

# ОСНОВЫ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗА ЦЕПЕЙ

Michael Hiebel

Глава 3

Точность измерений и калибровка приборов

2-е издание, исправленное и дополненное

Москва  
Издательский дом МЭИ  
2018



**ROHDE & SCHWARZ**

|            |  |     |
|------------|--|-----|
| <b>3</b>   | <b>Точность измерений и калибровка приборов</b>                    | 96  |
| <b>3.1</b> | <b>Снижение случайных ошибок измерений</b>                         | 97  |
| 3.1.1      | Тепловой дрейф   | 97  |
| 3.1.2      | Повторяемость  | 97  |
| 3.1.3      | Шум  | 101 |
| <b>3.2</b> | <b>Коррекция систематических ошибок измерения</b>                  | 103 |
| 3.2.1      | Нелинейные воздействия   | 103 |
| 3.2.2      | Линейные воздействия   | 104 |
| <b>3.3</b> | <b>Стандарты для калибровки</b>                                    | 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 |
| <b>3.4</b> | <b>Линейные модели ошибок и техника калибровки</b>                 | 133 |
| 3.4.1      | 3-компонентная модель ошибки (OSM техника)                         | 133 |
| 3.4.2      | 7-компонентная модель ошибки<br>(TOM, TRM, TRL, TNA, UOSM техники) | 136 |
| 3.4.3      | 10-компонентная и 12-компонентная<br>модели ошибки (TOSM техника)  | 143 |
| 3.4.4      | 15-компонентная модель ошибки (TOM-X 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 |
| <b>3.5</b> | <b>Верификация</b>   | 159 |
| 3.5.1      | T-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 |
| <b>3.6</b> | <b>Единство измерений</b>  | 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 |

### 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 A). Для них возможно только статистическое описание, и они не поддаются систематической коррекции.
- ♦ **Систематические ошибки измерений** (согласно [IS93] это ошибки типа B). 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

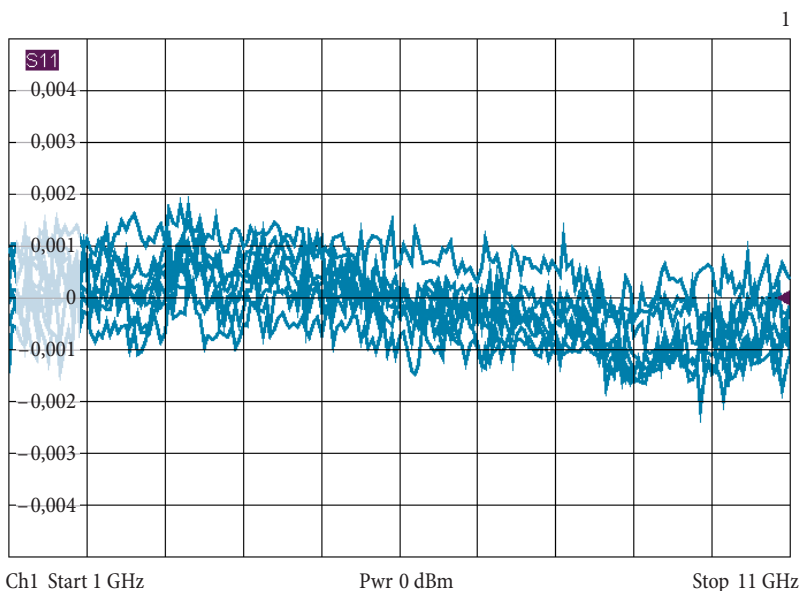
### 3.1.1 Тепловой дрейф

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

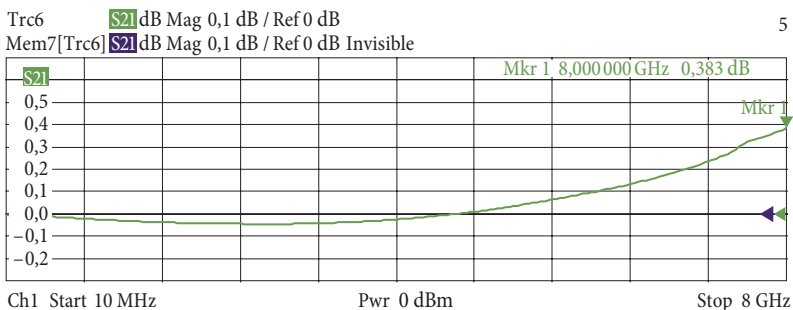
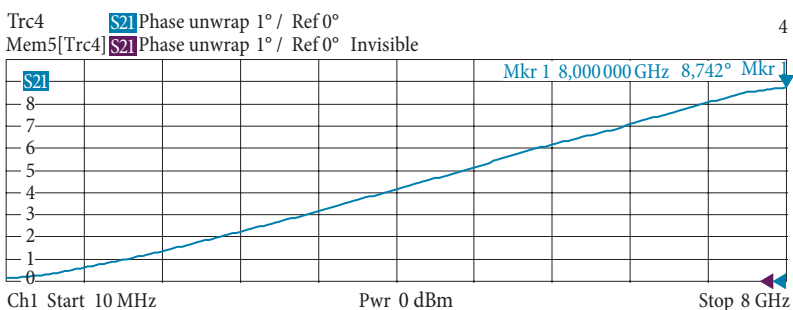
нагрузка с гнездовым разъемом РС3.5) было присоединено непосредственно к анализатору цепей девять раз, и каждый раз регистрировалось измеренное значение для коэффициента отражения  $s_{11}$ . Используя математику графики (trace mathematics), измеренные результаты были пронормированы к сохраненному измеренному 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 РС3.5 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)!

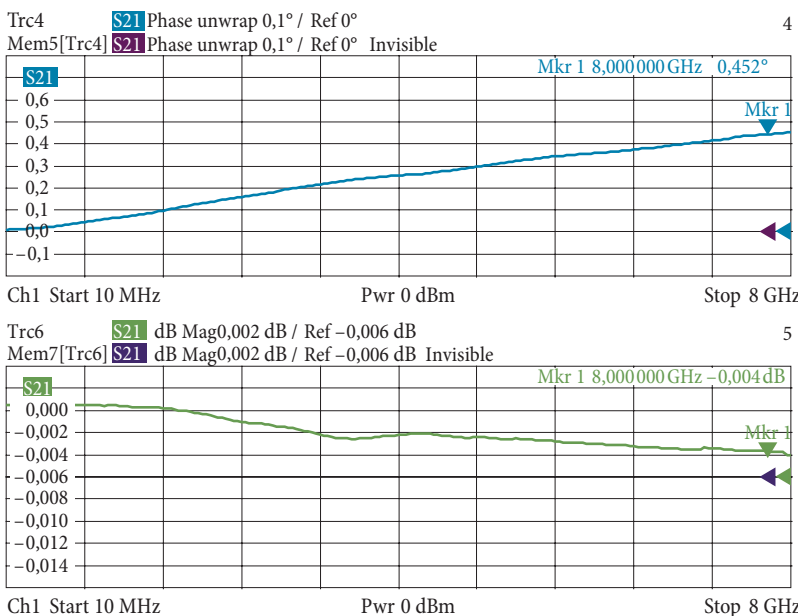


**Рис. 3.1.2а** Отклонение в результатах измерений при изгибе двух кабелей RG400 с длиной 1 м каждый.

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  $2 \times 1$  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.

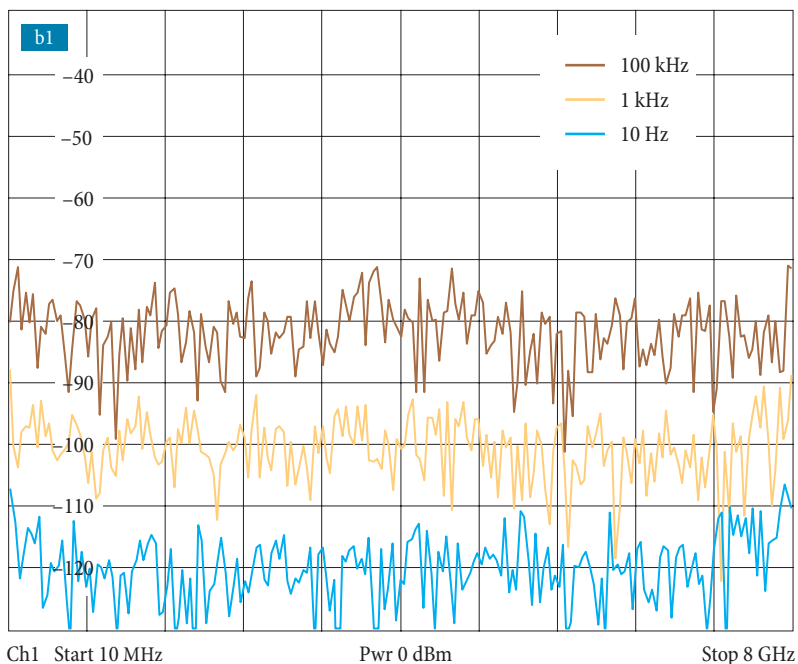


Рис. 3.1.3 Уровень шума для различных полос пропускания по ПЧ.

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.

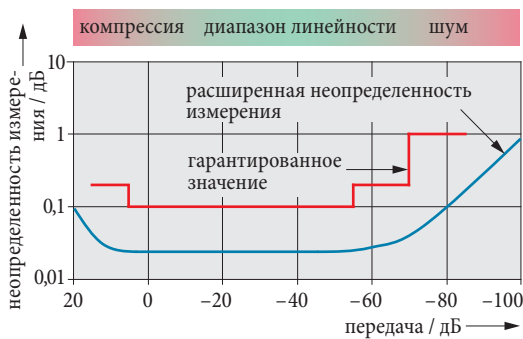


Рис. 3.2.1  
U-образная кривая

### 3.2.2 Линейные воздействия

Как демонстрировалось ранее в разделе 2.2.6, реальный однопортовый анализатор цепей может быть преобразован в виртуальное сочетание выделенной проходной двух-портовой **искажающей цепи**<sup>1)</sup>, 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 ошибок 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**<sup>1)</sup>  $e_{ик}$ . 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**  $e_{ик}$ . 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      | $\leq 2$ дБ               | $\leq 0,04$ дБ               |
| Поправка на направленность | $\geq 29$ дБ              | $\geq 46$ дБ                 |
| Рассогласование источника  | $\geq 22$ дБ              | $\geq 39$ дБ                 |
| Поправка на передачу       | $\leq 2$ дБ               | $\leq 0,06$ дБ               |
| Изоляция                   | $\geq 130$ дБ             | $\geq 130$ дБ                |
| Рассогласование нагрузки   | $\geq 22$ дБ              | $\geq 44$ дБ                 |

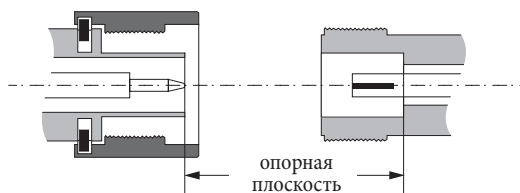
**Таблица 3.2.1** Сравнение типовых исходных системных данных и эффективных системных данных.

Для определения компонентов ошибки  $e_{ик}$  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 сообщают

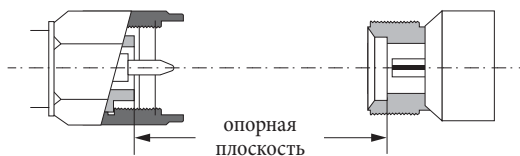
1) В технической литературе также встречается название “данные коррекции”.

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 Институтов<sup>1)</sup>, 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 (NMI) 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 Калибровочный 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 калибровочное 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.

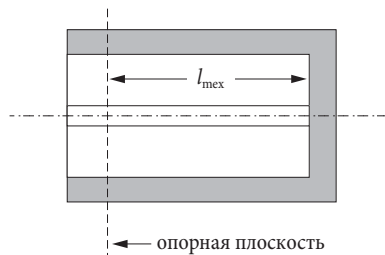


**Рис. 3.3.2**  
Оборудование для автоматической калибровки R&S® ZV-Z51 с четырьмя портами.

### 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 электрической<sup>1)</sup> 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  $L_c(f)$ . Частотная зависимость индуктивности аппроксимируется степенным рядом с сохранением членов вплоть до третьего порядка ( $L_3 f^3$ ):

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

Формулу (3.3.1) следует заменить следующим более сложным соотношением:

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

Типовые технические характеристики короткозамыкателя приведены в Таблице 3.3.1.

| сместе-<br>нение<br>опорной<br>плоско-<br>сти | неопределенность<br>фазы |                  | полиномиальные коэффициенты<br>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 <sup>2</sup> | 0 pH/ГГц <sup>3</sup> |

Таблица 3.3.1 Типовые характеристики короткозамыкателя.

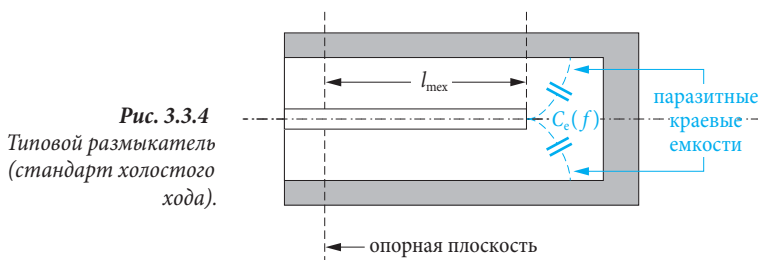
**Коаксиальная нагрузка холостого хода (XX)** (кратко **О**, от англ. open – холостой ход)

При реализации стандарта коаксиального размыкателя, имитирующего режим холостого хода (XX), следует использовать замкнутую конструкцию, поскольку в противном случае могут возникнуть 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:

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



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.

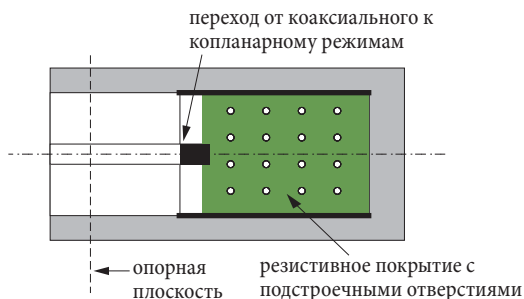
| смещение опорной плоскости | неопределенность фазы |                  | полиномиальные коэффициенты для краевой емкости |                |                            |                              |
|----------------------------|-----------------------|------------------|---|----------------|----------------------------|------------------------------|
|                            | 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 <sup>2</sup> | -0,00028 fF/ГГц <sup>3</sup> |

**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 Ω ± 0,5 Ω                     | ≥40 дБ          | ≥30 дБ        | 0,5 W (27 дБм)        |

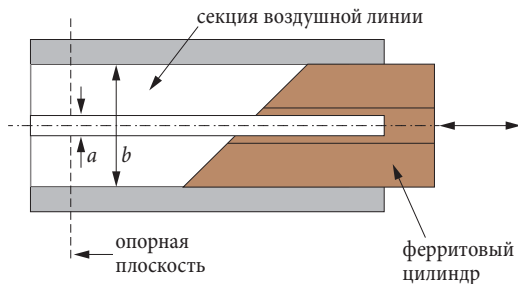
**Таблица 3.3.3** Типовые характеристики согласователя.

### 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:<sup>1)</sup>

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

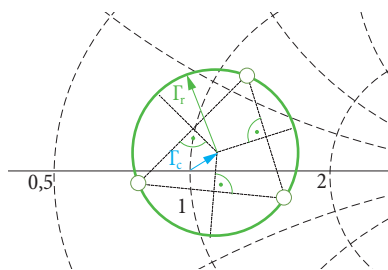
1) Относительная проницаемость воздуха аппроксимируется значением  $\epsilon_r = 1$ . Точное значение проницаемости воздуха при давлении 101,325 кПа и 23°C составляет  $\epsilon_r = 1,000649$ .



**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  $\Gamma_c$ . 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  $\Gamma_r$  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 разьеме 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 ( $\triangleq$  33 дБ). Для воздушного зазора, уменьшенного до значения 0,067 мм, отражение снижается до 40 дБ. Паразитное отражение влияет на расчетное значение  $\Gamma_C$  на рис. 3.3.7, и, тем самым, определяет точность калибровки. Таким образом, всегда следует проверять и минимизировать воздушный зазор.

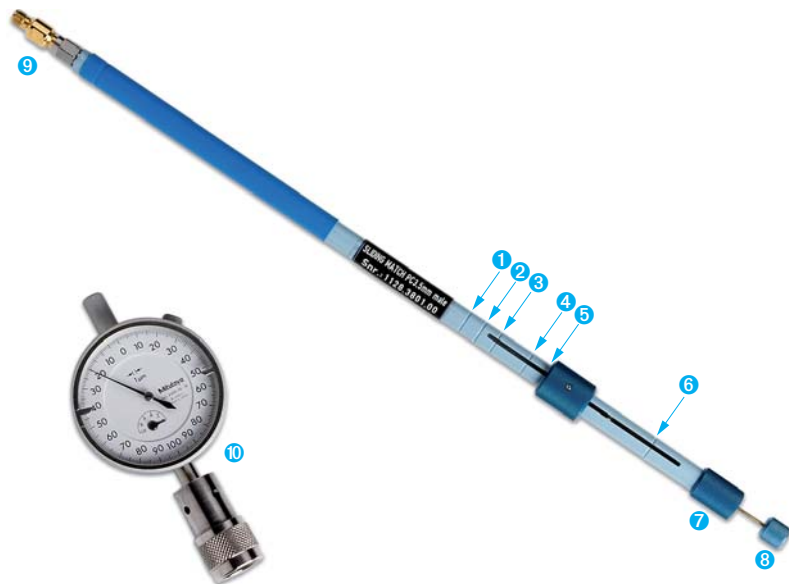


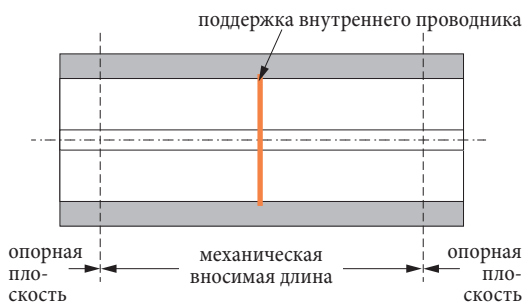
Рис. 3.3.8 Скользящая нагрузка и глубиномер для коаксиальных соединителей.

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 „беспольные“ 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 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  $0^\circ$  до  $-90^\circ$  или от  $0^\circ$  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, неустранимая 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  $0^\circ$  до  $180^\circ$ . Например, если эта разность фаз с учетом необходимого запаса будет варьироваться между  $20^\circ$  и  $160^\circ$ , 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 испытываемое 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  $\epsilon_r$  (для воздуха  $\epsilon_r \approx 1$ ) и относительной магнитной проницаемостью  $\mu_r$  (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  $\lambda_B(f)$  является частотно-зависимой. Для моды  $H_{10}$  длина волны в волноводе вычисляется следующим образом:

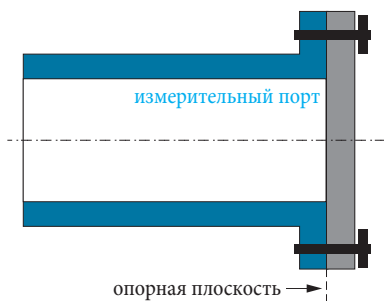
$$\lambda_B(f) = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{омс}}}\right)^2}} \quad (3.3-9)$$

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  $\lambda_B(1,2 f_{\text{омс}}) = 3,016 \cdot a$  до  $\lambda_B(1,9 f_c) = 1,238 \cdot a$ .

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



**Рис. 3.3.10**  
Волноводный короткозамы-  
катель.

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)

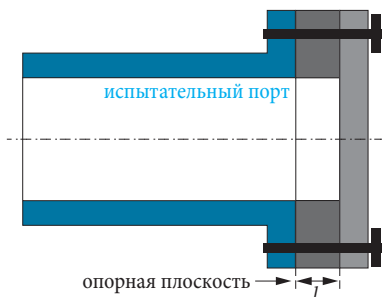


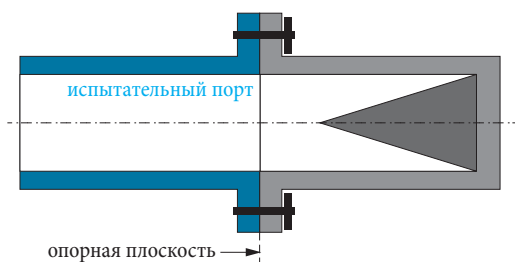
Рис. 3.3.11  
Смещенная нагрузка КЗ.

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 плате<sup>1)</sup>. 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  $\Omega$ , 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.

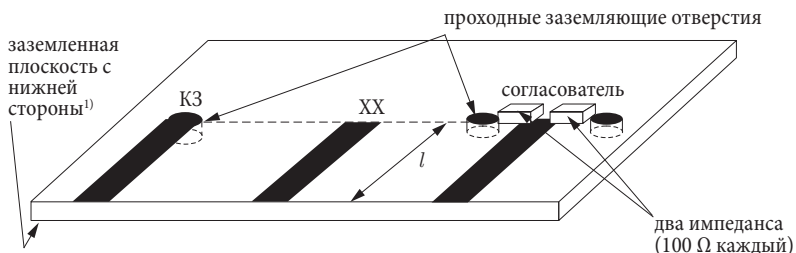


Рис. 3.3.13 Одно-портовые стандарты для микрополосковой технологии.

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).

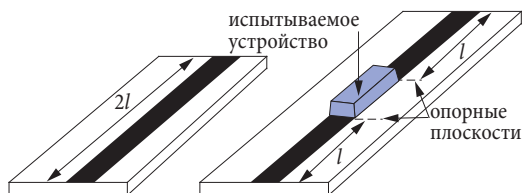


Рис. 3.3.14 Проходной переход и подложка для измерений.

Контакт между калибровочными стандартами и испытуемыми устройствами возможен, например, через фиксированные коаксиальные адаптеры, такие как SMA пропаянные 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.

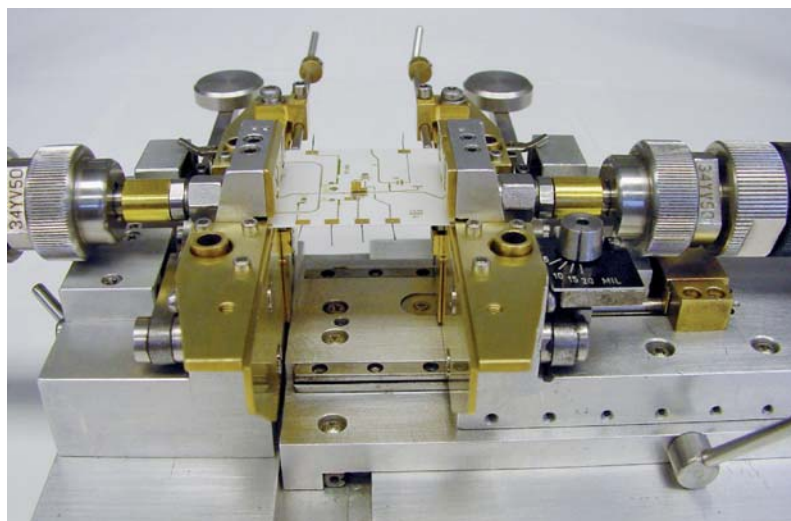
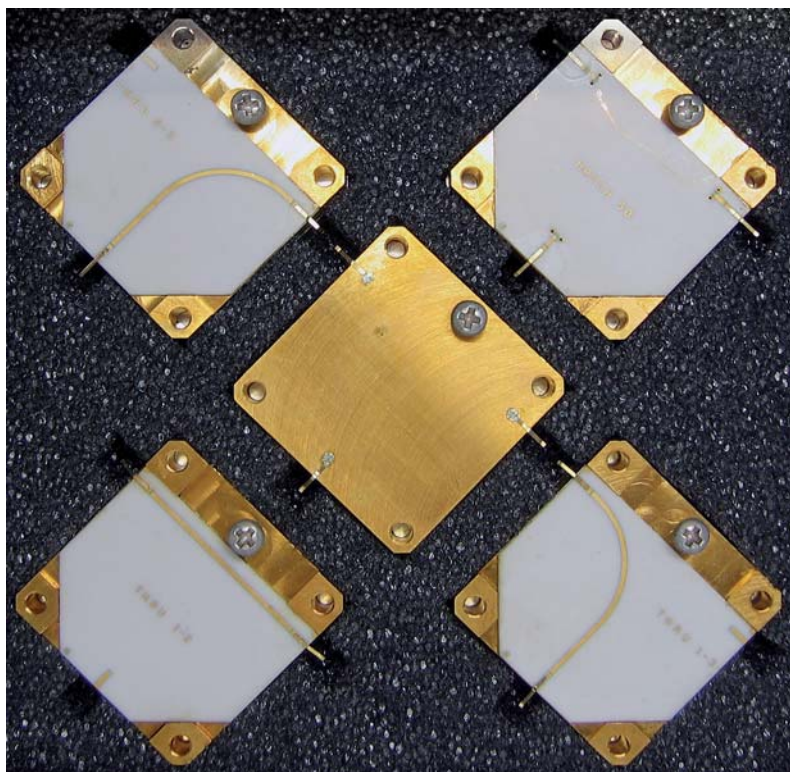


Рис. 3.3.15 Испытательное приспособление для ВЧ подложек (Rohde & Schwarz).

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 ( $Al_2O_3$ ).

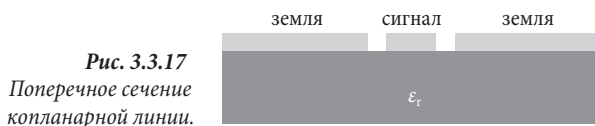


*Рис. 3.3.16 Калибровочные подложки, сделанные под заказ.*

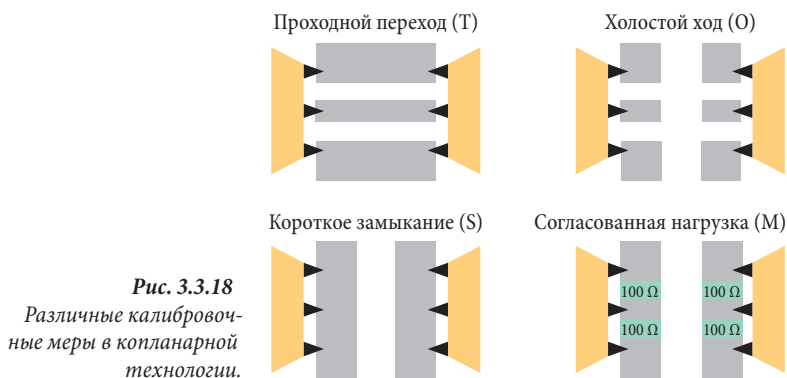
### 3.3.4 Копланарные калибровочные стандарты

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 испытуемых 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.



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.



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

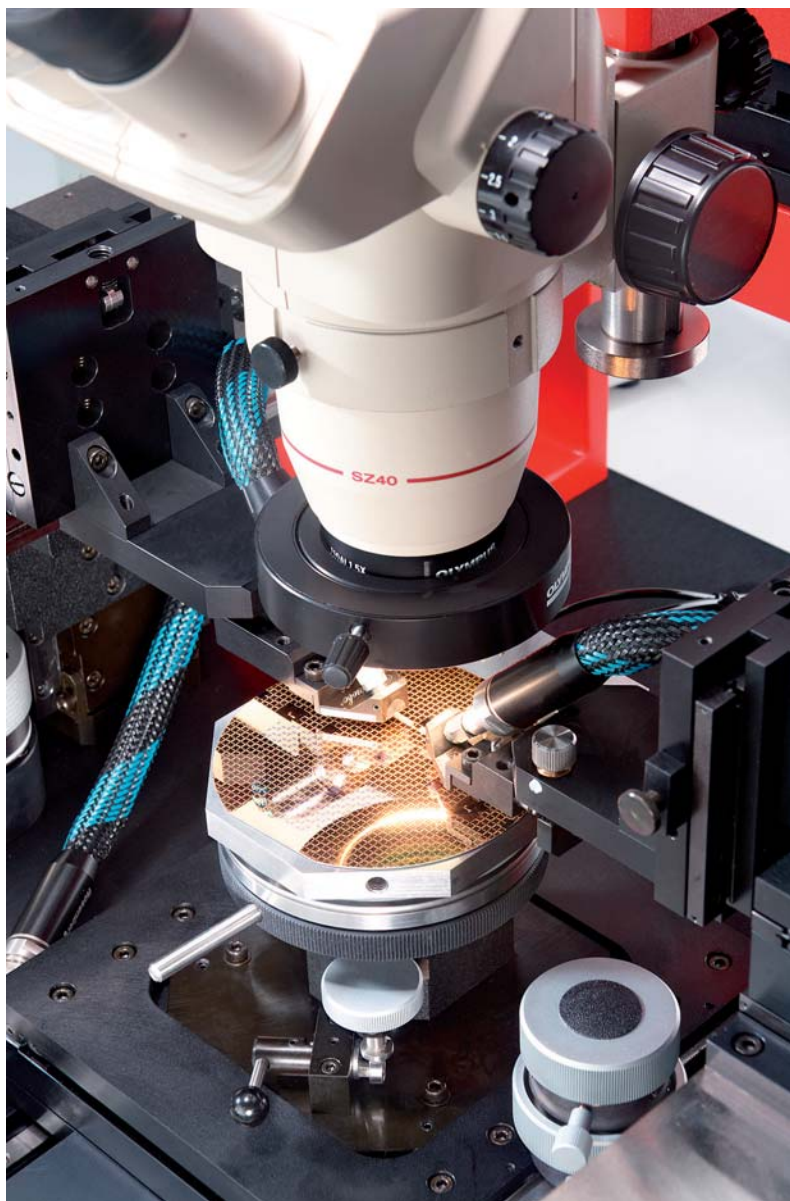


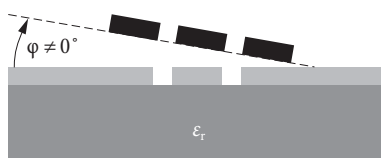
Рис. 3.3.19 Ручная зондовая станция.

## 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 (бинокляры), 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.



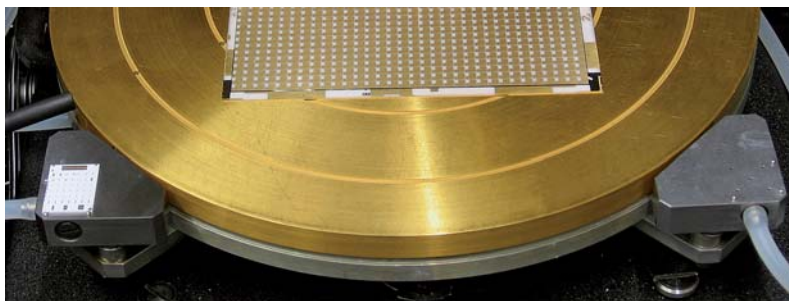
Прежде чем приступить к процедуре калибровки, необходимо правильно подготовить зондовую станцию к работе:

- ♦ 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).

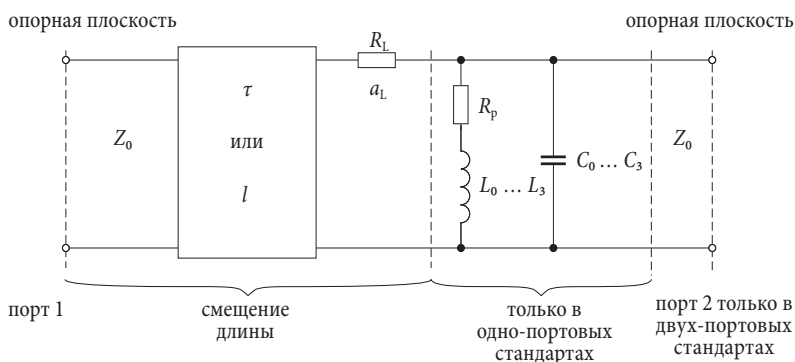


Рис. 3.3.22 Унифицированная модель калибрационных стандартов.

| стандарт             | число портов | смещение длины двух-портовых стандартов                        |   |                                   | одно-портовые стандарты   |   |   |
|----------------------|--------------|--|---|-----------------------------------|---|---|---|
|                      |              | запаздывание $\tau$ в секундах или электрическая длина $l$ в м | сопротивление потерь $R_l$ в $\Omega/\text{с}$ или $^4)$ потери передачи $a_l$ в дБ/ $\sqrt{\text{Гц}}$ | опорный импеданс $Z_0$ в $\Omega$ | коэффициенты индуктивности $L_0 \dots L_3$ в Гн $\dots$ Гн/ $\text{Гц}^3$ | коэффициенты емкости $C_0 \dots C_3$ в Ф $\dots$ Ф/ $\text{Гц}^3$ | параллельное сопротивление $R_p$ в $\Omega$ |
| КЗ                   | 1            | ✓  | ✓   | 50                                | ✓ <sup>1)</sup>   | 0 ... 0   | 0   |
| ХХ                   | 1            | ✓  | ✓   | 50                                | 0 ... 0   | ✓   | $\infty$                                    |
| нагрузка             | 1            | ✓ <sup>2)</sup>  | ✓ <sup>2)</sup>   | 50                                | 0 ... 0   | 0 ... 0   | ✓ <sup>2)</sup>                             |
| 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                                | ✓ <sup>3)</sup>   | ✓ <sup>3)</sup>   | $\infty$                                    |
| стандарт линии       | 2            | ✓  | ✓   | 50                                | не специфицировано  | не специфицировано  | не специфицировано                          |
| симметричная цепь    | 2            | ✓  | 0   | 50                                | ✓ <sup>3)</sup>   | ✓ <sup>3)</sup>   | 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  $\tau$  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.



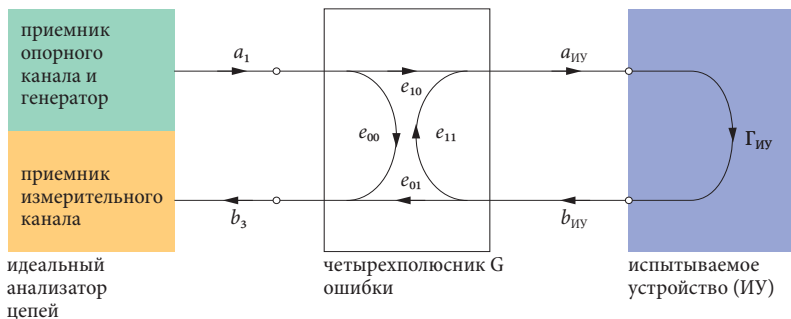


Рис. 3.4.1 Четырёхполюсник ошибки с компонентами ошибки ( $e$ ).

В **OSM технике**<sup>1)</sup> для определения параметров модели двух-портовой ошибки используются следующие стандарты: XX (O – open), КЗ (S – short) и согласованная нагрузка (M – match). Чтобы упростить вычисления, согласованная нагрузка считается идеальным ( $\Gamma_M = 0$ ).<sup>2)</sup> Нагрузка XX и КЗ характеризуются их коэффициентами отражения  $\Gamma_0$  и  $\Gamma_S$ . Четырёхполюсник ошибки  $G$  характеризуется следующим уравнением в S-параметрах:

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

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

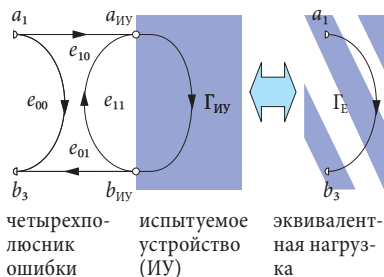


Рис. 3.4.2 Преобразование в эквивалентную нагрузку.

- 1) В соответствующей литературе эта техника иногда называется как OSL (XX – 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  $\Gamma_E$  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  $\Gamma_E$  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 ( $\Gamma_{ИУ} = \Gamma_0$ ), КЗ ( $\Gamma_{ИУ} = \Gamma_S$ ) и нагрузки ( $\Gamma_{ИУ} = \Gamma_M = 0$ ), получаем измеренные значения  $M = M_0$ ,  $M = M_S$  и  $M = M_M$ . Комбинируя их с характеристическими данными  $\Gamma_0$ ,  $\Gamma_S$  и  $\Gamma_M$  согласно формуле (3.4-3), приходим к следующим уравнениям:

$$M_0 = e_{00} + \frac{e_{10}\Gamma_0}{1 - e_{11}\Gamma_0} \quad (3.4-4)$$

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

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

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

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

$$e_{10} = \frac{(\Gamma_0 - \Gamma_S)(M_0 - M_M)(M_S - M_M)}{\Gamma_0 \Gamma_S (M_0 - M_S)} \quad (3.4-8)$$

$$e_{11} = \frac{\Gamma_S (M_0 - M_M) - \Gamma_0 (M_S - M_M)}{\Gamma_0 \Gamma_S (M_0 - M_S)} \quad (3.4-9)$$

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  $\Gamma_{иу}$ , и подставляем комплексные компоненты ошибки вместе с комплексным измеренным значением  $M_{иу}$ , получаем скорректированное значение  $\Gamma_{иу}$ .

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

### 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.

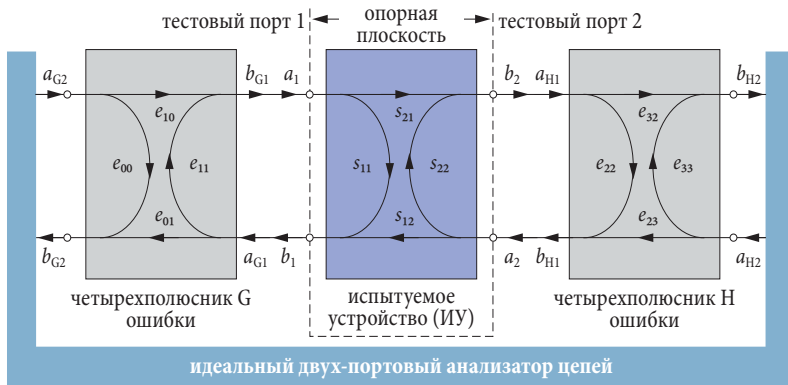


Рис. 3.4.3 7-компонентная модель ошибки.

Четырехполюсники 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 измерение | 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  $\Gamma_{ct}$  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  $\Gamma_{ct}$  (см. рис. 3.4.2 и формулу 3.4-2).

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

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

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

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.

|                                | ТОМ | TRM | TRL | TNA | UOSM |
|--------------------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| <b>одно-портовые стандарты</b> |     |     |     |     |      |
| нагрузка XX (O)                | 2   | –   | –   | –   | 2    |
| нагрузка КЗ (S)                | –   | –   | –   | –   | 2    |
| нагрузка (M)                   | 2   | 2   | –   | –   | 2    |
| стандарт отражения (R)         | –   | 1   | 1   | –   | –    |
| <b>двух-портовые стандарты</b> |     |     |     |     |      |
| проходной переход (T)          | 4   | 4   | 4   | 4   | –    |
| линия передачи (L)             | –   | –   | 2   | –   | –    |
| цепь (N)                       | –   | –   | –   | 1   | –    |
| аттенюатор (A)                 | –   | –   | –   | 2   | –    |
| неизвестная передача           | –   | –   | –   | –   | 1    |
| <b>общее число уравнений</b>   | 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 техника**<sup>1)</sup> [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, K3 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 мощности)<sup>1)</sup>, 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 двух-портовой 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]).

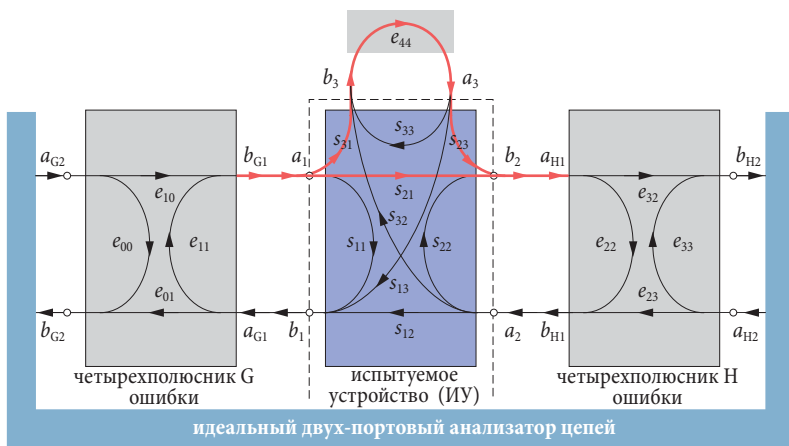


Рис. 3.4.4 Многолучевое распространение в режиме передачи.

### 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.

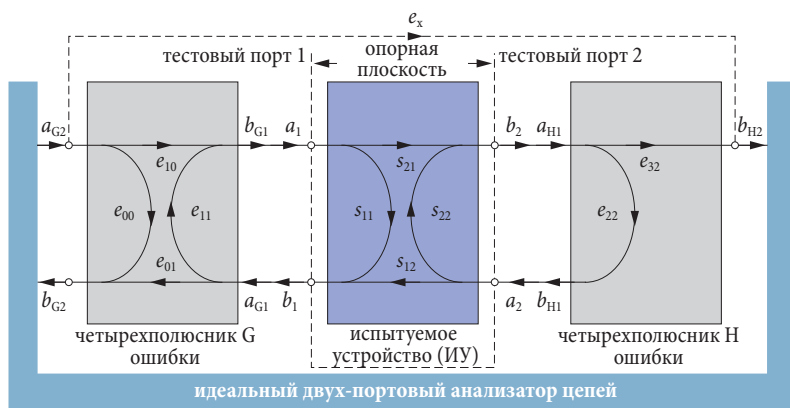


Рис. 3.4.5 Подмодель для прямых измерений.

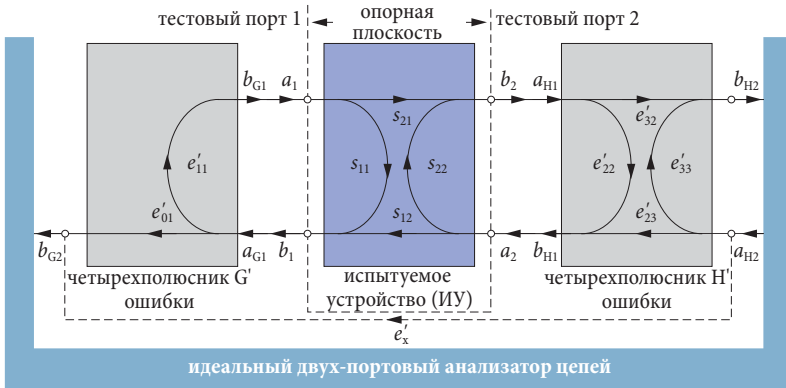


Рис. 3.4.6 Подмодель для обратных измерений.

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.

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

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

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 техника**<sup>1)</sup> [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).

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

*Таблица 3.4.5  
Стандарты в TOSM  
технике.*

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:

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

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:

$$4N \tag{3.4-27}$$

Например, для 8-портовом 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  $Z_{matrix,k}$ , 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.

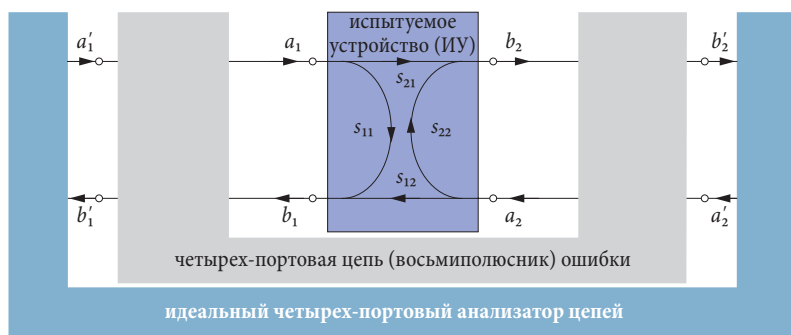


Рис. 3.4.7 15-компонентная модель ошибки.

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 восьмиполюсник (четырёх-портовое устройство) ошибки с  $2N$ -портовым устройством ошибки с  $(2N)^2$  параметрами рассеяния.

### **3.4.5 Адаптеры и не вставляемые испытываемые устройства**

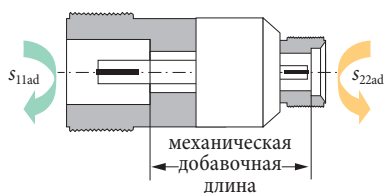
В этом разделе будет показано, как адаптеры влияют на процесс калибровки, и взаимодействуют с ним.

#### **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       | -/-                     | беспольный                   |
| 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  $\Omega$ .

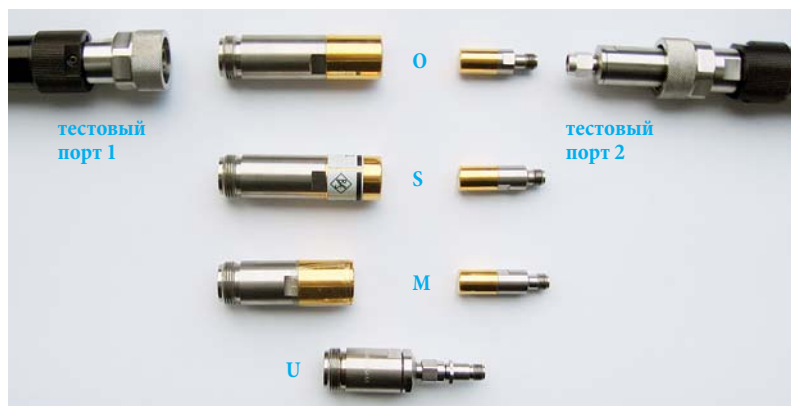
Примечания к таблице:

- 1) Альтернативно данные разъемы доступны в 75  $\Omega$  варианте. Прямое соединение версий разъемов на 50  $\Omega$  и на 75  $\Omega$  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 тоже 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 потребуется 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  | влияние | нет влияния     | интерполяция | потеря обоснованности |
|---|---------|-----------------|--------------|-----------------------|
| модификация выходного уровня тестового порта  |         | X <sup>1)</sup> |              |                       |
| модификация полосы пропускания по ПЧ  |         | X <sup>1)</sup> |              |                       |
| ослабление и повторное затягивание соединений   |         | X <sup>2)</sup> |              |                       |
| модификация формата графика   |         | X               |              |                       |
| изменение измеренной величины к S, Y, X параметрам или $\mu_1$ , $\mu_2$ , 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 аттенюатору   |         | X <sup>3)</sup> |              | X <sup>3)</sup>       |

**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 аттенюатора приемника всегда приводит к потере обоснованности. В случае ступенчатого аттенюатора 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            |             | ✓           | ✓ <sup>1)</sup> | ✓ <sup>1)</sup> | ✓ <sup>1)</sup> | ✓           | ✓            | ✓            |
| 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 <sup>2)</sup> 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.

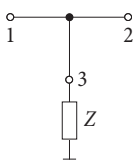
Для целей верификации мы не можем просто повторно использовать стандарты (нагрузки ХХ, КЗ и согласованная нагрузка), которые мы использовали для калибровки. Как показано в следующем вычислительном примере, этот сорт **признания** стандартов также является неудобным для обнаружения ошибочных калибровок. Давайте предположим, что согласование, обеспечиваемое калибрационным набором, является дефектным и имеет вместо 50  $\Omega$  импеданс 25  $\Omega$ . Мы будем рассматривать OSM технику калибровки для этого примера. В процессе процедуры калибровки дефектное согласование измеряется анализатором цепей, который измеряет коэффициент отражения, соответствующий 25  $\Omega$ , 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 T-контроллера. До тех пор пока размеры длины T-перехода достаточно малы, мы можем рассматривать его как не имеющего собственных потерь. Это предположение выполняется для большинства коммерчески доступных T-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 T-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  $c_T$  T-контроллера. Следовательно, он может предполагаться имеющим любое произвольное значение  $0 \ll Z \ll \infty$ , например,  $50 \Omega$ . S-параметры, измеренные в портах 1 и 2, являются подходящими для T-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 T-контроллер, используя достаточно простые средства. Другим преимуществом T-контроллера является то, что он не требует любых характеристических данных. Чтобы выполнить T-контроль, сначала измеряются четыре S-параметра для T-контроллера с помощью испытываемого анализатора цепей. Эти значения сохраняются в формате, совместимом с Тачстоунс (Touchstones). Основываясь на этих данных, программа T-контроллера, доступная в замечаниях по применению [1EZ43], вычисляет параметр  $c_T$  T-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.

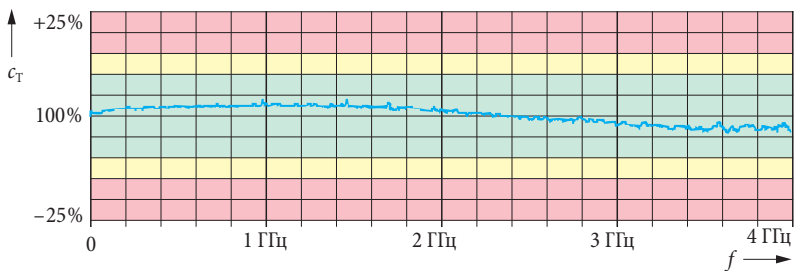


Рис. 3.5.2 Выборочная оценка, используя программу T-контроллера.

### 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 передач.

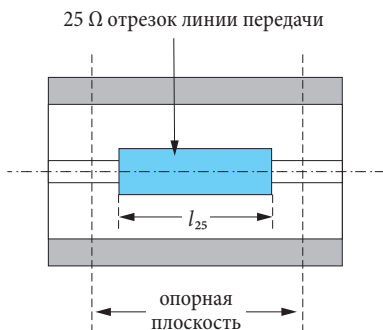
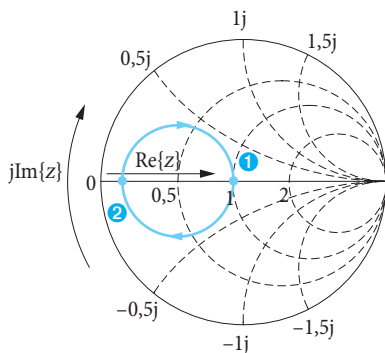


Рис. 3.5.3  
Стандарт Битти.

Стандарт Битти соединяется как двух-портовое ИУ к анализатору цепей. В процессе измерения отражения на портах 1 и 2  $25\ \Omega$ -ный 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 ① на рис. 3.5.4, где  $\Gamma = 0$ . По мере возрастания частоты, коэффициент отражения перемещается по направлению часовой стрелки до точки ②, которая достигается для  $f_0 = c/(4l_{25})$ . Тогда 25  $\Omega$  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  $\lambda$  продолжает падать, так что окончательно между длиной 25  $\Omega$  секции и длиной волны соотношение  $l_{25} = \lambda/2$  удерживается так, что точка ① 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  $a_\Gamma = 4,44$  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.

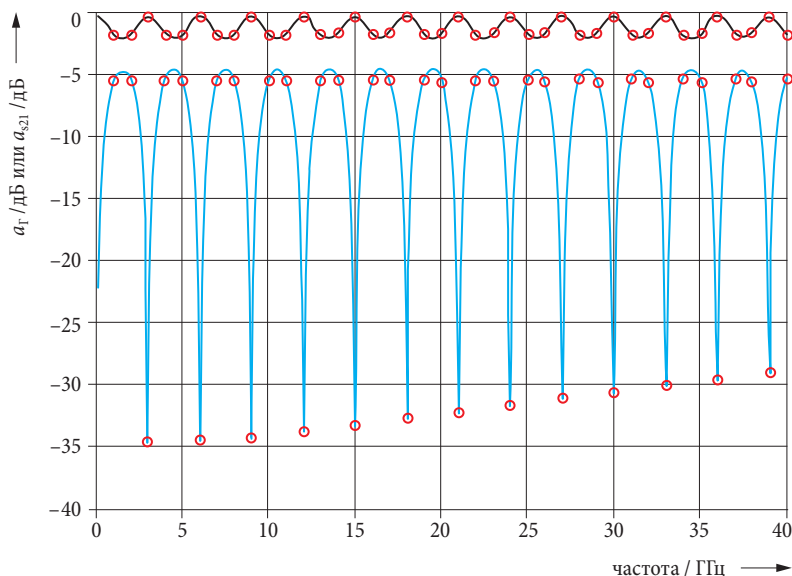


Рис. 3.5.5 Коэффициенты передачи (черный) и отражение (голубой) в пренебрежении потерями.

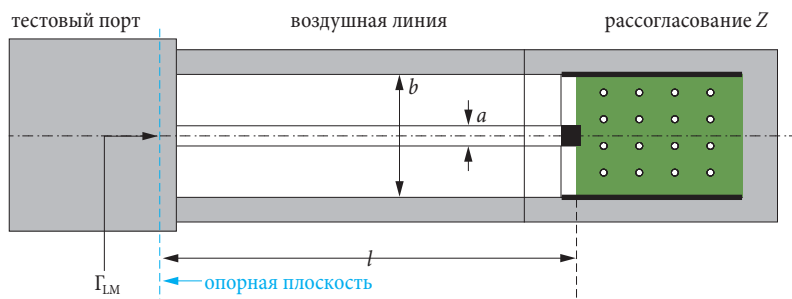
### 3.5.2 Измерение эффективных системных данных

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. Рассогласование 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 большой точностью. Основываясь на отношении диаметров  $a$  и  $b$ , мы можем использовать формулу (3.3-6) для контроля этого импеданса и сравнения его с национальным стандартом длины. В текущей испытательной установке воздушная линия имеет такие размеры, что ее характеристический импеданс  $Z_C$  соответствует опорному импедансу  $Z_0$  настолько точно, как это только возможно. Следовательно, мы будем предполагать здесь, что  $Z_C = Z_0$ .

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

При измерении коэффициента отражения  $\Gamma_{LM}$  калиброванным векторным анализатором цепей эффективные системные данные будут влиять на результаты измерений. Соотношение между коэффициентом отражения ИУ  $\Gamma_{ИУ}$ , компонентами ошибки  $e_{00}$ ,  $e_{10}$ ,  $e_{11}$  и измеренным значением  $M$  было описано в разделе 3.4, используя формулу

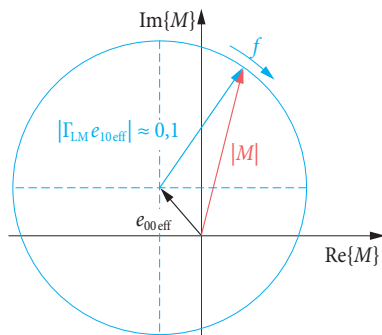


(3.4-3). Эта формула может быть также использована для эффективных системных данных  $e_{0\text{eff}}$ ,  $e_{10\text{eff}}$ ,  $e_{11\text{eff}}$  и для текущего коэффициента отражения  $\Gamma_{\text{LM}}$ . Поскольку  $|\Gamma_{\text{LM}}| \approx 0,1$  (20 дБ) и  $|e_{11\text{eff}}| < 1$ , произведение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

$$M = e_{0\text{eff}} + e_{10\text{eff}} \cdot \Gamma_{\text{LM}} \quad (3.5-4)$$

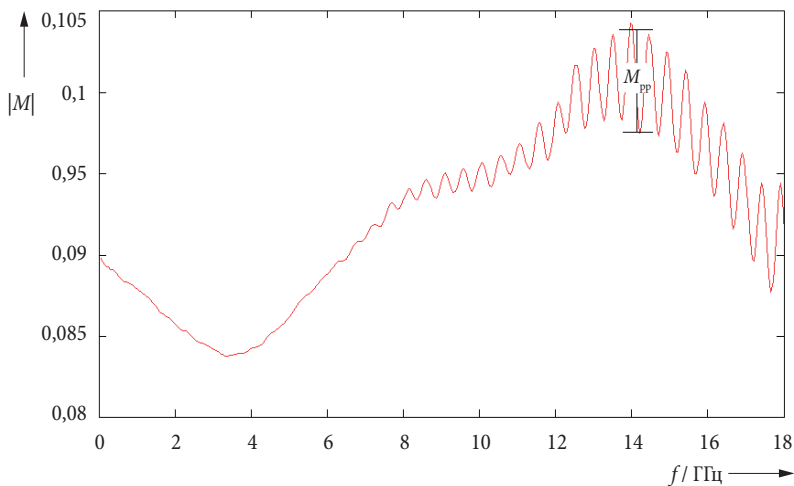
В соответствии с комплексными величинами формулы (3.5-4) мы можем ожидать векторную суперпозицию, формирующую кривую геометрического места точек  $M(f)$ . Его форма может быть выведена анализом двух комплексных компонентов в формуле (3.5-4). Второй компонент приводит к окружности радиуса  $|\Gamma_{\text{LM}} \cdot e_{10\text{eff}}|$ . Этот радиус задается модулями коэффициента отражения  $|\Gamma_{\text{LM}}|$  и эффективной поправкой на отражение  $|e_{10\text{eff}}|$ . Первый компонент приводит к параллельному перемещению окружности вектором эффективной направленности  $e_{0\text{eff}}$ .

В диапазоне выше обоснованной минимальной частоты (минимальная частота определяется длиной  $l$  воздушной линии) мы можем предположить, что фаза коэффициента отражения  $\Gamma_{\text{LM}}$  изменяется существенно быстрее по сравнению с частотой, чем у любого другого частотно-зависимого поведения, которое могло бы иметь место в величинах  $e_{0\text{eff}}$  и  $e_{10\text{eff}}$ . Таким образом, мы можем предположить, что перемещение, задаваемое вектором  $e_{0\text{eff}}$ , и радиус, задаваемый  $|e_{10\text{eff}} \Gamma_{\text{LM}}|$ , являются постоянными величинами в пределах окрестности одного поворота вокруг окружности. Следующий рисунок показывает ситуацию, предполагающую условие  $|e_{0\text{eff}}| < |e_{10\text{eff}} \Gamma_{\text{LM}}|$ . 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  $|e_{10eff}\Gamma_{LM}| - |e_{00eff}|$  и  $|e_{10eff}\Gamma_{LM}| + |e_{00eff}|$ . 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  $\pm e_{00eff}$ , эффективная поправка на направленность  $e_{00eff}$  может быть рассчитана из колебаний  $M_{pp}$  от пика до пика по кривой рис. 3.5.8.

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

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

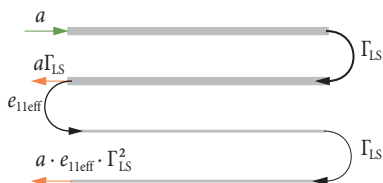
Для этой верификации измерений мы используем установку, подобную показанной на рис. 3.5.6. На месте рассогласования, однако, мы используем нагрузку КЗ. Для коэффициента отражения короткозамыкателя мы имеем  $\Gamma_S \approx 1$ . Для каскадной цепи, состоящей из короткозамыкателя и воздушной линии, мы 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  $\Gamma_{LS}$  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  $1/(1-e_{1\text{eff}} \cdot \Gamma_{\text{LS}})$  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.

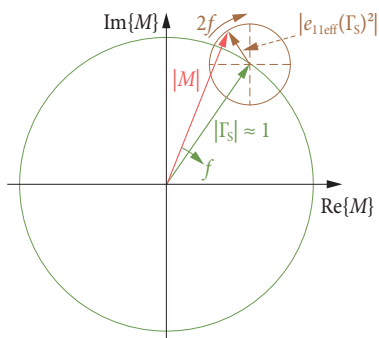


**Рис. 3.5.9**  
Иллюстрация к формуле (3.5-7).

В нашем последующем анализе мы будем предполагать, что вкладом эффективной поправки на направленность  $e_{0\text{eff}}$  в формуле (3.5-7) можно пренебречь. Кроме того, эффективная поправка на отражение устанавливается как  $e_{1\text{eff}} = 1$ . Применяя формулу (3.5-6), мы получаем следующее уравнение:

$$M = \Gamma_S e^{-j4\pi l/\lambda} + e_{1\text{eff}} \Gamma_S^2 e^{-j8\pi l/\lambda} \tag{3.5-8}$$

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  $|e_{1\text{eff}} \Gamma_S^2|$  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.

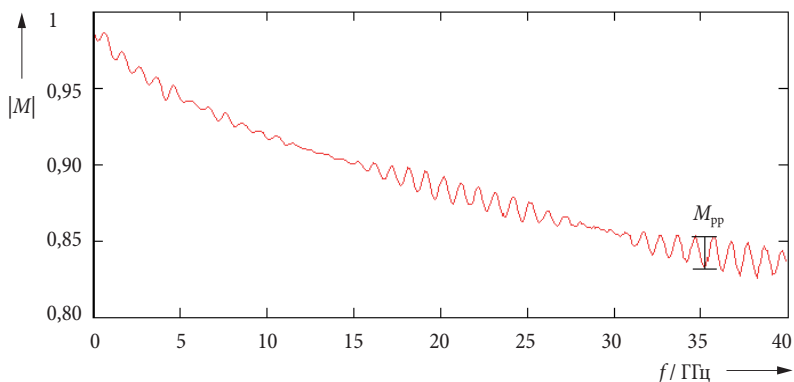


Рис. 3.5.11 Измеренная величина  $|M|$  в функции от частоты  $f$ .

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

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

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.<sup>1)</sup> 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**  $\sigma$  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 %.

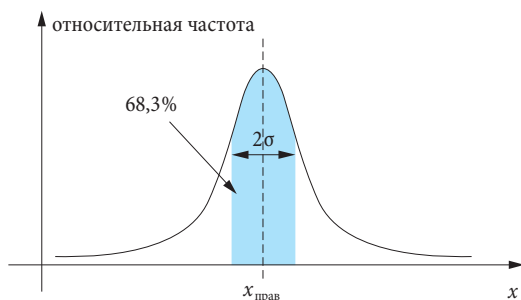


Рис. 3.5.12  
Нормальное распределение.

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  $\sigma$ .

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

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

и  $\sigma$ , 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:

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

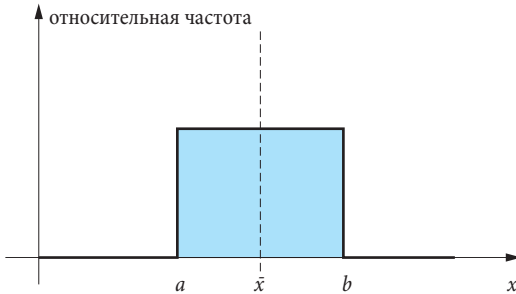


Рис. 3.5.13  
Прямоугольное распределение.

### 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  $u_c$ , 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  $e_{01\text{eff}} = 1$ .

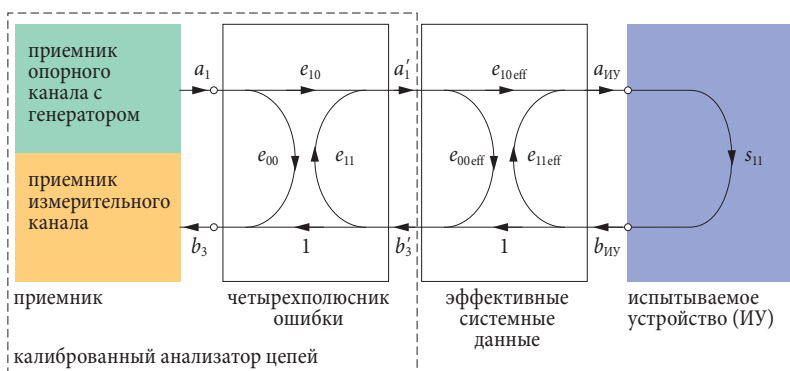


Рис. 3.5.14 Калиброванный анализатор цепей с эффективными системными данными.

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  $s_{11\text{M}}$ , индицируемый калиброванным анализатором цепей.

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

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  $e_{00\text{eff}} = 0$ ,  $e_{10\text{eff}} = 1$ ,  $e_{11\text{eff}} = 0$ .

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

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

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

В остатке расчетов только модули частных производных являются существенными. Неоднозначности измерений типа В<sup>1)</sup> 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.).

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

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).

$$\Delta = |\Delta_{e_{00\text{eff}}}| + |\Delta_{e_{10\text{eff}}}| |s_{11M}| + |\Delta_{e_{11\text{eff}}}| |s_{11M}|^2 \quad (3.5-25)$$

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.

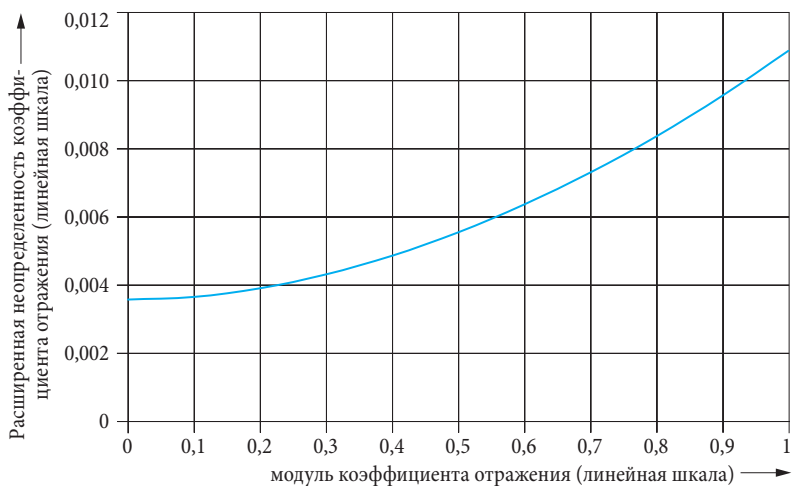
В примере расчета мы предполагаем, что измеренное значение равно  $-30,46$  дБ. Сначала нам необходимо преобразовать это значение к его линейному формату  $|s_{11M}| = 0,03$ . Чтобы оценить формулу (3.5-19), полезно использовать таблицу 3.5.3 ниже. Все величины, содержащиеся в таблице, являются линейными (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  $-30,46$  дБ +  $0,48$  дБ до  $-30,46$  дБ –  $0,5$  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_{00eff} $        | 0                  | нормальное  | 0,00123                                | 1                                  | 0,0012                   |
| $ e_{10eff} $        | 0                  | прямоугольное   | 0,00365                                | $ s_{11M} $                        | 0,0001                   |
| $ e_{11eff} $        | 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_{00eff} $ | 0                  | прямоугольное   | 0,00121                                | 1                                  | 0,0012                   |
| $ \Delta e_{10eff} $ | 0                  | прямоугольное   | 0,00121                                | $ s_{11M} $                        | 0,0000                   |
| $ \Delta e_{11eff} $ | 0                  | прямоугольное   | 0,00144                                | $ s_{11M} ^2$                      | 0,0000                   |
| $ s_{11} $           | 0,03               |   |  |                                    | 0,0017                   |
|                      |                    | расширенная неопределенность измерения, где $k = 2$ : |  |                                    | 0,0034                   |

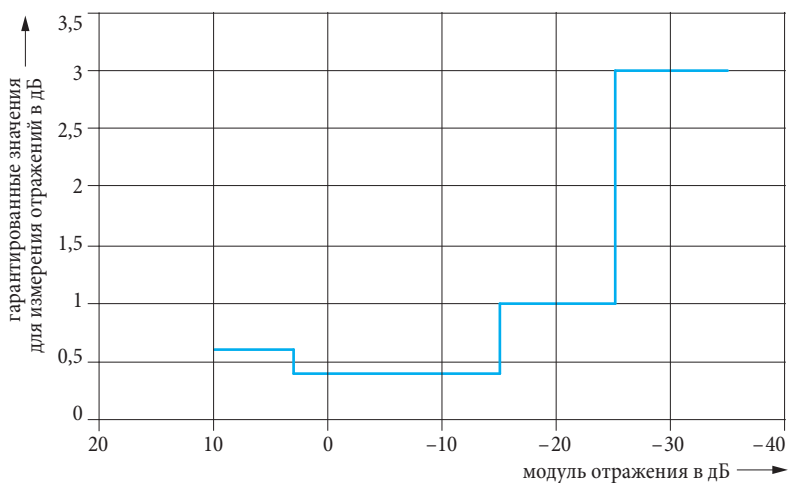
Таблица 3.5.3 Сводка компонентов неопределенности измерений.

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 – Systeme International d'Unites) или SI для краткости была согласована в 1960 году и с тех пор принята всеми основными индустриальными 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 | $T, \Theta$ | кельвин            | $K$    |
| количество вещества           | $n, \nu$    | 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 оспаривается исключением в настоящее время. Следующие производные SI единицы были конкретизированы для использования в области электротехники.

| величина                    |            | выведенная 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                     | $\Omega$ | $\text{m}^2 \text{kg s}^{-3} \text{A}^{-2} = \text{VA}^{-1}$           |
| электрическая проводимость  | G          | сименс                 | S        | $\text{m}^{-2} \text{kg}^{-1} \text{s}^3 \text{A}^2 = \Omega^{-1}$     |
| магнитный поток             | $\Phi$     | 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       | $\text{s}^{-1}$  |

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,  $\Omega$  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,  $0,001 \text{ V} = 1 \text{ мВ}$ ,  $1 \text{ кВ} = 1000 \text{ В}$ ). Префиксы санти-, деци-, гекта- и дека- используются только с единицами, с которыми они обычно связаны (например, см).

| десятичные доли |        |             | десятичные 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      | $10^3$      |
| сантиметры      | 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 дБμВ. 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  $\Gamma$  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  $a_\Gamma$ , 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**  $a_{s_{21}}$  и **потери передачи**  $d_{s_{21}}$  из S-параметра  $s_{21}$ . Для параметра S-матрицы мы можем обобщить это следующим образом:

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

### 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:

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

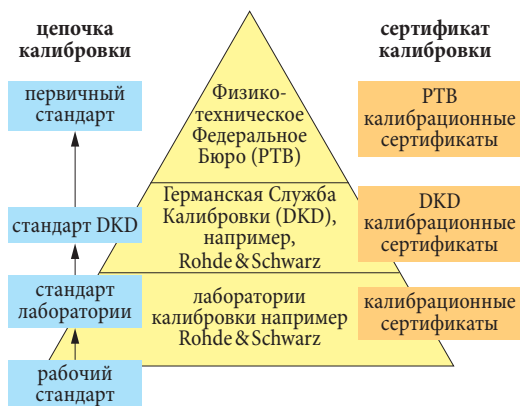
Дюйм не комбинируется с SI префиксами, например, с милли. Однако это имеет место с единицей mil (мил), которая происходит от дюйма.

$$1 \text{ мил (mil)} = 1/1000 \text{ д} = 25.4 \text{ мкм} \quad (3.6-8)$$

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 [РТ04].

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** [РТ04].

## 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 (APU) (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 principle) 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 КСВН (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

- 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
- перекрывание (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  
 тестовой 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
- тройный 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

## X

- 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

## **A9 Текущие модели анализаторов цепей компании Роде и Шварц<sup>1)</sup>**

СВЧ электроника ставит перед измерительным оборудованием непрерывно усложняющиеся задачи. Измерения на печатных платах и полупроводниковых подложках, антенные и многопортовые измерения, возрастающие требования к динамическому диапазону и скорости. Анализаторы цепей Роде и Шварц созданы для решения самых сложных измерительных задач. Благодаря широкой номенклатуре пользователь может подобрать наиболее подходящий измерительной задаче прибор, в то же время не переплачивая за неиспользуемые функции.

Поддержка описываемых в этой книге функций сочетается в приборах с рядом возможностей, облегчающих работу пользователя:

- ◆ диапазон частот от 5 кГц до 750 ГГц;
- ◆ модели с количеством портов от 1 до 24, коммутационные матрицы для увеличения количества измерительных портов;
- ◆ поддержка режима анализа спектра и внешних измерителей мощности (R&S®NRP).
- ◆ удалённое управление прибором по интерфейсам USB, Ethernet, GPIB;
- ◆ эмуляция команд удалённого управления различных приборов, в том числе других производителей;
- ◆ исполнения и аксессуары для полевых условий;
- ◆ модели с аккумуляторным питанием;
- ◆ сенсорный экран;
- ◆ множество функций обработки измеренных данных, маркерных функций, помощников;
- ◆ экспорт результатов в виде протоколов и снимков экрана.

Более детальное обсуждение моделей следует далее. Если у Вас возникают какие-либо вопросы, пожалуйста, обратитесь в ближайший офис продаж компании Роде и Шварц. Для получения спецификаций, а также другой информации о приборах, вы можете посетить сайт компании в сети интернет по адресу [www.rohde-schwarz.com/ru](http://www.rohde-schwarz.com/ru). Не забывайте, что информация является предметом постоянного обновления.

---

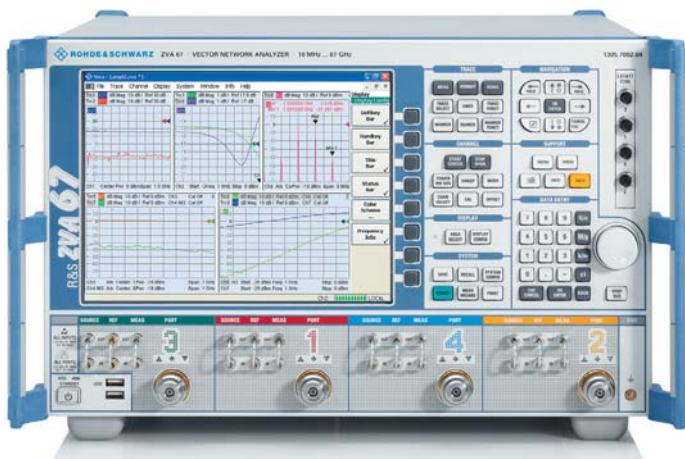
1) На декабрь 2017 года.

## Сравнение некоторых характеристик анализаторов цепей

| Характеристики   | ZVA / T | ZNB (T) | ZND | ZNL | ZVL / ZPH | ZVH |
|--|---------|---------|-----|-----|-----------|-----|
| Количество СВЧ источников  | до 4    | до 2    | 1   | 1   | 1         | 1   |
| Режим реальных дифференциальных измерений (контроль фазы внутренних генераторов) | •       |         |     |     |           |     |
| Режим измерения смесителей   | •       | •       |     |     |           |     |
| Режим измерения гармоник и ИМЗ   | •       | •       |     |     |           |     |
| Измерение горячих S-параметров   | •       | •       |     |     |           |     |
| Режим произвольного конфигурирования частот                                      | •       | •       |     |     |           |     |
| Аттенюаторы генераторов  | •       | •       |     |     |           |     |
| Аттенюаторы приёмников   | •       | •       |     | •   |           |     |
| Встроенные цепи подачи напряжения смещения (Bias tees)                           | •       | •       |     |     |           | •   |
| Анализ во временной области  | •       | •       | •   | •   | •         | •   |
| Калибровка мощности (измерителями мощности)                                      | •       | •       | •   |     |           |     |
| Поддержка автоматических калибровочных модулей                                   | •       | •       | •   | •   |           |     |
| Поддержка проходных калибровочных модулей  | •       | •       |     |     |           |     |
| Входы для измерения постоянного напряжения                                       | •       | •       |     |     |           |     |
| Возможность автономной работы  |         |         |     | •   | •         | •   |

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.

## R&S®ZVA: приборы для наиболее требовательных задач



Приборы R&S®ZVA обладают самыми большими возможностями в семействе векторных анализаторов цепей компании Rohde&Schwarz. Эти инструменты доступны в двух- и четырехпортовых вариантах для различных частотных диапазонов (до 8, 24, 40, 50, 67 и 110 ГГц). При динамическом диапазоне до 145 дБ и скорости измерений от 3,5 мкс на одну точку этот прибор обеспечивает низкую погрешность измерений и широкий выбор аппаратных и программных возможностей, встроенных и опциональных. Перечислим несколько уникальных характеристик линейки:

- ◆ цифровая система АРУ с настраиваемой полосой пропускания;
- ◆ два полнофункциональных приёмных тракта в каждом порту (опорный и измерительный);
- ◆ два цифровых приёмника в каждом физическом приёмном тракте (с возможностью разноса частот).

Прямой доступ к трактам генераторов и приёмников повышает гибкость прибора, позволяет настраивать конфигурации для измерений:

- ◆ с высокой мощностью;
- ◆ с антеннами;
- ◆ с изменяемым импедансом нагрузки;
- ◆ характеристик и моделирования цепей в нелинейном режиме.

Конфигурация прибора с 4 встроенными источниками СВЧ сигнала повышает гибкость при измерении нелинейных цепей и конвертеров с несколькими каскадами преобразования.

## Блок расширения R&S®ZVAX-TRM



Дополнительный модуль предназначен для контроля сигналов при измерении характеристик активных радиочастотных компонентов.

Мощные направленные ответвители позволяют работать с уровнями сигнала до 40 дБм, три встроенных импульсных модулятора обеспечивают время нарастания/спада радиоимпульсов от 5 нс.

Модуль может быть снабжён сумматорами сигналов для измерения интермодуляционных искажений и измерения ГВЗ преобразователей двухтоновым методом, усилителями выходного сигнала для увеличения выходной мощности, а также малошумящими усилителями для измерения коэффициента шума устройств (внесено в реестр СИ РФ).

Прямой доступ к трактам передачи и приёма даёт возможность использования внешних компонентов (усилителей, аттенюаторов и т.п.) и делает модуль пригодным для тестирования «за одно подключение» даже таких сложных изделий, как ППМ АФАР.

## R&S®ZNB – высокая скорость измерений и удобство использования



Анализатор цепей R&S®ZNB олицетворяет современный подход Rohde&Schwarz к приборам: превосходные технические характеристики сочетаются с высокой скоростью измерений и удобным, продуманным интерфейсом с сенсорным экраном.

Основные технические характеристики:

- ◆ 2 или 4 измерительных порта;
- ◆ 2-й внутренний источник (опция) для 4-портовых моделей;
- ◆ Полосы ПЧ: от 1 Гц до 1 МГц (опционально до 10 МГц);
- ◆ Динамический диапазон до 140 дБ (тип. 150 дБ);
- ◆ Широкий диапазон мощности: от –85 дБм до +13 дБм;
- ◆ Высокая скорость измерений: < 5 мс;
- ◆ Анализ во временной области (опция);
- ◆ Измерения с преобразованием частоты (опция);
- ◆ Интермодуляционные измерения (опция);
- ◆ Большой сенсорный дисплей диагональю 30,7 см (12,1");

Линейка анализаторов R&S®ZNB перекрывает диапазон частот от 9 кГц до 40 ГГц и предназначена главным образом для измерения пассивных устройств и базового анализа усилителей и преобразователей.



## Преобразователи частот R&S®ZVA-Zxxx и R&S®ZCxxx – анализ цепей выше 67 ГГц



Преобразователи частот (конверторы) Rohde&Schwarz обеспечивают проведение анализа электрических цепей в диапазоне частот от 50 до 750 ГГц с использованием анализаторов цепей R&S®ZVA24/40/50/67 или R&S®ZVT20. Большой динамический диапазон и высокая выходная мощность позволяют решать множество задач в миллиметровом диапазоне длин волн. Они легко монтируются и автоматически конфигурируются в интерфейсе анализаторов, очень удобны в работе и обеспечивают быстрое проведение измерений.

Для российских пользователей могут быть также интересны волноводные конвертеры и волноводные калибровочные наборы с отечественными сечениями.

## Многопортовые решения Rohde&Schwarz

*У нас есть столько портов, сколько вам нужно.*

### Анализатор цепей R&S®ZNB с коммутационными матрицами R&S®ZN-Z84/-Z85



- ◆ От 10 МГц до 8,5 / 20 ГГц
- ◆ Время переключения: LAN < 2 мс, USB < 1 мс, DC < 0,1 мс
- ◆ Конфигурации матриц на 6, 12, 18, 24 порта
- ◆ Возможность подключения нескольких матриц
- ◆ Автоматическое конфигурирование подключенных матриц
- ◆ Алгоритмы калибровки с уменьшенным количеством подключений

## Векторный анализатор цепей R&S®ZNBТ8/ZNBТ20: множество портов без ухудшения характеристик



- ◆ Частотный диапазон от 9 кГц до 8,5 / 20 ГГц
- ◆ Конфигурации от 4 до 24 портов (с шагом в 4)
- ◆ Возможность подключения коммутационных матриц (конфигурации с более чем 100 портами)
- ◆ Выходная мощность +13 дБм @ 1 ГГц, +8 дБм @ 10 ГГц
- ◆ Полоса фильтра ПЧ от 1 Гц до 10 МГц
- ◆ Возможность управления внешними устройствами (управление на производственных линиях)
- ◆ Алгоритмы калибровки с уменьшенным количеством подключений

## Автоматические калибровочные модули



- ◆ Частотный диапазон от 100 кГц до 8,5 ГГц
  - R&S®ZN-Z51: 2/4 порта N /sma/ 7/16”
  - R&S®ZN-Z151: 2 порта, N (гнездо)
  - R&S®ZN-Z152: 6 портов, SMA (гнездо)
  - R&S®ZN-Z153: 4 порта, SMA (гнездо)
  - R&S®ZN-Z154: от 4 до 24 портов, sma (гнездо)
- ◆ R&S®ZV-Z58, до 8 ГГц, 8 портов, N (гнездо) / 3,5 мм
- ◆ R&S®ZV-Z59, до 20 ГГц, 6 портов, 3,5 мм

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.

# «Основы векторного анализа цепей»

Автор Michael Hiebel

2-е издание, исправленное  
и дополненное

Для получения экземпляра книги обратитесь  
в Представительство ROHDE & SCHWARZ В РОССИИ

## г. Москва

117335, Нахимовский проспект, 58  
Тел.: +7(495) 981 35 60  
Факс: +7 (495) 981 35 65  
e-mail: sales.russia@rohde-schwarz.com

## г. Санкт-Петербург

197101, ул. Дивенская, д. 1, офисы 606 и 604  
тел.: +7 (812) 448 65 08  
e-mail: sales.petersburg@rohde-schwarz.com

## г. Новосибирск

630132, ул. Красноярская, д. 35, офис 1603  
тел.: +7 (383) 230 39 91  
e-mail: sales.novosibirsk@rohde-schwarz.com

## г. Красноярск

660135, ул. Весны За, БЦ «Весна», офис 410  
тел.: +7 (391) 276 16 53  
e-mail: sales.novosibirsk@rohde-schwarz.com

## г. Нижний Новгород

603000, ул. Максима Горького, д. 117, офис 509  
тел.: +7 (831) 233 03 00  
тел.: +7 (831) 233 03 01  
e-mail: sales.nnovgorod@rohde-schwarz.com

## Филиал г. Ростов-на-Дону

344018, г. Ростов-на-Дону,  
ул. Текучева, д. 139/94,  
Clover House, офис 434  
тел. +7 (863) 206-57-10  
e-mail: sales.rostov@rohde-schwarz.com

## г. Екатеринбург

620142, ул. 8 марта, д. 51, офис 702  
тел.: +7 (343) 311 00 72  
e-mail: sales.ekaterinburg@rohde-schwarz.com

## г. Казань

420034, ул. Декабристов, д. 856, офис 712  
тел.: +7 (843) 567 27 51  
e-mail: sales.kazan@rohde-schwarz.com

## г. Воронеж

394030, ул. Комиссаржевской, д. 10, офис 1213  
тел.: +7 (473) 206 55 78  
e-mail: sales.voronezh@rohde-schwarz.com

[www.rohde-schwarz.com/ru](http://www.rohde-schwarz.com/ru)