_{\text{гет-ВЧ}}$	Изоляция гетеродин-ВЧ	дБ	(8.1-13)
d_p	Коэффициент ослабления мощности	дБ	(3.6-2)
$d_{\text{ВЧ-ПЧ}}$	ВЧ-ПЧ изоляция	дБ	(8.1-12)
$dy(x)/dx$	Производная функции $y(x)$ по x	—/—	—/—
d_r	Возвратные потери (потери на отражение)	дБ	Раздел 3.6.2
e_{ik}	Компоненты модели ошибки	$\sqrt{W}/\sqrt{W}$	Раздел 3.4
$e_{ik, \text{eff}}$	Эффективные системные данные	1	Раздел 3.5.2
f	Частота	Гц=1/сек	—/—
F	Периодичность спектра	Гц	Рис. 5.3.2 Рис. 5.3.4
$f_{\text{ПЧ}}$	Промежуточная частота	Гц	Раздел 8.1.1
$f_{\text{гет}}$	Частота гетеродина	Гц	Раздел 8.1.1
$f_{\text{ВЧ}}$	Радиочастота	Гц	Раздел 8.1.1
$f_{\text{отс}}$	Частота отсечки волновода (критическая частота)	Гц	Раздел 3.3.2
f_d	Апертура для измерения группового времени запаздывания	Гц	(4.5-2)
G_i	Коэффициент усиления антенны по отношению к изотропному излучателю	1	(9.2-2)
g_i	Усиление антенны в дБ относительно изотропного излучателя	дБi	(9.2-3)
$i(t)$	Представление тока во временной области	А	(5.1-9)
$\text{Im}\{\}$	Мнимая часть	—/—	(A1.1-6)
j	Мнимая единица	1	(A1.1-1/4)
k	Коэффициент устойчивости	1	(4.7-3)
$\lg(x)$	Логарифм x по основанию 10 (десятичный логарифм)	—/—	—/—
$\text{ld}(x)$	Логарифм x по основанию 2 (двоичный логарифм)	—/—	—/—
$\ln(x)$	Логарифм x по основанию e (натуральный логарифм)	—/—	—/—
L_{IM2}	Уровень интермодуляционного продукта второго порядка	дБм	Рис. 7.5.1
L_{IM3}	Уровень интермодуляционного продукта третьего порядка	дБм	Рис. 7.5.1

Символ	Значение	Единица	Определение
$L_{\text{вх}}$	Входной уровень	дБм	Раздел 7.4 и далее
$L_{\text{IP2 вх}}$	Входной уровень в точке пересечения второго порядка IP2	дБм	Рис. 7.5.2
$L_{\text{IP2 вых}}$	Выходной уровень в точке пересечения второго порядка IP2	дБм	Рис. 7.5.2
$L_{\text{IP3 вх}}$	Входной уровень в точке пересечения третьего порядка IP3	дБм	Рис. 7.5.2
$L_{\text{IP3 вых}}$	Выходной уровень в точке пересечения третьего порядка IP3	дБм	Рис. 7.5.2
$L_{\text{IPk2 вх}}$	Входной уровень точки пересечения по второй гармонике IPk2	дБм	Рис. 7.4.2
$L_{\text{IPk2 вых}}$	Выходной уровень точки пересечения по второй гармонике IPk2	дБм	Рис. 7.4.2
$L_{\text{IPk3 вх}}$	Входной уровень точки пересечения по третьей гармонике IPk3	дБм	Рис. 7.4.2
$L_{\text{IPk3 вых}}$	Выходной уровень точки пересечения по третьей гармонике IPk3	дБм	Рис. 7.4.2
L_{k2}	Уровень второй гармоники	дБм	Рис. 7.4.1
L_{k3}	Уровень третьей гармоники	дБм	Рис. 7.4.1
$L_{\text{вых}}$	Выходной уровень (первой гармоники)	дБм	Раздел 7.4 и далее
L_p	Уровень мощности	дБм	(3.6-3)
M	Измеренное значение (по линейной шкале)	$\sqrt{W}/\sqrt{W}$	Главы 2, 3
M	Число точек после выполнения комплексного сопряжения для $f < 0$	1	(5.2-5)
N	Число точек	1	Глава 5
N	Число портов	1	Рис.2.1.1
P_{DC}	Мощность постоянного тока	Вт	Раздел 4.15
$P_{\text{вч}}$	Эффективная ВЧ мощность	Вт	(4.15-2)
R	Поправка на отражение	$\sqrt{W}/\sqrt{W}$	(2.2-4)
$\text{Re}\{\}$	Действительная часть	-/-	(A1.1-5)
S	Матрица рассеяния (кратко S-матрица)	$\sqrt{W}/\sqrt{W}$	(1.2-7)
S	Рассогласование источника	$\sqrt{W}/\sqrt{W}$	Рис. 2.2.6
S_G	S-матрица для четырехполюсника ошибки G	$\sqrt{W}/\sqrt{W}$	(3.4-11)
S_H	S-матрица для четырехполюсника ошибки H	$\sqrt{W}/\sqrt{W}$	(3.4-12)

Символ	Значение	Единица	Определение
$si(t)$	si-функция	1	(5.2-16)
$KCB(f)$	Коэффициент стоячей волны (или коэффициент стоячей волны по напряжению)	В/В	(4.3-2)
$KCB(t)$	Индикация во временной области коэффициента стоячей волны	В/В	(5.3-7)
t	Время	сек	—/—
$t_{\text{внш}}$	Размер временного шага	сек	Раздел 5.2.2
T	Период представления во временной области	сек	(5.2-14) рис. 5.2.7
$u(t)$	Представление напряжения во временной области	В	(5.1-9)
$U_{\text{ист}}(t)$	Напряжение источника	В	(5.1-9)
$\nu(t)$	Оконная функция во временной области	1	Раздел 5.4
$W(f)$	Оконная функция в частотной области	1	Раздел 5.2.2
z	Нормированный импеданс	1	Раздел 1.2
Z_0	Опорный импеданс	Ом	Раздел 1.2
$Z_{\text{сш}}$	Импеданс свободного пространства	Ом	(9.1-2)
$Z_{\text{с}}$	Характеристический импеданс линии передачи (например, воздушной линии)	Ом	(3.3-6)
$Z_{\text{ист}}$	Импеданс источника	Ом	Раздел 7.8
$Z_{\text{св}}$	Характеристический импеданс четного режима	Ом	Раздел 2.3.2
$Z_{\text{сн}}$	Характеристический импеданс нечетного режима	Ом	Раздел 2.3.2
$Z_{\text{сф}}$	Характеристический импеданс синфазного режима	Ом	Раздел 4.11
$Z_{\text{сд}}$	Характеристический импеданс дифференциального режима	Ом	Раздел 4.11
$\Delta f, f_{\text{вш}}$	Размер частотного шага	Гц	Рис. 5.3.2 Рис. 5.3.4
Δt	Разрешение по времени	сек	(5.3-2) (5.3-4)
Γ	Вектор коэффициента отражения на комплексной плоскости	$\sqrt{W}/\sqrt{W}$	(1.2-1)
$\Gamma_{\text{иу}}$	Коэффициент отражения испытуемого устройства	$\sqrt{W}/\sqrt{W}$	(2.2-1)
$\Gamma_{\text{н}}(f)$	Частотная характеристика коэффициента отражения	$\sqrt{W}/\sqrt{W}$	(5.1-15)

Символ	Значение	Единица	Определение
$\Gamma_h(t)$	Импульсная характеристика коэффициента отражения. Для непрерывной оси времени: единица 1/сек Для дискретной оси времени: единица 1.	1/сек или 1	(5.1-5)
$\Gamma_\Theta(t)$	Отклик на ступеньку коэффициента отражения	$\sqrt{W}/\sqrt{W}$	(5.1-6)
$\delta(t)$	Импульс (функция) Дирака	1/сек	(5.1-1)
ϵ_r	Диэлектрическая проницаемость	1	—/—
$\eta_{\text{РАЕ}}$	Эффективность суммирования мощности	W/W	(4.15-3)
k	Ширина шага апертуры	1	(4.5-2)
λ_0	Длина волны в свободном пространстве	м	(9.1-1)
$\lambda_{\text{отс}}$	Длина волны отсечки в волноводе	м	(3.3-7)
λ_W	Длина волны в волноводе	м	(3.3-9)
μ_1, μ_2	Коэффициенты устойчивости	1	(4.7-1) (4.7-2)
μ_r	Относительная магнитная проницаемость	1	—/—
σ	Радиолокационное поперечное сечение	м ²	(9.3-1)
$\sigma(t)$	Единичная ступенька	1	Рис. 5.1.2
$\Theta(t)$	Отклик на ступеньку	—/—	Рис. 5.1.2
$h(t)$	Импульсный отклик	—/—	Рис. 5.1.1
$\tau_{\text{гр}}$	Групповое время запаздывание	1/Гц = сек	(4.5-1)
τ_φ	Фазовое запаздывания	1/Гц = сек	(4.6-1)
$\bar{x}$	Линейное среднее значение переменной x	—/—	(3.5-11)
Ξ	Радиолокационное поперечное сечение	ДБкв.см.	(9.3-2)
$\vartheta_{\text{злб}}, \varphi_{\text{злб}}$	Ширина луча по уровню половинной мощности	градус	Рис. 9.2.2
$\partial y(\mathbf{x})/\partial x_1$	Частная производная функции $y(\mathbf{x})$ по x_1	—/—	—/—
$\int y(x)dx$	Интеграл от $y(\mathbf{x})$ по x	—/—	(5.2-7)
$ $	Модуль вектора или комплексного числа	—/—	(A1.1-9)

Таблица A2 Основные символы и величины.

A3 Символы структурных схем

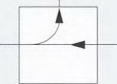
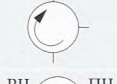
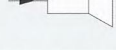
одно-портовые устройства		двух-, трех- и четырех-портовые устройства	
	резистор (или комплексный импеданс)		двух-портовое устройство (общего вида)
	нелинейный импеданс		фиксированный аттенюатор
	полупроводниковый диод		низкочастотный пропускающий фильтр
	индуктивность		полосно-пропускающий фильтр
	конденсатор		высокочастотный пропускающий фильтр
	предохранитель		усилитель
	источник постоянного напряжения		умножитель частоты
	источник постоянного тока		направляющий элемент
	генератор;		направленный ответвитель (сонаправленный)
	кварцевый генератор		направленный ответвитель (противонаправленный)
	измеритель мощности, приемник (возможно, узкополосный)		двойной направленный ответвитель
	антенна		Трех-портовый циркулятор
	рупорный облучатель (форма антенны)		смеситель

Таблица A3 Используемые символы схем.

A4 Акронимы и аббревиатуры

Следующий перечень описывает акронимы и аббревиатуры, использованные в этой книге, а также те, которые используются в общераспространенных описаниях анализаторов цепей. Указатель → в столбце „раздел“ означает, что определение термина находится в данном разделе этой книги. При отсутствии указателя – термин встречается в данном разделе, и его суть раскрывается в контексте.

Аббрев.	Смысл	Раздел
A	Аттенюатор	→ 3.3.1
AM	Амплитудная модуляция	–/–
ASCII	Американский стандартный код для обмена информацией	2.9.3
AUT	Испытуемая антенна	9.1
BW	Ширина полосы	4.12
CATR	Компактный испытательный антенный полигон	→ 9.1
CCR	Компенсированный компактный антенный полигон	→ 9.1
CMRR	Относительное подавление синфазного режима	→ 4.12
COAX	Коаксиальный	3.3.1
CPW	Копланарный волновод	→ 3.3.4
CW	Непрерывная волна (колебание)	→ 2.8.2
CZT	Чирп z-преобразование	→ 5.2.4
DC	Постоянный ток	→ 4.15
DFT	Дискретное преобразование Фурье	5.2
DIN	Немецкий Институт стандартизации	–/–
DKD	Немецкая Калибрационная служба	→ 3.6.4
DLL	Библиотека с динамическими связями	2.9.3
DSP	Цифровая обработка сигналов	→ 2.6
DTF	Расстояние до повреждения	6.1
DUT	Испытуемое устройство	→ 2.1
EA	Европейская Кооперация для аккредитации	3.6.4
EHF	Исключительно высокие частоты (от $f = 30$ ГГц до 300 ГГц)	–/–
EIPR	Эффективная изотропная излучаемая мощность	9.2

ELF	Исключительно низкие частоты (при $f \leq 300$ Гц)	—/—
EMI	Электромагнитная помеха (помехи)	—/—
ERP	Эффективная излучаемая мощность	9.2
FCC	Федеральная комиссия по связи	—/—
FET	Полевой транзистор	—/—
FFT	Быстрое преобразование Фурье	5.2
FM	Частотная модуляция	—/—
FTC	Непрерывное преобразование Фурье	→ 5.1.4
GCPW	Заземленный копланарный волновод	→ 3.3.4
GPIB	Интерфейсная шина общего применения	→ 2.9.2
GPS	Глобальная система позиционирования	4.14
GSG	Земля – Сигнал – Земля	→ 3.3.4
HF	Высокие частоты (от $f = 3$ МГц до 30 МГц)	—/—
HPA	Усилитель высокой мощности	→ 7.6
HPBW	Ширина лепестка по уровню половинной мощности	→ 9.2
IDFT	Дискретное обратное преобразование Фурье	→ 5.2
IDT	Межцифровой преобразователь	→ 6.2
IEEE	Институт инженеров по электротехнике и электронике	—/—
IF	Промежуточная частота	→ 8.1.1
IFFT	Быстрое обратное преобразование Фурье	→ 5.2.4
IFTC	Обратное непрерывное преобразование Фурье	→ 5.1.4
IMB	Дисбаланс	→ 4.12
IMD	Интермодуляционные искажения	→ 7.5.1
IP	Интернет протокол	2.9.2
IP2	Точка пересечения второго порядка	→ 7.5.1
IP3	Точка пересечения третьего порядка	→ 7.5.1
ISAR	Радиолокатор с обратной синтезированной апертурой	→ 9.3
ISO	Международная организация по стандартам	—/—
IVI	Взаимозаменяемые виртуальные приборы	→ 2.9.3
L	Стандарт линии	→ 3.3.1
LF	Низкие частоты (от $f = 30$ кГц до 300 кГц)	—/—
LHCP	Левая круговая поляризация	9.1
LO	Гетеродин	→ 8.1.1

LSB	Нижняя боковая полоса	→ 8.1.1
LTI	Линейный инвариант по времени	→ 5.1
LVTs	Низковольтный дифференциальный сигнал	→ 2.9.3
LXI	Расширения локальных сетей для приборостроения	→ 2.9.3
M	Стандарт согласованной нагрузки	→ 3.3.1
MESFET	Полевой транзистор металл-полупроводник	—/—
MF	Средние частоты (от $f = 300$ кГц до 3 МГц)	—/—
MM	Миллиметровая волна	8.5
MMIC	Микроволновая монолитная интегральная схема	—/—
MW	Микроволна	—/—
N	Стандарт симметричной цепи	→ 3.3.1
NCO	Генератор с числовым управлением	→ 2.6
NDE	Неразрушающая оценка	→ 6.3
NIST	Национальный Институт Стандартов и Технологий США	→ 3.3
NMI	Национальный Метрологический институт	→ 3.3
NOI	Пересечение n-го порядка	→ 7.5.1
NPL	Национальная Физическая лаборатория	→ 3.3
O	Стандарт холостого хода	→ 3.3.1
OCXO	Термостатированный кварцевый генератор, управляемый от печи	→ 2.5
OSM	Калибровка: холостой ход – короткое замыкание – согласованная нагрузка	→ 3.4.1
OSML	Калибровка: холостой ход – короткое замыкание – согласованная нагрузка -линия	→ 6.4
PAE	Эффективность сложения мощностей	→ 4.15
PCB	Печатная плата	→ 3.3.3
PCMw	Планарная схема, смонтированная в волноводе	8.5
PLL	Система фазовой автоподстройки	→ 2.6
PTB	Немецкий Национальный Метрологический институт	→ 3.6.4
PTFE	Политетрафлуорэтилен (тефлон)	3.4.5
PTP	Прецизионный временной протокол	→ 2.9.3
R	Стандарт отражателя	→ 3.3.1
R&S	Роде и Шварц	—/—
RADAR	Радиообнаружение и определение дальности, радиолокатор, РЛС	9.3

RCS	Радиолокационное поперечное сечение	→ 9.3
RF	Радио частота	→ 8.1.1
RCHP	Правая круговая поляризация	9.1
RMS	Среднеквадратичное значение	–/–
Rx	Приемная (антенна), приемник	→ 9.3
S	Стандарт короткого замыкания	→ 3.3.1
S/N	Отношение сигнал/шум	2.8.2
SAR	Радиолокатор с синтезированной апертурой	9.3
SAW	Поверхностные акустические волны	→ 6.2
SCPI	Стандартные команды для программируемых приборов	→ 2.9.3
SCR	Однозеркальный компактный антенный полигон	→ 9.1
SHF	Сверхвысокие частоты (от $f = 30$ ГГц до 300 ГГц)	–/–
SI	Международная система единиц	→ 3.6.1
SMD	Устройство, монтируемое на поверхности	→ 3.3.3
SMT	Технология монтажа на поверхности	3.3.3
SNR	Отношение сигнал/шум	2.8.2
SOI	Пересечение второго порядка	→ 7.5.1
SSRAM	Синхронная статическая RAM	2.7
SWR	Коэффициент стоячей волны	→ 4.3
T	Проходной стандарт	→ 3.3.1
TCXO	Термокомпенсированный кварцевый генератор	→ 2.5
TDR	Рефлектометрия во временной области	→ 5.1.2
TNA	Калибровка: прохождение – цепь – аттенюатор	→ 3.4.2
TOI	Пересечение третьего порядка	→ 7.5.1
TOM	Калибровка: прохождение – холостой ход – согласование	→ 3.4.2
TOM-X	Калибровка: прохождение – холостой ход – согласование перекрестных помех	→ 3.4.4
TOSM	Калибровка: прохождение – холостой ход – короткое замыкание -согласование	→ 3.4.3
TRL	Калибровка: прохождение – отражение – линия	→ 3.4.2
TRM	Калибровка: прохождение – отражение – согласование	→ 3.4.2
Tx	Передающая (антенна), передатчик	→ 9.3
U	Неизвестный проходной стандарт	→ 3.3.1
UHF	Ультравысокие частоты (от $f = 300$ МГц до 3 ГГц)	–/–

ULF	Ультранизкие частоты (от $f = 300$ Гц до 3 кГц)	—/—
UOSM	Калибровка: неизвестное прохождение – холостой ход – короткое замыкание-согласование	→ 3.4.2
USB	Универсальная последовательная шина	→ 2.9.2
USB	Верхняя боковая полоса	→ 8.8.1
UUT	Испытуемый блок (ИУ)	2.1
VARICAP	Диод с переменной емкостью	—/—
VCO	Генератор, управляемый напряжением	→ 2.5
VDE	Ассоциация по электрическим, электронным и информационным технологиям	—/—
VDI	Ассоциация немецких инженеров	—/—
VHF	Очень высокие частоты (от $f = 30$ МГц до 300 МГц)	—/—
VLf	Очень низкие частоты ($f = 3$ кГц до 300 кГц)	—/—
VNA	Векторный анализатор цепей	→ 1.3
VNC	Вычисление виртуальной цепи	→ 2.9.2
VPN	Виртуальная частная сеть	→ 2.9.2
VSWR	Коэффициент стоячей волны по напряжению	→ 4.3
WLAN	Беспроводная LAN	2.9.2
XTAL	Кварцевый	2.5
YIG	Железо-иттриевый гранат	→ 2.5
YTO	Настраиваемый генератор на YIG	2.5

A5 Источники рисунков

Рисунок Происхождение

- 1.1.3 ISAR изображение модели Боинг-747 из [1EZ52]
- 2.2.8 Неопределенность измерений как функция направленности, согласования источника и измеренных потерь отражения из [RS04], стр. 222.
- 2.9.2 Унифицированная модель прибора в SCPI стандарте из книги Йохена Волле „Стандарты для дистанционного управления приборами“. Предварительная презентация, 12 июля 2002 года, Роде и Шварц.
- 2.9.3 VISA I/O библиотека и SCPI стандарт; для источника см. 2.9.2
- 3.3.15 Испытательные приспособления для ВЧ подложек от компании Роде и Шварц.
- 3.5.2 Оценка выборок, используя программу Т-контроллера из [1EZ43].
- 3.5.5 Передача (черный) и отражение (голубой) в пренебрежении потерями из [1EZ48].
- 3.5.8 Измеренная величина $|M|$ в функции от частоты из [RJ03].
- 3.5.11 Измеренная величина $|M|$ в функции от частоты из [RJ03].
- 5.5.1 Картина в двойном логарифмическом масштабе функции $1/f$ из [1EZ44].
- 6.4.2 Результаты измерений для верификации во временной области из [RJ03].
- 6.4.3 Пример геометрического места точек для эффективной направленности, измеренной с использованием очень узких временных ворот из [RJ03].
- 6.4.4 Пример геометрического места точек для эффективного согласования источника, измеренного с использованием очень узких временных ворот из [RJ03].
- 6.4.6 Конфигурация Юрошека из [RJ03].
- 7.5.1 Выходной спектр нелинейной цепи при двухчастотном входном сигнале с $f_1 < f_2$ из [RA00], стр. 112.
- 9.1.4 Компенсированный компактный испытательный полигон в Мюнхенском университете прикладных наук (система типа CCR 20/17 из EADS Astrium); из [Fa05].
- 9.1.5 Испытание многолучевой зеркальной антенны в диапазоне 12 ГГц; (компенсированный компактный испытательный полигон: Мюнхенский университет прикладных наук; антенна: Kathrein); из [Fa05].

- 9.2.2 Диаграмма излучения в диапазоне 12 ГГц несимметричной параболической антенны с высоким усилением без жесткого стробирования (красный), и с жестким стробированием (голубой) из [HF99].
- 9.3.2 ISAR изображение модели Боинга-747 из [1EZ52].

Автор выражает благодарность владельцам прав на источники за разрешения воспроизвести эти рисунки.

А6 Библиография

Первые две буквы фамилии автора используются для формирования краткого идентификатора [Хх99]. В случае работ, которые имеют нескольких авторов, используются первые буквы фамилий первых двух авторов и две буквы пишутся прописными буквами [ХХ99]. За ними следуют первые две цифры года издания. Ссылки на инструкции по применению приводятся согласно стандартным идентификаторам компании Роде и Шварц. Они всегда начинаются с числа, так что читатели могут определить, содержатся ли библиографические данные, связанные с идентификатором, в разделах А6.1 или А6.2.¹⁾

А6.1 Избранные источники рекомендаций по применениям²⁾³⁾

- [1EF46] GANZERT, JOHANNES: Using MATLAB® for Remote Control and Data Capture with R&S Spectrum and Network Analyzers, (Использование программного пакета Matlab для дистанционного управления и сбора данных с анализаторами спектра и цепей компании Роде и Шварц) version OE, Dec. 2001 2⁴⁾

1) *Примечание переводчика.* В библиографии оставлена полностью английская транскрипция источников. Добавлен (в скобках курсивом) только перевод названия материала.

2) Как с 12/2006

3) Рекомендации по применению могут быть переписаны с веб-сайта компании Роде и Шварц <http://www.rohde-schwarz.com/>.

4) Избранные программы или программное обеспечение, связанное с этими рекомендациями по применению.

- [1EF47] GANZERT, JOHANNES: Remote Control of R&S Spectrum and Network Analyzers via LAN (Дистанционное управление анализаторами спектра и цепей компании Роде и Шварц через локальные сети), version 2E, Jun. 2003⁴⁾
- [1EZ29] BEDNORZ, THILO: Measurement Uncertainties for Vector Network Analysis (Неопределенности измерений в векторном анализе цепей), version 1E, Oct. 1996
- [1EZ43] OSTWALD, OLAF: T-Check Accuracy Test for Vector Network Analyzers utilizing a Tee-junction (Тест на точность Т-контроллера для векторных анализаторов цепей, использующих Т-переход), version OE, Jun. 1998
- [1EZ44] OSTWALD, OLAF: Time Domain Measurements using Vector Network Analyzer ZVR (Измерения во временной области с помощью векторного анализатора цепей ZVR), version 1D, May 1998
- [1EZ45] SIMON, JOCHEN: Virtual embedding networks for ZVR network analyzers (Цепи виртуального встраивания для анализаторов цепей типа ZVA), version OE, Sep. 1998
- [1EZ48] OSTWALD, OLAF: Measurement accuracy of the ZVK vector network analyzer (Точность измерений векторного анализатора цепей ZVK), version OE, Jan. 2001
- [1EZ51] JAGER, HARALD: Measurement Method for Determining the Equivalent Reflection Coefficient of Directional Couplers and Power Splitters (Метод измерения для определения эквивалентного коэффициента отражения направленных ответвителей и расщепителей мощности), version 1E, Aug. 2002
- [1EZ52] GLEISSNER, ALBERT and VOKURKA, J.: Antenna Measurements, RCS Measurements and Measurements on Pulsed Signals with Vector Network Analyzers R&S ZVM, R&S ZVK (Измерения антенн, измерения радиолокационного поперечного сечения и измерения импульсных сигналов векторными анализаторами цепей Роде и Шварц ZVM и ZVK), version OE, Aug. 2004
- [1EZ53] SIMON, JOCHEN: Measuring Balanced Components with Vector Network Analyzer ZVB (Измерения симметричных компонентов векторным анализатором цепей типа ZVB), version OE, Sept. 2004

A6.2 Книги, научные публикации, и стандарты

- [BE95] BOCKELMAN, DAVID and EISENSTADT, WILLIAM: Combined Differential and Common-Mode Scattering Parameters: Theory and Simulation (Комбинированные параметры рассеяния дифференциального и синфазного режима: теория и моделирование). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No. 7, Jul.1995, pp. 1530 – 1539
- [BS91] BRONSTEIN, I. N. and SEMENDJAJEW. K. A.: Taschenbuch der Mathematik (Справочник по математике) [translation: Pocket mathematics reference]. B. G. Teubner, Stuttgart, Leipzig; published by Harri Deutsch, Thun, Frankfurt/Main, 25th edition, 1991, ISBN 3-8154-2000-8 (Teubner), ISBN 3-87144-492-8 (in German)
- [BS98] BACHMAIR, HANS and STUMPER, ULRICH: Aktuelle Probleme bei der Weitergabe von HF-Meßgrößen [translation: Current problems in transferring RF measured quantities (Текущие проблемы передачи ВЧ измеренных величин)]. Presentations at the 139th PTB seminar on May 13, 1998, PTB-E58, Braunschweig, June 1998, pp. 53 – 84, ISBN 3-89701-173-5
- [Ca88] CATTERMOLLE, KENNETH W.: Signale und Wellen – mathematische Grundlagen und technische Anwendungen [translation: Signals and waves – Mathematical fundamentals and technical applications (Сигналы и волны – математические основы и технические приложения)]. VCH Verlagsgesellschaft, Weinheim, 1st edition, 1988, ISBN 3-527-26612-7
- [CE05] CHO, CHOONGEOL and EISENSTADT, WILLIAM R.: IIP3 Estimation From the Gain Compression Curve (IIP3 оценка из графиков компрессии усиления). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, No. 4, Apr. 2005, pp. 1197 – 1202
- [CT65] COO LEY, JAMES W. and TUKEY, JOHN W.: An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series (Алгоритм для машинного расчета комплексных рядов Фурье). Mathematics of Computations, Vol. 19, Apr. 1965, pp. 297 – 301
- [Di87] DIRSCHMID, HANS JORG: Mathematische Grundlagen der Elektrotechnik [translation: Mathematical principles of electrical engineering (Математические принципы электротехники)]. Vieweg & Sohn Braunschweig/ Wiesbaden, 2nd edition, 1987, ISBN 3-528-13034-2
- [EA00] EUROPEAN CO-OPERATION FOR ACCREDITATION: Guidelines on the Evaluation of Vector Network Analyzers (VNA). (ЕВРОПЕЙСКАЯ КООПЕРАЦИЯ ДЛЯ АККРЕДИТАЦИИ. Инструкции по оценке векторных анализаторов цепей VNA). Publication Reference EA-10/12, May 2000

- [EH79] ENGEN, GLENN and HOER, CLETUS: „Thru-Reflect-Line“ – An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer („Пролод-отражатель-линия“ – улучшенная техника для калибровки двойного шести-портового автоматического анализатора цепей). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 27, No. 12, Dec. 1979, pp. 987–993
- [ES91] EUL, HERMANN-JOSEF and SCHIEK, BURKHARD: A Generalized Theory and New Calibration Procedures for Network Analyzer Self-Calibration (Обобщенная теория и новые калибрационные процедуры для самокалибровки анализатора цепей). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No. 4, Apr. 1991, pp. 724–731
- [ES92] EDWARDS, MARION LEE and SINSKY, JEFFREY: A New Criterion for Linear 2-Port Stability Using a Single Geometrically Derived Parameter (Новый критерий для линейной двух-портовой устойчивости, использующий единственный геометрически полученный параметр). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, No. 12, Dec. 1992, pp. 2303–2311
- [Fa05] FASOLD DIETMAR: Description of Antenna Test Facility. Laboratory for Satellite Communications (Описание испытательного оборудования лаборатории антенн для спутниковой связи), Munich University of Applied Science, Munich, 2005
- [FP92] FERRERO, ANDREA and PISANI, UMBERTO: Two-Port Network Analyzer Calibration Using an Unknown „Thru“ (Двух-портовая калибровка анализатора цепей, использующая неизвестный проходной переход). IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 2, No. 12, Dec. 1992, pp. 505–507
- [GB04] GASSELING, TONY and BARATAUD, DENIS and MONS SEBASTIEN and NEBUS, JEAN-MICHEL and VILLOTTE, JEAN PIERRE and OBREGON, JUAN and QUERE, RAYMOND: Hot Small-Signal S-Parameter Measurements of Power Transistors Operating Under Large-Signal Conditions in a Load-Pull Environment for the Study of Nonlinear Parametric Interactions (Измерения горячих мало-сигнальных S-параметров мощных транзисторов, работающих в режиме большого сигнала в среде толчков нагрузки для изучения нелинейных параметрических взаимодействий). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. 52, No. 3, Mar. 2004, pp. 805–812
- [HF98] HARTMANN, J. and FASOLD, DIETMAR: A Flexible Hard-gating System as a Diagnostic Tool in Single and Double Reflector Compact Ranges (Гибкая система с жестким стробированием как диагностический инструмент в компактных антенных полигонах с одиночным и двойным рефлектиорами). Proceedings of AMTA 98, 25. to 29. Oct. 1998, Montreal, Canada

- [HF99] HARTMANN, J. and FASOLD, DIETMAR: Identification and Suppression of Measurement Errors in Compact Ranges by Application of an Improved Hardgating System (Идентификация и подавление ошибок измерения в компактных антенных полигонах с применением улучшенной системы жесткого стробирования). Proceedings of 22nd ESTEC Antenna Workshop of Antenna Measurements, 11. to 12. May 1999, Noordwijk, The Netherlands
- [HS04] HELD, WERNER and SIMON, JOCHEN: Verfahren zum Kalibrieren von Netzwerkanalysatoren [translation: Technique for calibrating network analyzers (Техника для калибровки анализаторов цепей)]. Published patent application, German Patent and Trade Mark Office, DE10235221A1, Feb. 2004
- [IS93] INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION: Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (МЕЖДУНАРОДНАЯ ОРГАНИЗАЦИЯ ПО СТАНДАРТИЗАЦИИ: Инструкции по отображению неопределенности измерений). First edition 1993, corrected and reprinted 1995, International Organization for Standardization Geneva, Switzerland
- [Ju97] JUROSHEK, JOHN R.: A Direct Calibration Method for Measuring Equivalent Source Mismatch (Прямой метод калибровки для измерения рассогласования эквивалентного источника). Microwave Journal, Oct. 1997, pp. 106 – 118
- [KS71] KRUPPA, W and SODOMSKY, K.F.: An Explicit Solution for the Scattering Parameters of a Linear Two-Port Measured with an Imperfect Test Set (Явное решение для параметров рассеяния линейного двух-портового измерения с несовершенной измерительной установкой). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. 19 No. 1, Jan. 1971, pp. 122 – 123
- [Ku01] KURZROK, RICHARD M.: Design Idea – Coax-to-Waveguide Adapters Meet Needs of Communications Equipment (Идеи проектирования коаксиально-волноводных адаптеров, удовлетворяющих требованиям к оборудованию связи), Applied Microwave and Wireless, Vol. 13, Feb. 2001, pp. 98 – 100
- [Ku73] KUPFMULLER, KARL: Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenubertragung [translation: System theory in electrical transmission of information (Теория систем электрической передачи информации)]. Hirzel Verlag, Stuttgart, 4th edition, 1974, ISBN 3-7776-0248-5
- [LX05] LXI CONSORTIUM: LXI STANDARD. LXI Consortium Inc., Revision 1.0, 23. Sept. 2005
- [Ma77] MARKO, HANS: Methoden der Systemtheorie [translation: Methods in system theory (Методы теории систем)]. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1st edition, 1977, ISBN 3-540-08106-2

- [MG92] MEINKE, H.H. and GRUNDLACH, FRIEDRICH-WILHELM, publishers LANGE, KLAUS and LOCHERER, KARL-HEINZ: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik [translation: Pocket reference for radio engineering (Карманный справочник по радиотехнике)]. Student edition, vols. 1 – 3, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 5th edition, 1992, ISBN 3-540-54714-2 (vol. 1), ISBN 3-540-54715-0 (vol. 2), ISBN 3-540-54716-9 (vol. 3)
- [MS66] MACKENZIE, T. E. and SANDERSON, A. E.: Some Fundamental Design Principles for the Development of Precision Coaxial Standards and Components (Некоторые фундаментальные принципы проектирования для развития прецизионных коаксиальных стандартов и компонентов). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 14, No. 1, Jan. 1966, pp. 29 – 39
- [Pi00] PIEPER, JOHN M.: Automatic Measurement Control (Автоматическое управление измерениями). Rohde & Schwarz GmbH & Co.KG, Munich, 1st edition, 2000
- [PT04] PHYSIKALISCH-TECHNISCHE BUNDESANSTALT: Website of the German national metrology institute (Вебсайт Немецкого Национального Метрологического института) (German abbreviation: PTB) in Braunschweig, Germany. Work group 2.22, RF measurement technology (технология ВЧ измерений), access on May 18, 2004, responsible official under Press Act: Jurgen Riihaak, <http://www.ptb.de>
- [Ra00] RAUSCHER, CHRISTOPH: Grundlagen der Spektrumanalyse [translation: Fundamentals of spectrum analysis (Основы спектрального анализа)]. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, Munich, 1st edition, 2000
- [Re74] REHNMARK, STIG: On the Calibration Process of Automatic Network Analyzer Systems (О процессе калибровки автоматических систем анализаторов цепей). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 22, No. 4, Apr. 1974, pp. 457 – 458
- [RJ03] REICHEL, THOMAS and JAGER, HARALD: New Verifications Calibration Method for Vector Network Analyzers (Новый верификационный калибровочный метод для векторных анализаторов цепей). 33rd European Microwave Week 6. – 10. Oct. 2003, Munich
- [Ro62] ROLLET, J.M.: Stability and Power Gain Invariants of Linear Two-ports (Инварианты устойчивости и усиления мощности линейных четырехполюсников). IRE Transactions and Circuit Theory, Vol. CT-9, Mar. 1962, pp. 29 – 32
- [RS04] Rohde & Schwarz: Test&Measurement Products (Продукция для измерений и тестирования) Catalog 2004/2005. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, Munich, 2004

- [RS05] ROLFES ILONA and SCHIEK, BURKHARD: Multiport Method for the Measurement of the Scattering Parameters of N-Ports (Многопортовый метод для измерений параметров рассеяния многополюсников). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, No. 6, Jun. 2005, pp. 1990 – 1996
- [RS69] RABINER, LAWRENCE R. and SCHAFER, RONALD W. and RADER, C. M.: The Chirp z-Transform Algorithm (Алгоритм z-преобразования чирп-сигнала). IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, Vol. AU-17, No. 2, Jun. 1969, pp. 86 – 92
- [Sc84] SCHIEK, BURKHARD: Mefisysteme der Hochfrequenz-technik [translation: Measurement systems in radio engineering (Измерительные системы в радиотехнике)]. Hiithig Verlag, Heidelberg, 1st edition, 1984, ISBN 3-7785-1045-2
- [SG03] SCHIEK, BURKHARD and GRONEFELD, ANDREAS: Verfahren zum Kalibrieren eines zwei Messtore und vier Messstellen aufweisenden vektoriellen Netzwerkanalysators nach dem 15-Term-Fehlermodell [translation: Technique for calibration of a vector network analyzer with two test ports and four receivers based on the 15-term error model (Техника калибровки векторного анализатора цепей с двумя испытательными портами и четырьмя приемниками, основанная на 15-компонентной модели ошибки)]. Patent at the German Patent and Trade Mark Office, DE 19743 712 C2, dated October 2, 2003
- [Ta95] TAYLOR, BARRY N.: NIST Special Publication 811: Guide for the Use of the International System of Units (SI) (Инструкции по применению международной системы единиц). National Institute of Standards and Technology (NIST), Gaithersburg USA, Apr. 1995
- [Vi94] VIDKJAER, JENS: Network Analyzer Uncertainty Computations for Small-Signal Model Extractions (Вычисления неопределенности анализаторов цепей для малосигнальной модели разложений). Technical University of Denmark, Electromagnetics Institute, Lyngby, Denmark, R549, Feb. 1994
- [WK99] WOHLGEMUTH, O. and KREMS, T. and REUTER, R. and RODWELL, M.J.W. and HAYDL, W. and SCHLECHTWEG, M.: Integrated Directional Coupler for 90 and 180 GHz (Интегрированный направленный ответвитель для 90 и 180 ГГц). IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 9, No. 8, Aug. 1999, pp. 308 – 310
- [ZB93] ZINKE, OTTO and BRUNSWIG, HEINRICH, publishers VLCEK, ANTON and HARTNAGEL, HANS LUDWIG: Hochfrequenztechnik [translation: Radio engineering (Радиотехника)]. Vols. 1 – 2, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, vol. 1: 5th edition, 1995, ISBN 3-540-58070-0, vol. 2: 4th edition, 1993, ISBN 3-540-55084-4

A7 Индекс (English – Русский)

English (Page number 2nd Engl. Edition)	Russian
1 dB compression point	Точка 1-дБ компрессии
1 dB gain compression point	Точка 1-дБ компрессии по усилению
10-term error model	10-параметрическая модель ошибки
12-term error model	12-компонентная модель ошибки
15-term error model	15-компонентная модель ошибки
3-term error model (OSM technique)	3-компонентная модель ошибки (OSM техника)
7-term error model	7-компонентная (параметрическая) модель ошибки
A	
accredited	Аккредитованный, общепринятый
active mixer	Активный смеситель
active test port	Активный тестовый порт
active test set	Активная тестовая установка
actual level	Действующий уровень
adapter	Адаптер
air line	Воздушная линия
alternating mode	Альтернативный режим
ambiguity range	Диапазон определенности
amount of substance	Количество вещества
amplitude imbalance	Амплитудный дисбаланс
analyzer with an N-port switching matrix	Анализатор с N-портовой переключающей матрицей
anechoic chamber	Безэховая камера
antenna	Антенна
antenna gain	Коэффициент усиления антенны, усиление антенны
aperture	Апертура
aperture step width	Ширина шага апертуры
arbitrary gate shape	Произвольная форма окон
arbitrary mode	Произвольный режим

array antenna	Антенная решетка
Attenuator standard (A, attenuator)	Аттенюатор (калибровочный стандарт)
auto length	Автоматическая длина
automatic calibration equipment	Оборудование для автоматической калибровки
automatic gain control (AGC)	Автоматическая регулировка усиления (APY)
automatic level control (ALC)	Автоматическая регулировка мощности (APM)
available power	Достижимая (доступная) мощность
azimuth angle	Угол азимута
В	
balanced transmission line	Симметричная линия передачи
bandpass mode	Полосно-пропускающий режим
Beatty standard	Стандарт Битти
bias T	Инжектор постоянного тока
biasing	Инжектирование
biasing current	Ток смещения
bistatic radar	Бистатический радиолокатор
Bohman window, steep falloff	Окно Бохмана, крутой спад
boosted source	Усилитель мощности
bulk propagation mode	Режим объемного распространения
burst signal	Пакетный сигнал, сигнал вспышки
С	
cable loss	Потери в кабеле
calibration	Калибровка
calibration certificate	Сертификат калибровки
calibration chain	Последовательность калибровки
calibration kit	Набор для калибровки
calibration standard	Калибровочный стандарт
cartesian diagram	Декартова диаграмма
causal	Причинный
center frequency	Центральная частота
channel	Канал
channel settings	Настройки канала

characteristic data	Характеристические данные
characterization	Описание (числовое)
chopper mode	Коммутационный режим
coefficients	Коэффициенты
combined standard measurement uncertainty	Комбинированная результирующая стандартная неопределенность измерения
combiner	Сумматор
command	Команда
common-mode	Синфазный режим
common-mode power gain	Коэффициент усиления по мощности в синфазном режиме
common-mode rejection ratio	Коэффициент подавления в синфазном режиме
compact antenna test range	Компактный антенный полигон
compensated compact test range	Компенсированный компактный антенный полигон
complex	Комплексный, сложный
compression effects	Эффекты компрессии (сжатия)
computer	Компьютер
conditionally stable	Условно устойчивый
continuous Fourier transform	Непрерывное преобразование Фурье
controller	Контроллер, (управляющее устройство)
controller parameter	Параметр контроллера, управления
conversion loss	Потери преобразования
convolution	Свертка
coplanar calibration standard	Копланарный калибровочный стандарт
coplanar waveguide (CPW)	Копланарный волновод
coupling coefficient	Коэффициент ответвления
cross modulation	Кросс-модуляция (перекрестная модуляция)
cross-polarization	Кросс-поляризация
D	
data entry key	Клавиша ввода данных

dB magnitude	Значение (модуль) в дБ
DC block	Блок постоянного тока
DC measurement input	Измерительный вход по постоянному току
DC power substitution method	Метод замещения мощностью постоянного тока
DC supply	Источник постоянного тока
decimal fraction	Десятичная дробь
decimal multiple	Десятичный множитель
deembedding	Удаление виртуальных цепей
desired level	Желаемый уровень
desired/actual comparison	Сравнение желаемое/реальное
device response	Отклик прибора
diagram	Диаграмма
differential tone	Дифференциальный тон
differential-mode	Дифференциальный режим
differential-mode power gain	Коэффициент усиления по мощности в дифференциальном режиме
digital control	Цифровое управление
digital interface	Цифровой интерфейс
digital signal processing (DSP)	Цифровая обработка сигналов
Dirac impulse	Импульс Дирака (дельта-функция Дирака)
direct electromagnetic coupling	Прямая электромагнитная связь
direct generator and receiver access	Прямой доступ к генератору и приемнику
directional coupler	Направленный ответвитель
directional element	Направляющий элемент
directivity	Коэффициент направленности
distance resolution	Разрешение по дальности
Dolph-Chebyshev window, arbitrary side lobes	Окно Дольфа-Чебышева, произвольные боковые лепестки
down-conversion	Преобразование частоты вниз
dual directional coupler	Двойной направленный ответвитель
dual-reflector compact test range	Двухзеркальный компактный антенный полигон

Е	
effective directivity	Эффективная направленность
effective load match	Эффективное согласование нагрузки
effective reflection tracking	Эффективная поправка на отражение
effective source match	Эффективное согласование источника
effective system data	Эффективные системные данные
efficiency	Эффективность, к.п.д., КПД
electric current	Электрический ток
electrical length	Электрическая длина
elevation angle	Угол места
embedding	Внедрение виртуальных цепей
equal-level far-end crosstalk loss	Перекрестные потери равного уровня на дальнем конце
equilibrium state	Равновесное состояние
equivalent focus length	Эквивалентное фокусное расстояние
error	Ошибка
error handling	Обработка ошибок
error network	Искажающая цепь
error terms	Компоненты ошибки
error two-port	Искажающий двухпортового устройства
estimated value	Оцененное значение
Euler's formula for complex numbers	Формула Эйлера для комплексных чисел
experimental standard deviation	Экспериментальное стандартное отклонение
exponential products of the base unit	Экспоненциальные множители базового блока
external test set	Внешняя измерительная установка
external trigger	Внешний триггер (устройство запуска)
external trigger input	Входной сигнал внешнего запуска

F	
factory system error correction	Фабричная коррекция системной ошибки
far-field distance	Расстояние дальней зоны
far-field region	Область дальней зоны
feed	Облучатель
female (f)	Розетка
Field effect transistors (FETs)	Полевые транзисторы
firmware	Встроенная программа
first harmonic	Первая гармоника
format	Формат
Fourier transform	преобразование Фурье
free-space impedance	Импеданс свободного пространства
free-space propagation	Распространение в свободном пространстве
frequency extension	Расширение частотного диапазона
frequency extension module	Модуль частотного расширения
frequency response	Частотный отклик (частотная характеристика)
frequency sample	Отсчеты в частотной области
frequency step size	Шаг по частоте
frequency sweep	Качание частоты
fringing capacitance	Краевая емкость
full N-port analyzer	Полный N-портовый анализатор
full verification	Полная верификация
fundamental constant	Фундаментальная константа
fundamental frequency	Фундаментальная частота, основная частота
G	
generator	Генератор
generator step attenuators	Ступенчатые аттенюаторы генератора
GPIO (General Purpose Interface Bus)	Интерфейсная шина общего пользования
group delay	Групповое время запаздывания (ГВЗ)

GSG probe	Зондовая головка (земля – сигнал – земля)
H	
half power beam width	Ширина лепестка по уровню половинной мощности
Hamming window, low first side lobe	Окно Хэмминга, низкий первый боковой лепесток
Hann window, normal profile	Окно Ханна, нормальный профиль
hardgating	Стробирование по дальности
harmonic	Гармоника
harmonic grid	Гармоническая сетка
harmonic level	Гармонический уровень
harmonic mixer	Гармонический смеситель
harmonic mixing	Гармоническое смешивание
harmonic suppressions	Подавление гармоник
harmonic tuning	Гармоническая настройка
HELP key	Клавиша помощи
heterodyne principle	Гетеродинный принцип
high power amplifier (HPA)	Усилитель высокой мощности
higher order mixing products	Продукты смешивания высокого порядка
higher-order harmonic level	Уровни гармоник высшего порядка
highest side lobe amplitude	Амплитуда наивысшего бокового лепестка
high-speed oscilloscope	Высокоскоростной осциллограф
homodyne principle	Гомодинный принцип
hysteresis effect	Гистерезисный эффект
I	
I/Q demodulation	Синфазно/квадратурная демодуляция
I/Q mixer	Синфазно/квадратурный смеситель
IEC bus/IEEE bus	Шина IEC/шина IEEE
IF bandwidth (measurement bandwidth)	Полоса пропускания по промежуточной частоте
image reception	Прием по зеркальному каналу
image rejection mixer	Смеситель с подавлением зеркального канала

imaginary part	Мнимая часть
imbalance (IMB)	Дисбаланс
impedance step	Шаг импеданса
impulse response	Импульсный отклик (импульсная характеристика)
incident wave	Падающая волна
inherent spurious response	Внутренний паразитный отклик
inphase component	Синфазная компонента
input/output far-end crosstalk loss	Переходные затухание на дальнем конце кабеля
intercept	Пересечение
intercept point	Точка пересечения
interface	Интерфейс
intermediate frequency	Промежуточная частота
intermediate frequency signal	Сигнал промежуточной частоты
intermodulation product	Продукт интермодуляции
intermodulation suppression	Подавление интермодуляции
International System of Units	Международная Система Единиц
inverse chirp z-transform (CZT)	Обратное z-преобразование линейно частотно-модулированного сигнала (ЛЧМ)
inverse continuous Fourier transform (IFTC)	Обратное непрерывное преобразование Фурье
inverse fast Fourier transform (IFFT)	Обратное быстрое преобразование Фурье (БПФ)
inverse synthetic aperture radar	РЛС с инверсной синтезированной апертурой
inverted case	Инвертированный случай
inverted Smith chart	Инвертированная диаграмма Смита
inverting conversion	Инвертированное преобразование
isolation	Изоляция
isopropyl alcohol	Изопропиловый спирт
isotropic radiator	Изотропный излучатель
IVI standard (Interchangeable Virtual Instrument)	Стандарт взаимозаменяемого виртуального прибора

J	
Josephson constant	Константа Джозефсона
L	
LAN interface	Интерфейс LAN (локальная сеть)
length	Длина
length offset	Смещение длины
level	Уровень
limit lines	Предельные линии
Line standard (L)	Линия (калибровочный стандарт)
linear average	Линейное усреднение
linear error	Линейная ошибка
linear frequency sweep	Линейное качание частоты
linear magnitude	Линейная величина (модуль)
linear network	Линейная цепь, линейный N-полюсник
LO level	Уровень сигнала гетеродина
local oscillator	Гетеродин
logarithmic frequency sweep	Логарифмическое качание частоты
LO-IF feedthrough	Просачивание сигнала гетеродина – ПЧ
LO-IF isolation	Изоляция гетеродин-ПЧ
LO-RF feedthrough	Просачивание гетеродин-ВЧ
LO-RF isolation	Изоляция гетеродин-ВЧ
lossy transmission line	Линия передачи с потерями
lower sideband	Нижняя боковая полоса
lowpass mode	Режим низкочастотного пропускания
LRL technique	LRL техника
LTI system	LTI система
LXI standard (LAN eXtensions for instrumentation)	LXI стандарт (расширения локальной сети для измерительных приборов)
M	
magnitude	Величина, модуль, амплитуда
main reflector	Основной отражатель
male (m)	Вилка

marker	Маркер
mass	Масса
Match (M) (or load)	Согласованная нагрузка (нагрузка)
matching point	Точка согласования
Maximum flatness gate	Максимально-плоское окно
maximum impulse level	Максимальный уровень импульса
MEAS WIZARD	Измерительный Мастер
measured quantity	Измеренная величина
measured value	Измеренное значение
measurement accuracy test	Испытание точности измерения
measurement bandwidth	Полоса пропускания измерения
measurement receiver	Измерительный приемник
measurement uncertainty	Неопределенность измерения
menubar	Меню
microstrip calibration standards	Микрополосковые измерительные стандарты
microwave monolithic integrated circuit	Монолитная интегральная схема СВЧ
mismatch	Рассогласование
mismatched transmission line	Рассогласованная линия передачи
mixed-mode S-matrix	S-матрица смешанного режима
mixer	Смеситель
mixer burnout limit	Предел выгорания смесителя
mixer constant	Коэффициент преобразования смесителя
mixer mode	Режим смесителя
modal decomposition	Модальная декомпозиция
mono-static radar	Моностатический радиолокатор
more capacitive	Более емкостной
more inductive	Более индуктивный
multipath propagation	Многолучевое распространение
multiple reflection	Множественные отражения
multiple source concept	Концепция множественных источников
multiplier	Множитель (перемножитель)

N	
N+1 receiver analyzer	Анализатор с N+1 приемниками
national and international standards	Национальные и интернациональные стандарты
navigation keys	Клавиши навигации (просмотра)
near field	Ближнее поле
near-end crosstalk loss	Перекрестные потери на ближнем конце
near-field transformation	Пересчет ближнего поля
network analyzer	Анализатор цепей
noise figure	Коэффициент шума
noninsertable device	Устройство с разными типами соединителей
noninverted case	Неинверсный случай
noninverting conversion	Неинвертирующее преобразование
nonlinear error	Нелинейная ошибка
normal gate	Нормальное окно
normalization	Нормализация
N-port	N-портовый
N-port switching matrix	N-портовая переключающая матрица
n-th order intercept point	Точка пересечения n-го порядка
number	Число
number of points	Число точек
numerically controlled oscillator (NCO)	Генератор с цифровым управлением
O	
offset short	Смещенная нагрузка КЗ
one-path two-port calibration	Однонаправленная двухпортовая калибровка
one-port device	Одно-портовое устройство
on-wafer measurements	Измерения на плате
Open (O)	Нагрузка холостого хода (XX)
open site testing	Измерения на открытом полигоне
open-circuit point	Точка холостого хода
order	Порядок

original meter	Эталон метра
oscillator	Генератор
OSM technique	OSM техника
outer conductor mating plane	Плоскость соединения внешнего экрана (проводника)
oven controlled temperature crystal oscillator (OCXO)	Термостатированный кварцевый генератор, управляемый от печи
overlap	Перекрытие
overtone	Обертон (верхняя гармоника)
P	
partial derivative	Частная производная
partial measurement	Единичные измерения
partial trigger	Запуск единичного измерения
passband ripple	Неравномерность в полосе пропускания
passive test port	Пассивный тестовый порт
passive test set	Пассивная тестовая установка
phase	Фаза
phase delay	Фазовая задержка
phase imbalance	Дисбаланс фаз
phase locked loop (PLL)	Петля фазовой автоподстройки (ФАПЧ)
PI controller	PI контроллер
pin depth gage	Глубиномер для коаксиальных соединителей
planarity	Плоскостность
plane wavefronts	Плоские волновые фронты
point trigger	Однократный запуск
polar diagram	Полярная диаграмма
positioner	Позиционер
power added efficiency	Эффективность приращения мощности
power attenuation figure	Величина ослабления по мощности
power calibration	Калибровка мощности
power divider	Делитель мощности
power gain figure	Величина усиления по мощности

power level	Уровень мощности
power matching	Согласование мощности
power sweep	Качание мощности
preamplifier	Предварительный усилитель
precision resistor	Прецизионный резистор
prefix	Префикс, приставка
primary standards	Первичные стандарты
printed circuit boards (PCBs)	Печатные платы
probe	Пробник
processing chain	Цепь обработки
pulsed operating mode	Импульсный режим работы
pyramidal absorber	Пирамидальный поглотитель
Q	
quadrature component	Квадратурная компонента
quantum effect	Квантовый эффект
query	Запрос
quiet zone	Рабочая (безэховая) зона
R	
radar cross section	Эффективная площадь рассеяния (ЭПР)
radar cross section measurement	Измерение эффективной площади рассеяния
radar range equation	Уравнение дальности действия радиолокатора
radiation diagram	Диаграмма направленности
radiation pattern	Диаграмма направленности излучения
radio frequency signal	Радиочастотный сигнал
radio transmission	Радиопередача
random measurement error	Случайная ошибка измерения
raw measured values	Исходные измеренные значения
raw measurement data	Исходные измеренные данные
raw numerical measured values	Исходные числовые измеренные значения
raw system data	Исходные системные данные
RC parallel connection	Параллельное соединение RC

RC series connection	Последовательное соединение RC
real part	Действительная часть
receiver	Приемник
receiver power calibration	Калибровка мощности приемника
receiver step attenuator	Ступенчатый аттенюатор приемника
reciprocity	Взаимность
recognition	Признание
rectangle window, no profiling	Прямоугольное окно без профиля
rectangular distribution	Прямоугольное распределение
reference impedance	Опорный импеданс
reference mixer	Опорный смеситель
reference plane	Опорная плоскость
reference receiver	Опорный приемник
reflect standard (R)	Стандарт отражения
reflected wave	Отраженная волна
reflection	Отражение
reflection coefficient	Коэффициент отражения
reflection tracking	Поправка на отражение
relative impulse width	Относительная ширина импульса
repeatability	Повторяемость
response	Отклик
return loss	Возвратные потери
reverse coupler	Ответвитель с обратным суммированием
RF level	ВЧ уровень
RF trigger	ВЧ триггер
RF-IF feedthrough	ВЧ-ПЧ просачивание (проникновение)
RF-IF isolation	ВЧ-ПЧ изоляция
RL parallel connection	Параллельное соединение RL
RL series connection	Последовательное соединение RL
rotary joint	Вращающееся сочленение
S	
sample time	Время выборки

sampling	Взятие выборок
scalar network analyzer	Скалярный анализатор цепей
scattering parameter	Параметр рассеяния
SCPI standard (standard commands for programmable instruments)	SCPI стандарт (стандартные команды для программируемых приборов)
second harmonic	Вторая гармоника
second harmonic intercept point	Точка пересечения по второй гармонике
second IEC bus interface	Второй IEC интерфейс
second order intercept (SOI)	Пересечение второго порядка
self-calibration techniques	Техника самокалибровки
self-induced voltage	Самонаведенное напряжение
sensitivity coefficient	Коэффициент чувствительности
setting command	Команда установки
setup keys	Клавиши установки
shape factor	Фактор формы
Short (S)	Нагрузка короткого замыкания (KЗ)
short-circuit point	Точка короткого замыкания
Shunt resistor	Шунтирующий резистор
SI	Система измерения SI
SI base quantity	Базовая величина SI
SI base unit	Базовая единица SI
SI derived unit	Вторичная единица измерения SI
SI prefix	Приставка (префикс) SI
side lobe	Боковой лепесток
side lobe, ringing	Боковой лепесток, колебания
sideband	Боковая полоса
sideband separation	Смеситель с выделением боковой полосы
side-lobe suppression	Подавление боковых лепестков
signal feeding	Подача сигнала
signal retransmission	Прием сигнала
single-ended port	Несимметричные порты
single-ended S-parameter	Несимметричные S-параметры

single-reflector compact test range	Однозеркальный компактный антенный полигон
single-tone signal	Однотонный сигнал
sliding match	Скользкая согласованная нагрузка
S-matrix	Матрица параметров S
Smith chart	Диаграмма Смита
softkeys	Программно – назначаемые клавиши
software trigger	Программно – реализуемый триггер
source match	Согласование источника
source power	Мощность источника
source power calibration	Калибровка мощности источника
span	Диапазон перестройки
S-parameter	S-параметр рассеяния
S-parameter matrix	Матрица S-параметров
spectrum, periodical	Спектр периодический
spherical wavefront	Сферический волновой фронт
spurious response	Паразитный отклик
standard deviation	Стандартное отклонение
standing wave ratio	Коэффициент стоячей волны (КСВ)
start frequency	Начальная частота
steady state error	Ошибка стационарного состояния
steep edges gate	Оконная функция во временной области с крутыми фронтами
steepest edges gate	Оконная функция во временной области с наиболее крутыми фронтами
step generator	Генератор перепада напряжения
step response	Отклик на перепад напряжения
stimulus	Возбуждение
stop frequency	Конечная частота
stub	Штырь (шлейф)
subharmonic mixer	Субгармонический смеситель
subreflector	Субрефлектор

substrate	Подложка
support keys	Сервисные клавиши
sweep range	Диапазон качания
sweep time	Время качания
sweep type	Тип качания
SWR, VSWR	КСВ, КСВН
symmetrical coupled conductors	Симметрично связанные проводники
symmetrical network	Симметричная цепь
system data	Системные данные
system error correction	Коррекция системной ошибки
system of units	Система единиц
systematic measurement errors	Систематические ошибки измерения
T	
Taylor series	Ряд Тэйлора
T-check	Т-контроль, Т-проверка
T-check parameter	Параметр Т-контроля, Т-проверки
T-checker	Т-контроллер
temperature-compensated crystal oscillator (TCXO)	Термокомпенсированный кварцевый генератор
terminated with R	Замкнутый на R
test fixture	Испытательное приспособление
test port	Тестовый порт
test port match	Согласование испытательного (тестового) порта
test set	Тестовая установка
thermal equilibrium	Тепловое равновесие
thermal noise	Тепловой шум
thermodynamic temperature	Термодинамическая температура
third harmonic intercept point	Точка пересечения по третьем порядке
third order intercept (TOI)	Пересечение третьего порядка
three-port directional coupler	Трех-портовый направленный ответвитель
three-port network	Трех-портовая цепь

Through (T)	Проходной переход (T)
time	Время
time constant	Постоянная времени
time domain reflectometry	Рефлектометрия во временной области
time invariance	Инвариантность во времени
time resolution	Временное разрешение
time sweep	Временное качание
time-domain	Временная область
time-domain analysis	Анализ во временной области
time-domain option	Опция временного анализа
time-domain samples	Выборки во временной области
timeslot	Тайм-слот
title	Название
T-junction	T-переход, T-разветвление
TNA technique	TNA техника
TOM technique	TOM техника
top view	Вид сверху
torque wrench	Динамометрический ключ
TOSM technique	TOSM техника
trace	График
trace generation	Генерация графика
trace mathematics	Математическая обработка
trace settings	Настройка графика
traceable	Прослеживаемый
transmission	Передача
transmission coefficient	Коэффициент передачи
transmission line	Линия передачи
transmission loss	Потери передачи
trigger delay	Задержка триггера
triple transit signal	Сигнал передачи фильтра с тройным временем задержки
TRL technique	TRL техника
true value	Правильное значение

true-differential-stimulus	Реальный дифференциальный возбуждающий
tuner	Тюнер
twisted pair transmission line	Линия передачи в виде витой пары
two-port device	Двухпортовое устройство (четырёхполюсник)
two-tone signal	Двухтональный сигнал
U	
unconditionally stable	Безусловно стабильный
UNDO	Отмена действия
uniform distribution (rectangular distribution)	Равномерное распределение (прямоугольное распределение)
unit step	Единичный шаг
unknown through	Преходной переход с неизвестными параметрами
unwrapped phase	Гладкая фаза
up-conversion	Преобразование вверх
upper sideband	Верхняя боковая полоса
USB hub	USB хаб
USB interface	USB интерфейс
user calibration	Калибровка пользователя
user interface	Интерфейс пользователя
V	
vector network analyzer	Векторный анализатор цепей
velocity factor	Коэффициент замедления волны
virtual impedance transformer	Виртуальный трансформатор импеданса
virtual transformation network	Виртуальная трансформирующая цепь
VISA I/O library	Библиотека ввода / вывода VISA
voltage standing wave ratio	Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН)
voltage-controlled oscillator (VCO)	Генератор управляемый напряжением (ГУН)
von Klitzing constant	Константа фон Клитцинга
VSWR bridge	КСВН мост

W	
wafer prober	Пробник подложки
wave	Волна, волновой
wave quantity	Волновая величина
wavefront	Волновой фронт
waveguide	Волновод
waveguide calibration standard	Волноводный калибровочный стандарт
waveguide short	Волноводная короткозамкнутая нагрузка
window function	Оконная функция
Y	
Yttrium-Iron-Garnet (YIG) oscillator	Генератор на железо-иттриевом гранате

A8 Индекс (Русский – English)

Символы (Symbols))

- GPiB (шина интерфейса общего применения – General Purpose Interface Bus) 84
- GSG-измерительная головка (GSG probe) 127
- I/Q (синфазно-квадратурная) демодуляция (I/Q-demodulator) 63
- LAN интерфейс (LAN interface) 85
- LRL техника (LRL technique) 141
- LTI система (linear time invariant system) 249
- MEAS WIZARD (МАСТЕР ИЗМЕРЕНИЙ) 70
- N-портовая переключающая матрица (N-port switching matrix) 93
- N-портовое устройство (N-port device) 19
- OSM техника (OSM technique) 134
- PI контроллер (PI controller) 332
- SI префикс (SI prefixes) 182
- S-матрица смешанного режима (mixed-mode S-matrix) 223
- TNA техника (TNA technique) 141
- TOM техника (TOM technique) 140
- TOSM техника (TOSM technique) 147
- TRL техника (TRL technique) 141
- TRM техника (TRM technique) 140
- T-контроллер (T-check) 160
- UNDO (отмена действия) 70
- UOSM техника (UOSM technique) 141
- USB интерфейсов (USB interface) 86
- USB-хаб (USB hub) 86

A

- автоматическая длина (auto length) 207
- автоматическая регулировка мощности (APM) (automatic level control (ALC)) 332
- автоматическая регулировка усиления (APY) (automatic gain control (AGC)) 62
- аккредитованный (accredited) 185
- активная тестовая установка (active test set) 59
- активный смеситель (active mixer) 397
- активный тестовый порт (active test port) 27
- амплитудный дисбаланс (amplitude imbalance) 235

анализатор цепей (network analyzer) 14
 анализатор цепей с $N + 1$ приемниками ($N+1$ receiver network analyzer) 91
 анализатор цепей с N -портовой переключаемой матрицей (network analyzer with N -port switching matrix) 92
 анализ во временной области (time-domain analysis) 249
 антенна (antenna) 415
 антенная решетка (array antenna) 414
 апертура (aperture) 202

Б

базовая единица SI (SI base unit) 181
 безусловно устойчивой (unconditionally stable) 209
 безэховая камера (anechoic chamber) 419
 ближнее поле (near field) 417
 блок постоянного тока (DC block) 59
 боковой лепесток (side lobe) 425
 более емкостный (more capacitive) 117
 более индуктивный (more inductive) 117

В

векторный анализатор цепей (vector network analyzer) 20
 величина ослабления по мощности (power attenuation figure) 183
 величина усиления по мощности (power gain figure) 183
 верхняя боковая полоса (upper sideband) 390
 взаимность (reciprocity) 416
 взятие выборок (sampling) 265
 вилка (штыревой) (male (M)) 189
 виртуальная трансформирующая цепь (virtual transformation network) 210
 виртуальный трансформатор импеданса (virtual impedance transformer) 215
 вистатический радиолокатор (bistatic radar) 427
 внедрение виртуальных цепей (embedding) 210
 внешняя тестовая установка (external test set) 377
 внешний запуск (external trigger) 237
 внешний проводник (outer conductor) 106
 внутренний паразитный отклик (inherent spurious response) 392
 воздействие (response) 251
 воздушная линия (air line) 117

волновая величина (wave quantity) 16
 волновод (waveguide) 119
 волновой фронт (wavefront) 415
 вращающееся сочленение (rotary joint) 415
 временное качание (time sweep) 71
 время выборки (sample time) 264
 встроенная программа (firmware) 27
 вторая гармоника (second harmonic) 351
 вход с внешним триггером (external trigger) 83
 ВЧ-ПЧ просачивание (RF-IF feedthrough) 393
 выборка во временной области (time-domain samples) 264
 высокоскоростной осциллограф (high-speed oscilloscope) 253

Г

гармоника (harmonic) 351
 гармоническая настройка (harmonic tuning) 384
 гармоническая сетка (harmonic grid) 264
 гармонический смеситель (harmonic mixer) 397
 гармонический уровень (harmonic level) 352
 генератор (generator) 27
 генератор на железо-иттриевом гранате (ЖИГ) (Yttrium-Iron-Garnet (YIG) oscillator) 61
 генератор ступенчатого сигнала ((YIG) oscillator step generator) 253
 генератор с числовым управлением (ГЧУ) (numerically controlled oscillator (NCO)) 62
 генератор управляемых напряжением (ГУН) (voltage-controlled oscillator (VCO)) 61
 генерация графика отклика (trace generation) 68
 гетеродин (local oscillator) 388
 гетеродинный принцип (heterodyne principle) 61
 гистерезисные эффекты (hysteresis effect) 61
 главный лепесток (main lobe) 425
 глубиномер для коаксиальных соединителей (pin depth gage) 100
 головка (probe) 127
 гомодинный принцип (homodyne prinzipile) 21

Д

двойной направленный ответвитель (dual directional coupler) 50

двухзеркальный компактный антенный полигон (dual-reflector compact test range) 420

двух портовое устройство (четырёхполюснике) (two-port device) 17

двухтональный сигнал (two-tone signal) 362

декартова диаграмма (cartesian diagram) 77

делитель мощности (power divider) 347

диаграмма направленности (radiation diagram) 424

диаграмма направленности излучения (radiation pattern) 423

диаграмма Смита (Smith chart) 77

диапазон качания (sweep range) 73

динамометрический ключ (torque wrench) 100

дисбаланс (imbalance) 235

дифференциальный режим (differential mode) 221

дифференциальный тон (differential tone) 363

доступная мощность (available power) 381

Е

единичная ступенька (unit step) 251

Ж

желаемый уровень (desired level) 332

З

задержка запуска (trigger delay) 238, 243

запросы (queries) 89

зондовая станция (wafer prober) 127

И

измерение эффективной площади рассеяния (radar cross section measurement) 427

измерительный вход по постоянному току (DC measurement input) 246

измерительный приемник (measurement receiver) 28

изоляция ВЧ-ПЧ (RF-IF isolation) 393

изоляция гетеродин-ВЧ (LO-RF isolation) 393

изоляция гетеродин-ПЧ (LO-IF isolation) 393

изоляция (развязка) (isolation) 171

изопропиловый спирт (isopropyl alcohol) 100

импеданс свободного пространства (free-space impedance) 417

импульс Дирака (Dirac impulse) 250
 импульсная характеристика (impulse response) 251
 импульсный рабочий режим (pulsed operating mode) 243
 инвертированная диаграмма Смита (inverted Smith chart) 77
 инвертированное преобразование (inverting conversion) 390
 инжектирование (biasing) 58
 интерфейс (interface) 90
 искажающая цепь (error network) 104
 испытательное приспособление (test fixture) 124
 источник постоянного тока (DC supply) 59
 исходные (raw) 27
 исходные измеренные значения (raw measured values) 106
 исходные системные данные (raw system data) 105
 исходные численные измеренные значения (raw numerical measured values) 67

К

калибрационный набор (calibration kit) 107
 калибрационный сертификат (calibration certificate) 185
 калибровка (calibration) 105
 калибровка мощности (power calibration) 334
 калибровка мощности источника (source power calibration) 335
 калибровка мощности приемника (receiver power calibration) 337
 калибровка пользователя (user calibration) 67
 калибровочный стандарт (calibration standard) 105
 канал (channel) 71
 каузальный (causal) 250
 качание по мощности (power sweep) 73
 качание частоты (frequency sweep) 71
 клавиша мощности (HELP) 70
 клавиши ввода данных (data entry keys) 70
 клавиши навигации (navigation keys) 70
 когерентность (coherence) 414
 команды (commands) 88
 команды предустановки (setting commands) 89
 компактный антенный полигон (compact antenna test range (CATR)) 420
 компенсированный компактный антенный полигон (compensated compact test range (CCTR)) 420
 компоненты ошибки (error term) 105

- компьютер (PC, computer) 27
- конечная частота (stop frequency) 73
- константа Джозефсона (Josephson constant) 182
- константа фон Клитцинга (von Klitzing constant) 182
- контроллер (controller) 332
- концепция множественного источника (multiple source concept) 340
- копланарный волновод (coplanar waveguide) 127
- коррекция системной ошибки (system error correction) 105
- коэффициент замедления волны (velocity factor) 311
- коэффициент ответвления (coupling coefficient) 28
- коэффициент отражения (reflection coefficient) 16
- коэффициент подавления синфазного режима (КПСР) (common-mode rejection ratio (CMRR)) 236
- коэффициент преобразования смесителя (mixer constant) 388
- коэффициент стоячей волны (КСВ) (standing wave ratio (SWR)) 198
- коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) (voltage standing wave ratio (VSWR)) 198
- коэффициент усиления антенны (antenna gain) 426
- коэффициент усиления по мощности дифференциального режима (differential-mode power gain) 236
- коэффициент усиления по мощности синфазного режима (common-mode power gain) 236
- коэффициент чувствительности (sensitivity coefficient) 174
- коэффициент шума (noise factor) 101
- краевая емкость (fringing capacitance) 111
- кросс модуляция (cross modulation) 363
- кросс-поляризация (cross-polarization) 420

Л

- линейная ошибка (linear error) 103
- линейная цепь (linear network) 249
- линейное качание частоты (linear frequency sweep) 71
- линейное усреднение (linear average) 172
- линейный стандарт (line standard (L)) 117
- линия передачи типа витая пара (twisted pair transmission line) 221
- логарифмическое частотное качание (logarithmic frequency sweep) 71

М

- максимальный уровень импульса (maximum impulse level) 396
- матрица S-параметров (S-матрица, или матрица рассеяния) (S-parameter matrix) 19
- международная система единиц (International System of Units) 181
- метод замещения мощностью постоянного тока (DC power substitution method) 186
- многократные отражения (multiple reflection) 36, 257
- многолучевое распространение (multipath propagation) 297
- модальная декомпозиция (modal decomposition) 222
- мод объемного распространения (bulk propagation mode) 318
- модуль частотного расширения (frequency extension modules) 407
- монолитной интегральной схемой СВЧ (microwave monolithic integrated circuit (MMIC)) 216
- моностатический радиолокатор (mono-static radar) 427
- мост (bridge) 40
- мост для измерения KCBH (VSWR-bridge) 41

Н

- нагрузка короткого замыкания (K3) (Short (S)) 109
- нагрузка холостого хода (XX) (Open (O)) 110
- направленный ответвитель (directional coupler) 44
- настройка графиков (trace setting) 76
- настройка каналов (channel setting) 71
- национальные и интернациональные стандарты (national and international standards) 185
- начальная частота 73
- не вставляемое устройство (noninsertable device) 151
- независимость от времени (time invariance) 250
- неинвертированное преобразование (noninverting conversion) 390
- неинвертированный случай (noninverted case) 390
- нелинейная ошибка (nonlinear error) 103
- неопределенность измерения (measurement uncertainty) 96
- непрерывное преобразование Фурье (НПФ) (continuous Fourier transform) 261
- несимметричные S-параметры (single-ended S-parameter) 222
- нижняя боковая полоса (lower sideband) 390
- низкочастотное пропускание (lowpass mode) 279

О

- область дальней зоны (far-field region) 416
- область определенности (ambiguity range) 270
- облучатель (feed) 420
- оборудование для автоматической калибровки (automatic calibration equipment) 108
- обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ) (inverse fast Fourier transform (IFFT)) 283
- обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ) (inverse discrete Fourier transform (IDFT)) 264
- обратное непрерывное преобразование Фурье (ОНПФ) (inverse continuous Fourier transform (IFTC)) 261
- обратные потери (return loss) 184
- однозеркальный компактный антенный полигон (single-reflector compact test range (SCR)) 420
- одно-портовое устройство (one-port device) 16
- однотонный сигнал (single-tone signal) 351
- оконная функция в частотной области (Window function) 268
- опорная плоскость (reference plane) 106
- опорный импеданс (reference impedance) 16
- опорный приемник (reference receiver) 29
- опция измерений во временной области (time-domain option) 284
- основной отражатель (main reflector) 420
- отклик (response) 251
- отклики прибора (device responses) 88
- отклик на ступенчатое воздействие (step response) 251
- относительная ширина импульса (relative impulse width) 277
- отражение (reflection) 184
- отраженная волна (reflected wave) 16
- отсчеты в частотной области (frequency samples) 264
- оцененное значение (estimated value) 172
- ошибка стационарного состояния (steady state error) 332

П

- падающая волна (incident wave) 16
- пакетный сигнал (burst signal) 281
- паразитные отклики (spurious response) 392
- параметр контроллера (controller parameter) 333
- параметр Т-контроллера (T-check parameter) 161

- p>
- параметры рассеяния (S-параметры) (scattering parameter (S-parameter)) 17
- парциальное измерение (partial measurement) 66
- пассивная тестовая установка (passive test set) 60
- пассивный тестовый порт (passive test port) 398
- первая гармоника (first harmonic) 351
- первичные стандарты (primary standards) 185
- первоначальный метр (original meter) 181
- передача (transmission) 184
- перекрестные потери на ближнем конце (near-end crosstalk loss (NEXT)) 227
- перекрытие (overlap) 393
- перемножители (multipliers) 388
- пересечение второго порядка (SOI) (second order intercept (SOI)) 365
- пересечение третьего порядка (TOI) (third order intercept (TOI)) 365
- пересчет ближнего поля (near-field transformation) 417
- переходное затухание на дальнем конце кабеля 228
- периодический спектр (periodical spectrum) 265
- петля фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) (phase locked loop (PLL)) 60
- печатные платы (printed circuit boards (PCBs)) 123
- пирамидальный поглотитель (pyramidal absorber) 419
- планарность (planarity) 129
- плоский волновой фронт (plane wavefront) 416
- повторяемости (repeatability) 97
- подавление боковых лепестков (side-lobe suppression) 296, 425
- подавление гармоник (harmonic suppression) 352
- подача сигнала (signal feeding) 415
- подложка (substrates) 123
- позиционер (positioner) 415
- полевые транзисторы (field effect transistors (FETs)) 353
- полная верификация (full verification) 164
- полоса пропускания ПЧ тракта (полоса измерений) (measurement bandwidth) 75
- полоса частот (center frequency) 73
- полосно-пропускающий режим (bandpass mode) 279
- полярная диаграмма (polar diagram) 77

- поперечное радиолокационное сечение (radar cross section (RCS)) 428
- поправка на направленность (directivity) 31
- поправка на отражение (reflection tracking) 30
- постоянная времени (time constant) 257
- потери кабеля (cable loss) 229
- потери передачи (transmission loss) 184
- предварительный усилитель (preamplifier) 101
- предел выгорания смесителя (mixer burnout limit) 396
- предельная линия (limit line) 83
- преобразование вверх (up-conversion) 390
- преобразование вниз (down-conversion) 390
- преобразование частоты на гармонике (harmonic mixing) 65
- прецизионный резистор (precision resistor) 246
- приемника (receiver) 27
- прием по зеркальному каналу (image reception) 391
- прием сигнала (signal retransmission) 415
- признание (recognition) 159
- программно-назначаемые клавиши (soft keys) 69
- продукт интермодуляции (intermodulation product) 363
- продукт интермодуляций (intermodulation product) 363
- продукты смешивания высокого порядка (higher order mixing products) 392
- произвольный режим (arbitrary mode) 341
- просачивание гетеродин-ВЧ (LO-RF feedthrough) 393
- просачивание гетеродин-ПЧ (LO-IF feedthrough) 393
- противонаправленный ответвитель (reverse coupler) 347
- проходной переход (Through (T)) 115, 122
- процедуры обработки ошибок (error handling) 89
- прямая электромагнитная связь (direct electromagnetic coupling) 318
- прямой доступ к генератору и приемнику (direct generator and receiver access) 343
- прямоугольное окно (rectangle window) 268

Р

- равномерное распределение (прямоугольное распределение) (uniform distribution (rectangular distribution)) 173
- радиолокатор с инверсной синтезированной апертурой (inverse synthetic aperture radar (ISAR)) 429

радиочастотный сигнал (radio frequency signal) 388
 разрешение по времени (time resolution) 266
 распространение в свободном пространстве (free-space propagation) 415
 рассогласование (mismatch) 164
 рассогласование измерительного порта 35
 рассогласование источника (source match) 138
 расстояние дальней зоны (far-field distance) 415
 расширение частотного диапазона (frequency extension) 407
 режим прерывания (chopping mode) 67
 режим смесителя (mixer mode) 397
 режим чередования (alternating mode) 67
 рефлектометрия во временной области (time domain reflectometry) 253
 розетка (гнездовой) (female (f)) 189
 ряд Тэйлора (Taylor series) 350

С

самонаведенное напряжение (self-induced voltage) 237
 свертка (convolution) 251
 сервисные клавиши (support keys) 70
 сигнал промежуточной частоты (intermediate frequency signal (IFS)) 388
 симметричная (балансная) линия передачи (balanced transmission line) 221
 симметричная линия (balanced line) 221
 синфазная (inphase) 63
 синфазно-квадратурный смеситель (I/Q mixer) 397
 синфазный режим (common-mode) 221
 система единиц (system of units) 181
 систематические ошибки измерений (systematic measurement errors) 96
 система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) (phase locked loop (PLL)) 64
 скалярный анализатор цепей (scalar network analyzer) 20
 скользящая нагрузка (sliding match) 112, 122
 случайные ошибки измерений (random measurement error) 96
 смеситель с выделением боковой полосы (sideband separation mixer) 397

смеситель с подавлением зеркального канала (image rejection mixer) 397
 смещение (offset) 129
 смещение длины (length offset) 215
 смещенная нагрузка короткого замыкания (КЗ) (от англ. offset short) 121
 согласование мощности (power matching) 381
 согласованная нагрузка (match (M) (or load)) 111, 122
 спокойная зона (quiet zone) 421
 стандарт LXI (LXI standard) 90
 стандарт SCPI (SCPI standard) 87
 стандарт аттенюатора (attenuator standard (A)) 118
 стандарт Битти (Beatty standard) 162
 стандарт неизвестного проходного перехода (unknown through (U)) 118
 стандартное отклонение (standard deviation) 172
 стандарт отражения (reflect standard (R)) 117
 стандарт симметричной цепи (symmetrical network (N)) 118
 стробирование по дальности (hardgating) 422
 ступенчатый аттенюатор генератора (generator step attenuators) 56
 ступенчатый аттенюатор приемника (receiver step attenuator) 56
 субгармонический смеситель (subharmonic mixer) 397
 субрефлектор (subreflector) 420
 сумматор (combiner) 346
 сферический волновой фронт (spherical wavefront) 415

Т

таймслот (timeslot) 243
 тепловое равновесие (thermal equilibrium) 97
 тепловой шум (thermal noise) 101
 термо-компенсированный кварцевый генератор (ТККВ) (temperature-compensated crystal oscillator (TCXO)) 60
 термостатированный кварцевый генератор (ТСКВ) (oven controlled temperature crystal oscillator (OCXO)) 60
 тестирование на открытом антенном полигоне (open site testing) 417
 тестовая установка (test set) 26
 тестовый порт (test port) 26
 тест точности измерения (measurement accuracy test) 160

техника самокалибровки (self-calibration techniques) 117
 ток смещения (biasing current) 397
 точечный запуск (point trigger) 243
 точка 1 дБ компрессии усиления (1 dB gain compression point) 348
 точка 1-дБ компрессии (1 dB compression point) 347
 точка короткого замыкания (short-circuit point) 17
 точка пересечения n-го порядка (n-th order intercept point) 364
 точка пересечения по второй гармонике (second harmonic intercept point) 353
 точка пересечения по третьей гармонике (third harmonic intercept point) 354
 точка согласования (matching point) 17
 точка холостого хода (open-circuit point) 17
 трех-портовая цепь (three-port network) 19
 тройной сигнал передачи (triple transit signal) 318

у

угол азимута (azimuth angle) 424
 угол места (elevation angle) 424
 удаление виртуальных цепей (deembedding) 216
 уравнение дальности радиолокатора (radar range equation) 428
 уровень (level) 184
 уровень мощности (power level) 184
 усилитель высокой мощности (high power amplifier) 376
 усилитель мощности (boosted source) 376
 условно устойчивый (unconditionally stable) 210
 установочные клавиши (setup keys) 70

Ф

Фазовое запаздывание (phase delay) 205
 фазовый дисбаланс (phase imbalance) 235
 фактический уровень (actual level) 332
 фактор формы (shape factor) 101
 формула Эйлера для комплексных чисел (Euler's formula for complex numbers) 434
 фундаментальная (основная) частота (fundamental frequency) 351

Х

- характеризация (characterization) 107
- характеристические данные (characteristic data) 106

Ц

- центральная частота (center frequency) 73
- цепочка калибровки (calibration chain) 185
- цепочка обработки данных (processing chain) 67
- цепь инжектора постоянного тока (bias T) 58
- цифровая обработка сигналов (ЦОС) (digital signal processing (DSP)) 62
- цифровое управление (digital control) 333
- цифровой интерфейс (digital interface) 83

Ч

- частичный запуск (partial trigger) 245
- частная производная (partial derivatives) 174

Ш

- шина IEC/IEEE (IEC bus/IEEE bus) 84
- ширина лепестка по уровню половинной мощности (half power beam width (HPBW)) 425
- ширина шага апертуры (aperture step width) 202

Э

- эквивалентное фокусное расстояние (equivalent focus length) 420
- экспериментальное стандартное отклонение (experimental standard deviation) 172
- электрическая длина (electrical length) 206
- эффективная направленность (effective directivity) 164
- эффективная поправка на отражение (effective reflection tracking) 170
- эффективное согласование источника (effective source match) 168
- эффективное согласование нагрузки (effective load match) 171
- эффективность (efficiency) 245
- эффективность приращения мощности (power added efficiency) 245
- эффективные системные данные (effective system data) 105
- эффект компрессии (compression effects) 103

А9 Текущая продукция компании Роде и Шварц по анализаторам цепей¹⁾

Интеграция многопортовых испытуемых устройств непрерывно возрастает, и требует повышенного внимания к созданию соответствующей измерительной техники. Все более распространенными становятся балансные испытуемые устройства, имеющие более двух портов. В соответствии с новыми требованиями, семейство анализаторов цепей компании Роде и Шварц включает модели, имеющие до восьми измерительных портов. Эти приборы, несмотря на компактность, предлагают очень широкий диапазон функций. Конечно, с увеличением количества функций возрастает и сложность внутреннего устройства приборов. Поэтому, чтобы упростить работу с приборами, потребовалось разработать инновационную концепцию функционирования. Эта концепция включает:

- ♦ Использование так называемых мастеров проведения измерений и выполнения калибровки для реализации сложных последовательностей работы в необходимых случаях;
- ♦ Упрощенное обслуживание измерений в балансных цепях с использованием действительно дифференциальных измерений, в зависимости от типа прибора;
- ♦ Режим UNDO (отмена действия) для возвращения к предыдущим режимам работы;
- ♦ Контекстно-зависимая функция помощи HELP, включающая, наряду с другими, также и команды дистанционного управления;
- ♦ Специальные рабочие режимы для испытаний смесителей, и для проведения измерений гармоник. Правильная конфигурация для соответствующей калибровки мощности организуется специальными *мастерами* для каждого рабочего режима, что существенно упрощает работу с приборами

и многое другое.

Семейство анализаторов цепей компании Роде и Шварц включает модели ZVA, ZVB и ZVT. Эти модели возможны для различных частотных диапазонов, и с разным числом портов.

1) На декабрь 2006 года

Более детальное обсуждение моделей следует далее. Если у Вас возникают какие-либо вопросы, пожалуйста, контактируйте с ближайшим офисом по продажам компании Роде и Шварц.

Для получения перечней спецификаций, а также другой информации о приборах, пожалуйста, воспользуйтесь вебсайтом компании в интернете по адресу www.rohde-schwarz.com. Не забывайте, что подобная информация является предметом постоянного обновления.

Краткое описание семейства анализатора цепей

	ZVA	ZVT	ZVB
Концепция множественных источников	•	•	•
Измерения горячих S-параметров	•	•	
Режим реально дифференциальных измерений	•	•	
Режим измерений смесителей	•	•	•
Режим измерений гармоник	•	•	•
Произвольный режим	•	•	
Режим виртуально дифференциальных измерений	•	•	•
Автоматическая регулировка мощностей	•	•	•
Использование USB датчиков мощности как дополнительных приемников	•	•	•
Ступенчатые аттенюаторы генераторов	•		•
Ступенчатые аттенюаторы приемников	•		
Возможность дистанционного управления также через локальную сеть (альтернатива GPIB)	•	•	•
Доступ к интерфейсу пользователя через локальную сеть	•	•	•
Вторичный GPIB интерфейс или альтернативно адаптер USB/GPIB	•	•	•
Активные тестовые установки	•	•	•
Прямой доступ к генератору и приемнику	•	•	
ОСХО опорная частота	•	•	•
Внедрение / удаление виртуальных цепей (embedding/deembedding)	•	•	•
Анализ во временной области	•	•	•
Итерационная калибровка мощности с выбираемым пределом точности	•	•	•
В дополнение к коэффициенту устойчивости к под- держка коэффициентов μ_1 , μ_2	•	•	•
Кроме калибрационных процедур TOSM и OSM, воз- можность нескольких процедур, использующих 7-ком- понентную модель и калибровку с волноводами	•	•	•
Оборудование для автоматической калибровки	•	•	•
Импульсные измерения	•	•	
Входы измерения по постоянному току	•	•	•

Наличие значка • означает, что данная функция доступна в базовой конфигурации прибора, или в виде опции. Некоторые функции требуют наличия, по крайней мере, трех измерительных портов. В отдельных случаях это возможно при использовании внешнего генератора.