

Основы векторного анализа цепей

Michael Hiebel

Глава 4
Линейный измерения

2-е издание, исправленное и дополненное

Москва
Издательский дом МЭИ
2018



ROHDE & SCHWARZ

4	Линейные измерения	187
4.1	Выполнение ТОМ калибровки	187
4.2	Выполнение TNA калибровки	191
4.3	Измерение коэффициента отражения и КСВ	193
4.4	Измерение коэффициента передачи	199
4.5	Измерение группового запаздывания	201
4.6	Измерение фазового запаздывания, автоматической длины	205
4.7	Измерение устойчивости	208
4.8	Измерение со внедрением виртуальных цепей (Embedding)	210
4.9	Измерение с удалением виртуальных цепей	216
4.10	Измерение симметричных линий	221
4.11	Измерение перекрестных помех на ближнем и дальнем концах	226
4.12	Фильтр с симметричным и несимметричным портами	230
4.13	Измерение времени переключения и эффектов дрейфа	236
4.14	Измерения усилителей, работающих в импульсном режиме	243
4.15	Измерение эффективности (КПД)	245

4 Линейные измерения

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

4.1 Выполнение ТОМ калибровки

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

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

Испытательная установка:

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

Процедура:

1. Подсоедините кабели испытательных портов к анализатору.



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

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



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

7. Если вы установили важные характеристические данные в процессе прежнего калибрационного процесса, достаточно только выбрать правильный набор данных. В этом случае запишите, что другие калибрационные наборы с тем же типом разъемов будут установлены на анализатор цепей. Убедитесь, что вы выбрали характеристические данные, которые вы прежде установили для разъема типа РС3.5 (m).
8. Теперь присоедините калибрационные стандарты один за другим к испытательным портам и выполните калибрационное измерение для каждого присоединенного стандарта. Чтобы предотвратить искажение измерения, не перемещайте испытательный кабель и стандарт в процессе этого измерения. Необходимое время качания зависит от числа точек и выбранной полосы пропускания измерения.
9. Как только вы измерили все существенные стандарты, анализатор цепей может определить коррекционные данные, используя соответствующую кнопку („Apply“). Прибор указывает, что он откалиброван, как только вычисления завершены, например, путем метки „Cal“, указываемой в области диаграммы. Раздел 3.4.7 описывает обстоятельства, при которых калибровка может потерять свою правильность.



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

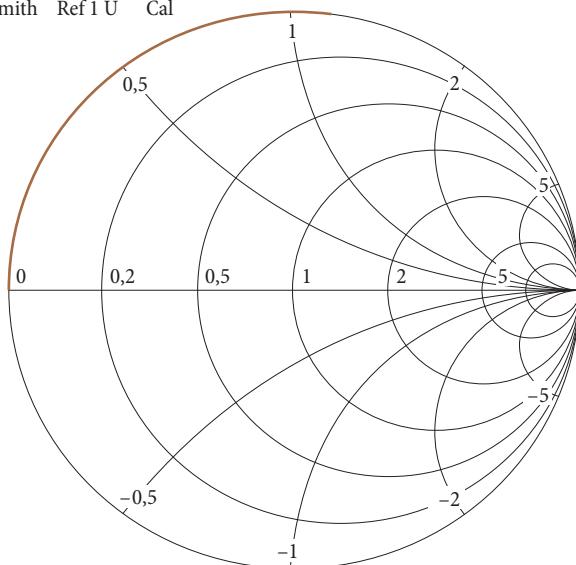


Использование оборудования для автоматической калибровки упрощает процесс калибровки и существенно ускоряет его. Как только узел калибровки присоединен и выбрана техника калибровки, одиночного нажатия клавиши достаточно для старта калибровки. Перенос характеристических данных и выполнение процедуры калибровки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

Trc1 S11 Smith Ref 1 U Cal

1

S11



Ch1 Start 300 kHz

Pwr 0 dBm

Stop 8 GHz

Рис. 4.1.1 Измерение короткозамыкателя, использующего калиброванный анализатор цепей.

4.2 Выполнение TNA калибровки

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

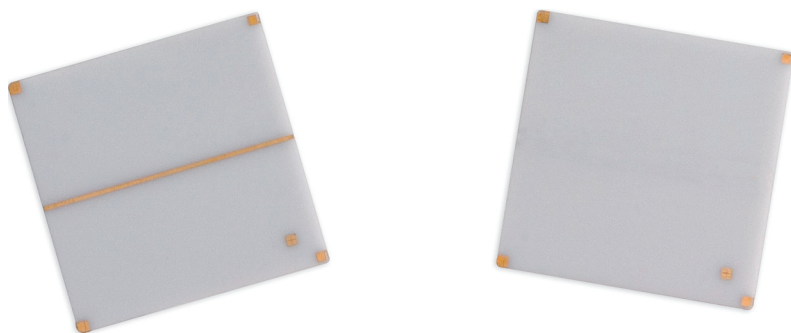


Рис. 4.2.1 Микрополосковая линия как проходной стандарт (слева) и подложка без линии передачи как стандарт симметричной цепи (справа).

Испытательная установка

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




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

Процедура

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

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

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

4.3 Измерение коэффициента отражения и КСВ

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

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

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

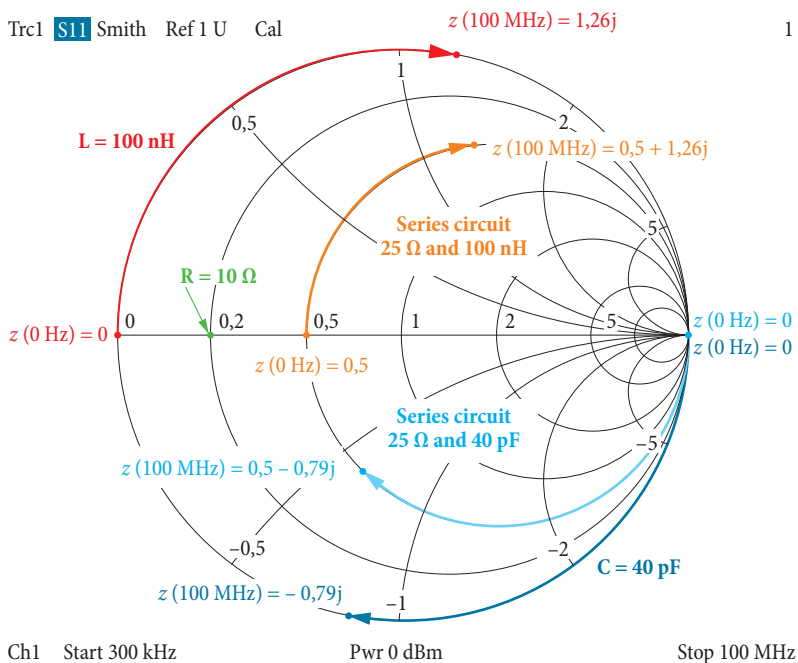


Рис. 4.3.1 Измерения типовых однопортовых компонентов (опорный импеданс 50Ω).

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

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

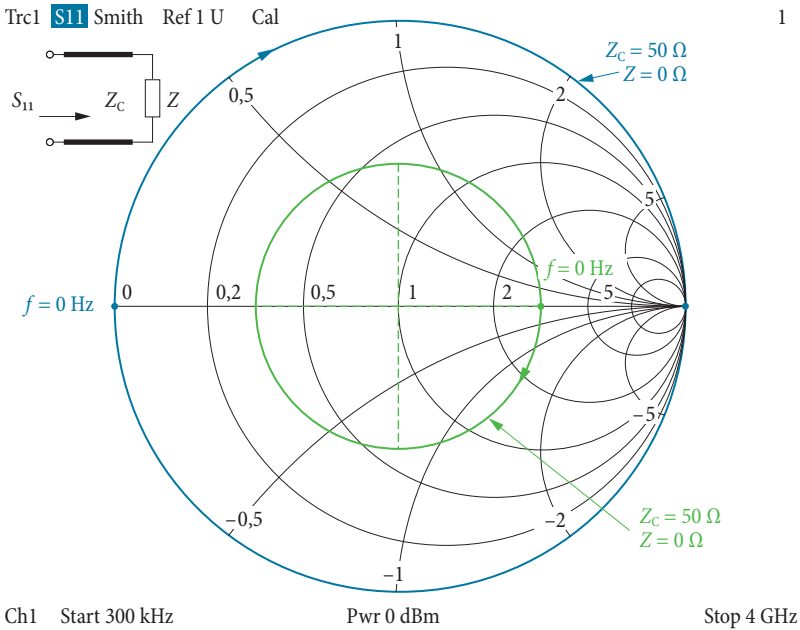


Рис. 4.3.2 Измерение отрезков различных линий передач (опорный импеданс 50Ω).

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

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

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

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



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

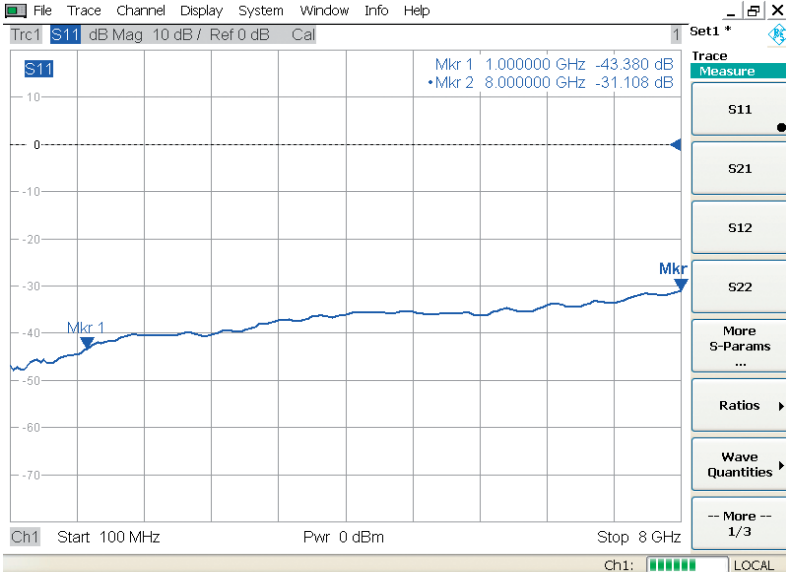


Рис. 4.3.3 Контроль согласования высококачественного фиксированного аттенюатора.



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

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

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

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

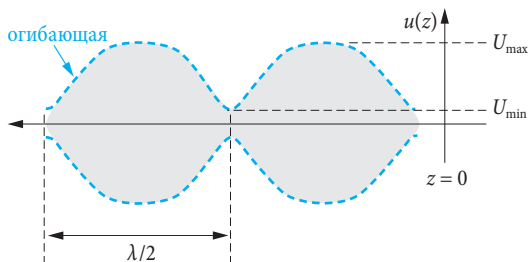


Рис. 4.3.4
Суперпозиция падающей и отраженной волн.

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

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

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

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

Таблица 4.3.1 Преобразование характеристик одно-портовых величин.

4.4 Измерение коэффициента передачи

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

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

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

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

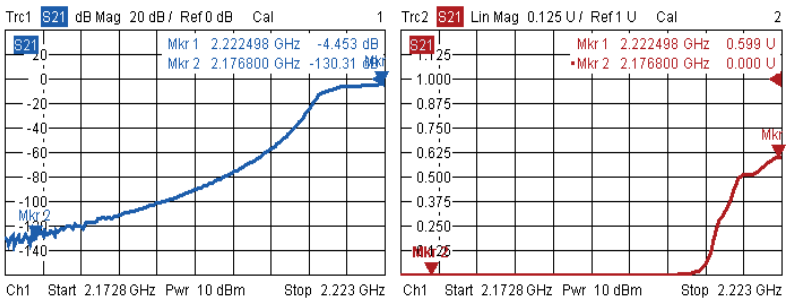


Рис. 4.4.1 Измерение передачи фильтра с большой полосой пропускания.

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

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

4.5 Измерение группового запаздывания

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

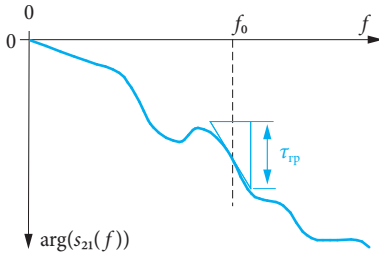


Рис. 4.5.1а Определение группового запаздывания.

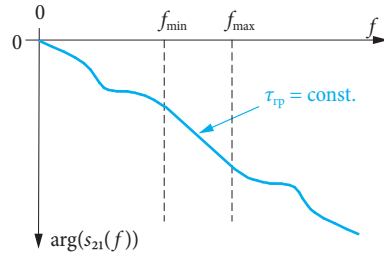


Рис. 4.5.1б Интервал $f_{\text{min}}, f_{\text{max}}$, где $\tau_{\text{гp}} = \text{const}$.

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

$$\tau_{\text{гp}}(f_0) = -\frac{1}{360^\circ} \frac{d}{df} \arg(s_{21}(f_0)) \quad (4.5-1)$$

Двух-портовая цепь свободна от линейных искажений в частотном диапазоне от f_{min} до f_{max} , если она удовлетворяет следующим требованиям в этом частотном диапазоне:

- ♦ Постоянная групповая задержка $\tau_{\text{гp}}(f)$ (см. рис. 5.4.16) и
- ♦ Постоянный модуль коэффициента передачи $|s_{21}(f)|$.

При этих условиях групповая задержка $\tau_{\text{гp}}$ является мерой того, насколько долго требуется модуляционным компонентам сигнала с несущей частотой $f_{\text{min}} < f < f_{\text{max}}$ для распространения через цепь. Эта

компоненты могут наблюдаться во временной области как график огибающей модулированного сигнала.

Графики, показанные на рис. 4.5.1а/б, основаны на алгебраических выражениях типа $s_{21}(f) = 0,5 \cdot f_{ц}^2 / (f_{ц}^2 - f^2 + jBf)$, которые могут быть прямо вставлены в формулу (4.5.1) и производная (частное от дифференциалов d/df) может быть взята путем алгебры. В отличие от этого анализатор цепей измеряет S-параметры на оси дискретных частот. Эта частотная ось имеет размер шага Δf , подобный тому, который обозначен на рис. 4.5.2. Поэтому производная d/df может быть аппроксимирована численно как отношение разностей.

$$\tau_{гр}(f_0) \approx -\frac{1}{360^\circ} \frac{\arg(s_{21}(f_0 + f_{цш}/2)) - \arg(s_{21}(f_0 - f_{цш}/2))}{f_{цш}} \quad (4.5-2)$$

Для большей гибкости полезно различать Δf и размер частотного шага $f_{цш} = k\Delta f$, который используется для расчета частного разностей. Обычно это называется **апертурой**. Коэффициент k называется **шириной шага апертуры**.

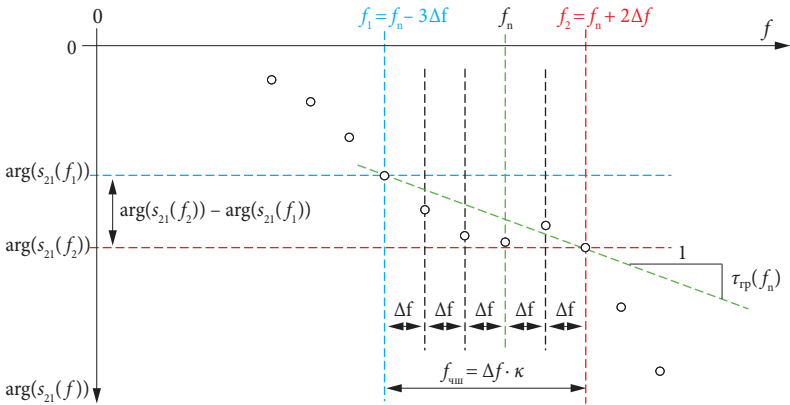


Рис. 4.5.2 Групповое запаздывание анализатора цепей для ширины шага апертуры $k = 5$.



Выбранная ширина шага апертуры $k = f_{\text{ш}}/\Delta f$ имеет влияние на вычисленную кривую группового запаздывания $\tau_{\text{гр}}(f)$. Значение, которое является слишком большим, приводит к потере многих деталей, в то время как значение, которое слишком мало, будет чрезмерно подчеркивать влияние шумов, которые накладываются на измеренное значение. К сожалению, не существует общего правила для выбора ширины шага апертуры. Необходимое значение должно быть определено эмпирически.

В следующем примере измерялся полосовой фильтр. Рис. 4.5.3 показывает соответствующие графики фазы и модуля для коэффициента передачи s_{21} . На рис. 4.5.4–4.5.6 изменялась ширина шага апертуры k . В настоящем примере ширина шага апертуры $k = 10$ соответствует хорошему выбору. Документация по измерению группового запаздывания включает апертуру $f_{\text{ш}}$, которая реально используется. Шум, который внутренне присутствует при любых измерениях, расширяет измеренное групповое запаздывание. Например, уменьшая полосу пропускания по ПЧ, можно снизить шум, накладываемый на S-параметр, и таким образом снизить шум графики группового запаздывания.

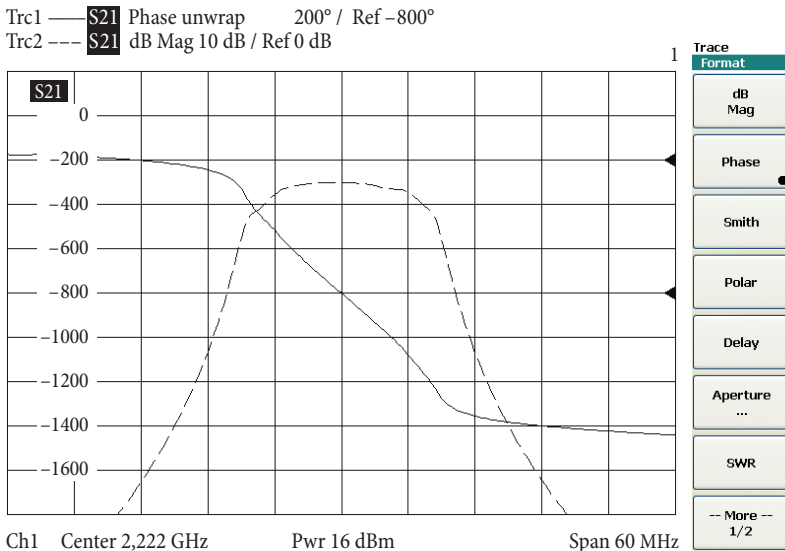


Рис. 4.5.3 Кривые фазы и модуля для полосового фильтра.

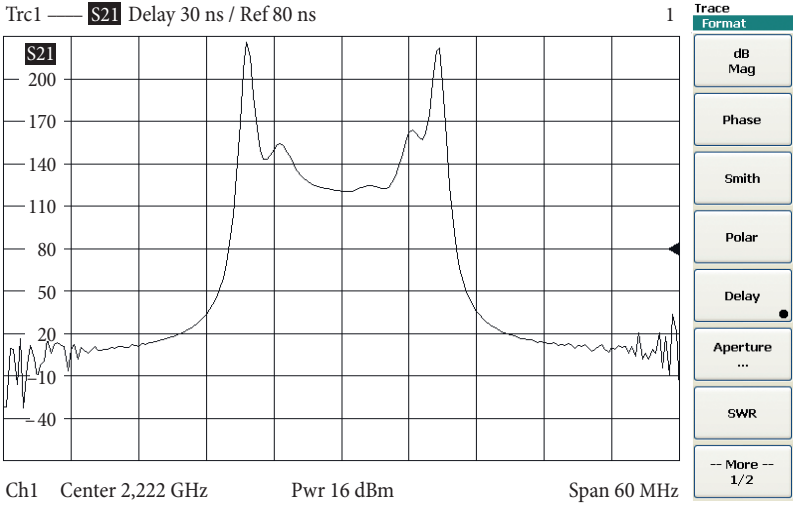


Рис. 4.5.4 Групповое запаздывание для рис. 4.5.3 при ширине шага апертуры 1 (слишком мало).

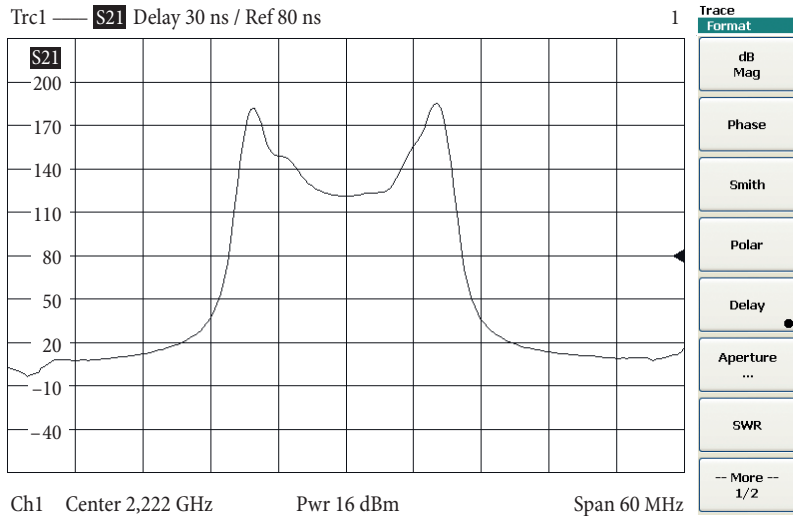


Рис. 4.5.5 Групповое запаздывание для рис. 4.5.3 при ширине шага апертуры 10 (идеально).

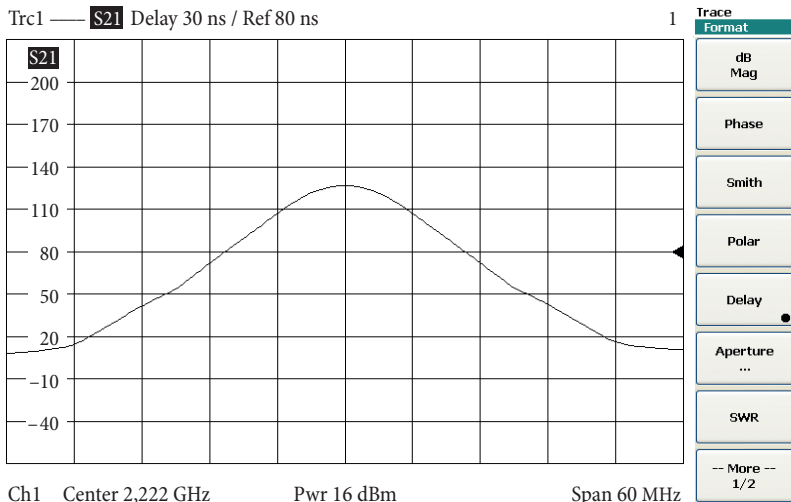


Рис. 4.5.6 Групповое запаздывание для рис. 4.5.3 при ширине шага апертуры 100 (слишком много).

4.6 Измерение фазового запаздывания, автоматической длины

Фазовое запаздывание является функцией абсолютной фазы на частоте f . Обычно оно рассчитывается из коэффициента передачи, например, s_{21} .

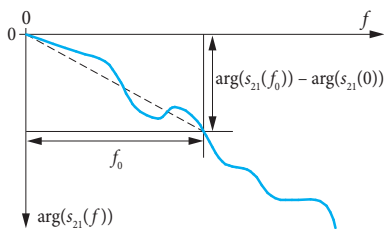


Рис. 4.6.1
Определение фазового запаздывания.

Фазовое запаздывание $\tau_\phi(f)$ пропорционально диапазону фазы, расположенному между 0 Гц и интересующей частотой f , разделенному на интересующую частоту. При этом вычислении фаза при 0 Гц предполагается равной¹⁾ $\arg(s_{21}(0 \text{ Гц})) = 0$.

1) Это также применимо в случае, когда цепь (например, двух-портовая цепь) имеет коэффициент передачи $s_{21} = 0$ для $f = 0$, так что значение фазы $\arg(s_{21}(0))$ при $f = 0$ было бы, строго говоря, неопределенным.

$$\tau_{\phi}(f) = -\frac{\arg(s_{21}(f)) - \arg(s_{21}(0 \text{ Гц}))}{360^{\circ} f} \quad (4.6-1)$$

В цепях, не имеющих искажений и дисперсии, фазовое запаздывание остается постоянным, характерным для этой цепи. Это значение дает временное запаздывание в секундах, испытываемое всеми синусоидальными компонентами, когда они проходят через цепь. Таким образом, фазовое запаздывание сильно связано с длиной линий передачи. Типовые линии передачи демонстрируют фазовую задержку от нескольких пикосекунд до нескольких наносекунд для длинных линий. **Электрическая длина** $l_{\text{эл}}$ линий передачи может быть рассчитана, например, из скорости света в вакууме $c_0 = 2,99792458 \cdot 10^8$ м/с и фазовой задержки τ_{ϕ} .

$$l_{\text{эл}} = c_0 \tau_{\phi} \quad (4.6-2)$$

В случае гомогенной (однородной) линии передачи примерно без потерь мы можем рассчитать фазовое запаздывание из механической длины $l_{\text{мех}}$ и относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r диэлектрика следующим образом:

$$\tau_{\phi} = \frac{l_{\text{мех}} \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} \quad (4.6-3)$$

Анализаторы цепей типично используют следующую формулу для определения фазового запаздывания. Она отличается от определения в формуле (4.6-1) использованием стартовой частоты f_{start} вместо частоты 0 Гц

$$\tau_{\phi} \approx -\frac{1}{360^{\circ}} \frac{\arg(s_{21}(f_{\text{stop}})) - \arg(s_{21}(f_{\text{start}}))}{f_{\text{stop}} - f_{\text{start}}} \quad (4.6-4)$$

Величины f_{start} и f_{stop} обозначают начальную и конечную частоты выбранного диапазона частотного качания. Некоторые анализаторы цепей также обеспечивают возможность использовать меньший сегмент графика вместо полного диапазона качания (см. нижнюю часть рис. 4.6.2 с сегментом графика от 1 ГГц до 2 ГГц).



Фазовое запаздывание индицируется анализатором как одиночное численное значение. Представить график фазовой задержки анализаторы не могут.

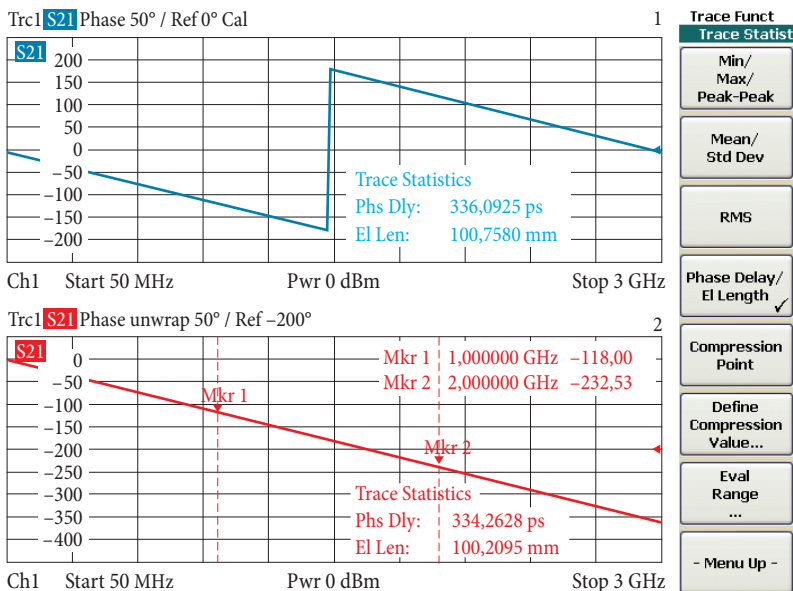


Рис. 4.6.2 Измерение фазового запаздывания и индикация с развернутой фазой.

Функция **автоматической длины** вычисляет среднюю электрическую длину l_{offs} во всем диапазоне качания. Анализатор цепей использует это смещение длины для коррекции последующих измерений. Автоматическая длина была активирована для верхнего графика на рис. 4.6.3. В результате график показывает отклонение от линейной фазы. Если смещение длины не вычитается, то эти отклонения не могут быть приняты в большинстве случаев (см. нижний график на рис. 4.6.3).

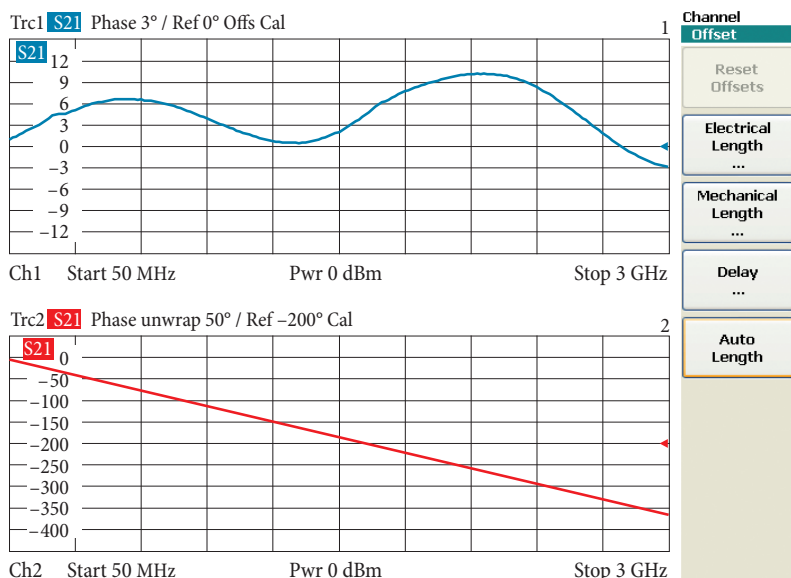


Рис. 4.6.3 Сравнение дисплеев с автоматической длиной и без нее.

4.7 Измерение устойчивости

Неустойчивость есть фундаментальная угроза для любого усилителя. В неустойчивом состоянии усилитель действует, как генератор, и будет вырабатывать (нежелательный) выходной сигнал, даже если никакого входного сигнала не присутствует. В других участках частотного диапазона неустойчивость будет снижать усиление в большинстве случаев.



Для усилителей с резервами большой мощности важно гарантировать перед измерениями, что даже максимальная выходная мощность точно не может повредить анализатор цепей. Когда входная мощность усилителя снижается, его выходной уровень обычно будет снижаться, но в неустойчивом случае это снижение может оказаться неэффективным. Усилитель будет действовать в этом случае как генератор и может вырабатывать его максимальную выходную мощность.

Линейную схему, которая является устойчивой при любых пассивных конфигурациях на входе и выходе, называют **безусловно устойчивой**. Все цепи с коэффициентом отражения $|\Gamma| < 1$ рассматриваются как пассивные. Чтобы оценивать устойчивость линейного двух-портового устройства, мы можем использовать коэффициенты устойчивости μ_1 или μ_2 , известные из литературы [ES92]. Анализатор цепей вычисляет их из четырех комплексных S-параметров двух-портового устройства и показывает их как функции от частоты и некоторых других воздействующих величин.

$$\mu_1 = \frac{1 - |s_{11}|^2}{|s_{22} - s_{11}^* \det(\mathbf{S})| + |s_{21} s_{12}|} \quad (4.7-1)$$

$$\mu_2 = \frac{1 - |s_{22}|^2}{|s_{11} - s_{22}^* \det(\mathbf{S})| + |s_{21} s_{12}|} \quad (4.7-2)$$

Необходимый и достаточный критерий безусловной устойчивости линейного двух-портового устройства это условие $\mu_1 > 1$. Как альтернативу, можно также контролировать, что $\mu_2 > 1$. Многие анализаторы цепей обеспечивают только коэффициент устойчивости k , описанный Ролле (Rollet) [Ro62] для использования в исследовании устойчивости.

$$k = \frac{1 + |\det(\mathbf{S})|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2|s_{12} s_{21}|} \quad (4.7-3)$$

В технической литературе этот коэффициент гораздо более известен, чем коэффициенты μ . Однако условие $k > 1$ является необходимым, но не достаточным для безусловной устойчивости. Мы должны добавить одно из следующих дополнительных условий, чтобы получить необходимый и достаточный критерий.

$$|s_{12} s_{21}| < 1 - |s_{11}|^2 \text{ или } |s_{12} s_{21}| < 1 - |s_{22}|^2 \quad (4.7-4)$$



Частотный диапазон для анализа устойчивости должен выбираться, чтобы перекрыть полный интересующий частотный диапазон. Этот диапазон простирается вплоть до частоты, при которой усиление усилителя меньше единицы или меньше 0 дБ (частота перехода).

Все коэффициенты устойчивости, описанные здесь, являются действительными величинами. Они обычно индицируются на линейной шкале (формат: Real). Рис. 4.7.1 ниже представляет анализ устойчивости, используя коэффициент устойчивости μ_1 . В частотном диапазоне между маркерами 1 и 2 усилитель не является безусловно устойчивым. В большинстве случаев можно найти некоторые специфические конфигурации на входе и выходе, для которых усилитель демонстрирует устойчивое поведение. Для этих конкретных значений Γ , наблюдаемых на входе и выходе, говорят, что усилитель является **условно устойчивым**. Но на практике мы обычно предпочитаем безусловно устойчивые усилители.

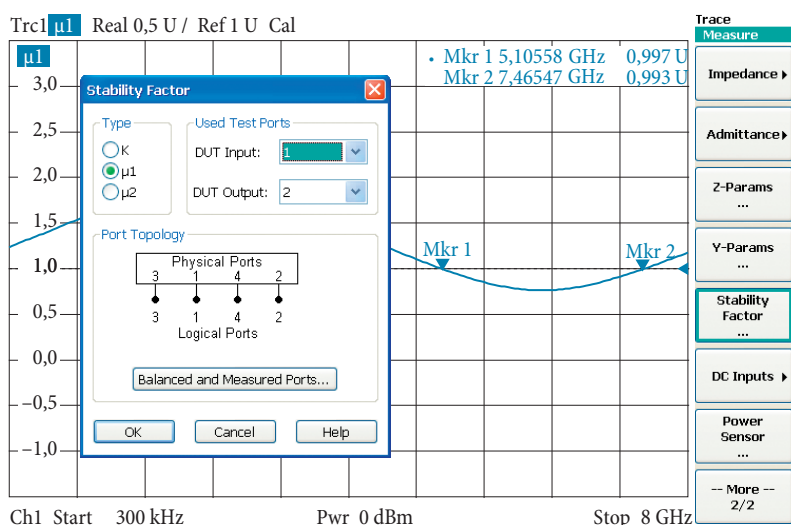


Рис. 4.7.1 Пример исследования устойчивости.

4.8 Измерение со внедрением виртуальных цепей (Embedding)

При **внедрении виртуальных цепей** измеряется компонент, как если бы он был встроен в определенную (но не физически присутствующую) среду цепи. Среда цепи этого типа известна как **виртуальная цепь трансформации**. Типичные примеры это согласующие цепи для усилителя или конструкции эквалайзера (выравнивающего устройства) для фильтра (оба определяются, например, используя программу автоматизированного проектирования CAD).

Все, что физически присутствует в этих примерах, это усилитель или фильтр.

Рисунок ниже показывает цепь для фиксированного Т-образного аттенуатора. Он дает ослабление 7,7 дБ и все порты являются согласованными $s_{11} = s_{22} = 0$.

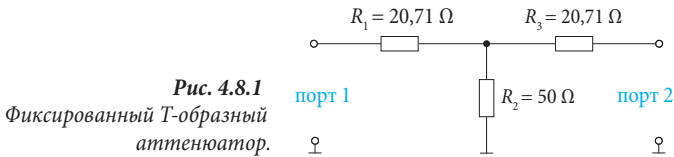


Рис. 4.8.1
Фиксированный Т-образный аттенуатор.

Для целей иллюстрации резисторы R_1 и R_2 реализованы через внедрение виртуальных цепей. ИУ, которое физически присутствует, состоит только из Т-перехода и резистора 50 Ω (см. рис. 4.8.2). Разъемы Т-перехода формируют внутренние порты. Однако после внедрения результаты измерений должны быть отнесены к виртуальным тестовым портам 1 и 2.

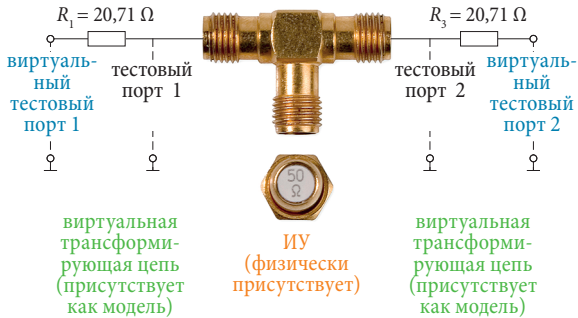


Рис. 4.8.2
Т-переход и R_2 перед сборкой вместе с виртуальными цепями трансформации.

Как первый шаг, выполняется двух-портовая калибровка, например, использующая технику ТОМ. Это является основным требованием для внедрения виртуальных цепей. Измеряются все четыре S-параметра двух-портовой цепи, состоящей из Т-перехода и резистора 50 Ω (см. рис. 4.8.3). Измеряется ослабление 3,5 дБ. Поскольку резисторы R_1 и R_3 все еще опускаются, неполный фиксированный аттенуатор показывает относительно худшие обратные потери 9,5 дБ.

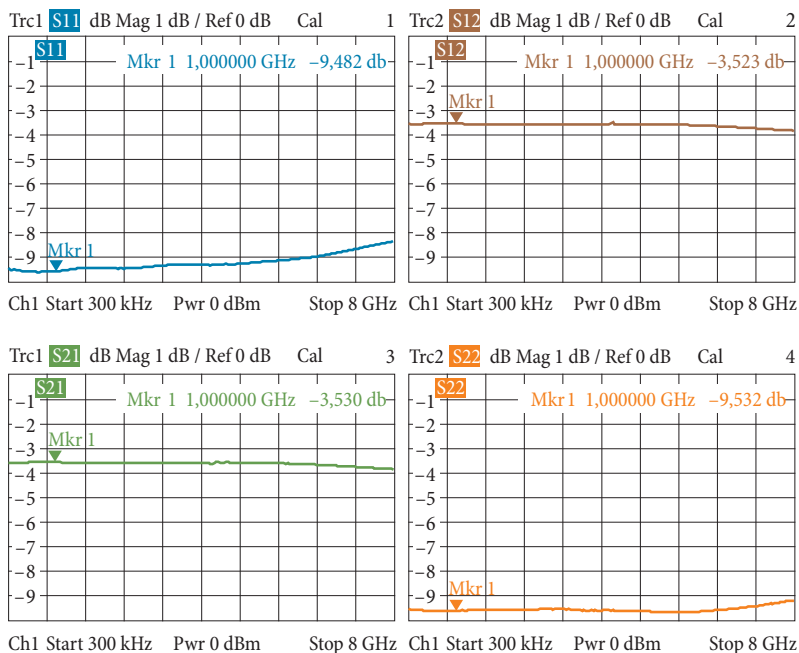


Рис. 4.8.3 Физически присутствующее ИУ.



Внедрение требует полной охарактеризованности виртуальных цепей трансформации, которые привлечены. Анализатор цепей предлагает следующие варианты:

- ◆ S-параметры для измеряемой цепи, например в формате Touchstone как “.s2p” или “.s4p” файлы. Характеризование должно включать все S-параметры виртуальных цепей трансформации (двух-портовое или четырех-портовое охарактеризование в случае симметричных цепей). Необходимый частотный диапазон должен быть перекрыт файлом.
- ◆ Выбор простой модели цепи и параметризация (назначение значений индивидуальных компонентов).

Наш пример особенно удобен для использования параметризованной модели цепи (см. рис. 4.8.4). Встроенный последовательный резистор установлен на 20,71 Ω. Все другие встроенные компоненты установлены на нейтральные значения (C1 = 0 Ф, L1 = 0 Гн, R2 = 10 МΩ). Внедрение виртуальных цепей может быть включено и отключено, используя клавишу „Embed DUT“ (встроенное

ИУ). Такая же ситуация по входу выполнена по второму тестовому порту.

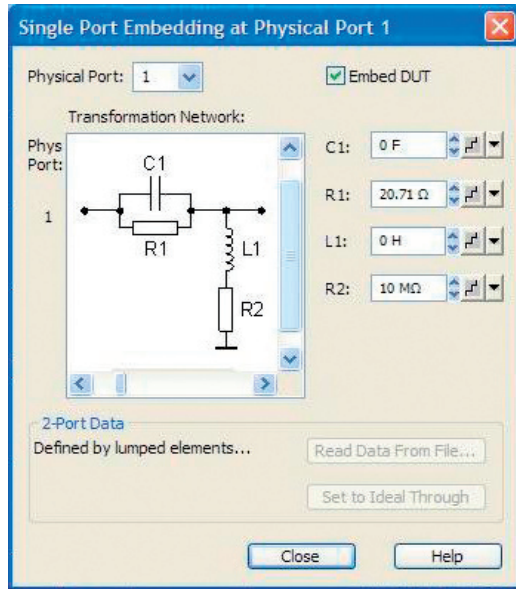


Рис. 4.8.4
Виртуальная цепь
трансформации на
испытательном
порту 1.

После встраивания измеряются S-параметры, показанные ниже, для полной схемы между виртуальными тестовыми портами 1 и 2 (сравни с рис. 4.8.2).

Для частот вплоть до 1 ГГц результаты измерений соответствуют ожиданиям. По умолчанию, последовательные резисторы R_1 и R_3 предполагаются расположенными в опорной плоскости калиброванного анализатора цепей. Как можно заключить из рис. 4.8.6, эта плоскость располагается внутри разъема. Между резисторами R_1 и R_3 и узловой точкой T-перехода есть отрезки линии передачи l_1 и l_2 , соответственно. Обе длины показаны на рис. 4.8.6 ниже. Отрезок линии с длиной l_2 оканчивается последовательной цепью из R_3 и виртуального тестового порта 2 (см. рис. 4.8.2). Импеданс этой последовательной цепи равен примерно 70Ω . Другими словами, этот отрезок линии не оканчивается характеристическим импедансом $Z_c = 50 \Omega$. Это означает, что это вызывает частотно-зависимую трансформацию, которая оказывает влияние на все четыре S-параметра на рис. 4.8.5. Это же самое применимо к другому отрезку линии, которая соединена с импедансом источника $R_1 + 50 \Omega \approx 70 \Omega$.

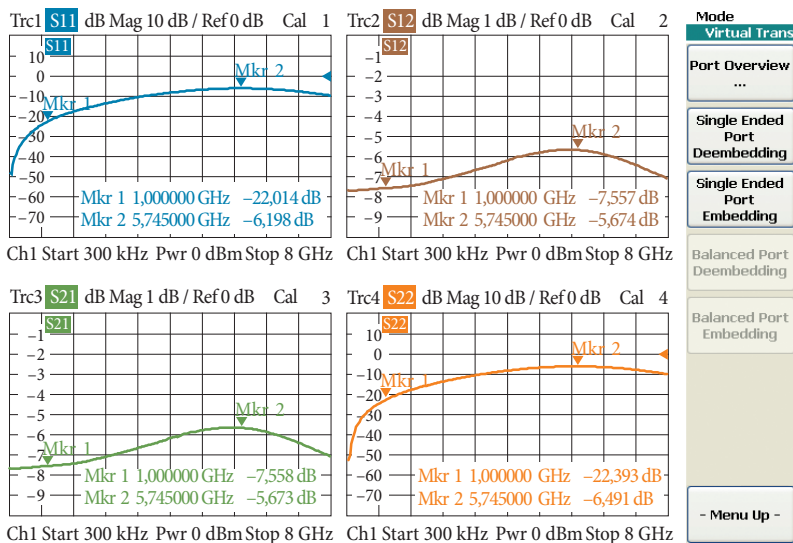


Рис. 4.8.5 Результаты измерений со встраиванием виртуальных цепей в тестовых портах 1 и 2.

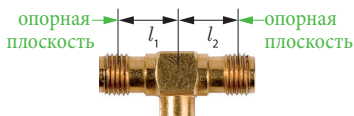


Рис. 4.8.6 Длины l_1 и l_2 на T-переходе.

Выбирая подходящее смещение длины в тестовых портах 1 и 2, можно сдвинуть опорную плоскость внутрь T-перехода. В настоящем случае мы можем определить это смещение длины следующими рассуждениями: на частоте 5,745 ГГц (соответствующей длине волны $\lambda = 52,22$ мм) параметр s_{11} имеет максимум. На этой длине волны предварительно рассчитанное рассогласование 70Ω трансформируется отрезком линии l_2 в минимум. Реальная трансформация основывается на предположении об электрической длине $l_2 = \lambda/4$. Электрическая длина, требуемая для компенсации, равна поэтому $l_2 = 52,22 \text{ мм}/4 = 13,05 \text{ мм}$. Из-за симметрии это значение удобно выбрать для обоих испытательных портов $l_1 = l_2$. Результаты измерений из рис. 4.8.7 соответствуют нашим ожиданиям.

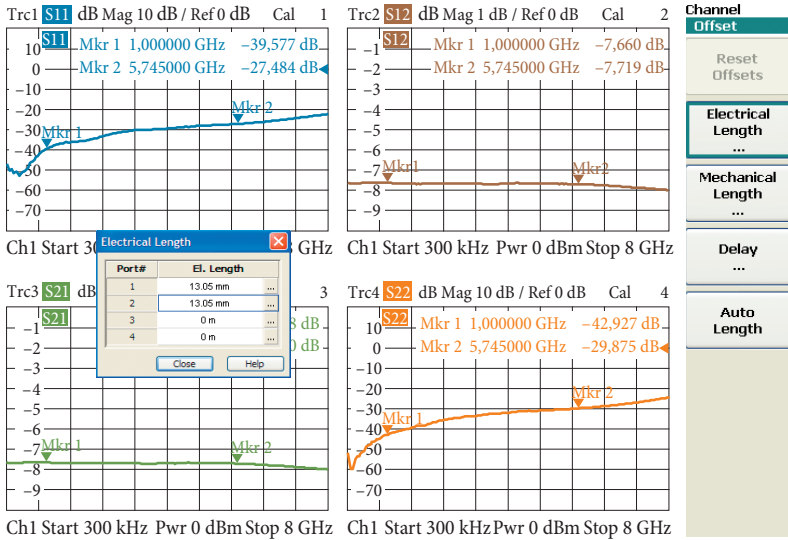


Рис. 4.8.7 Результаты измерений со встраиванием виртуальных цепей и смещением длины.

Внедрение виртуальных цепей с простыми моделями цепей или с S-параметрами (файлы *.s2p-, *.s4p) может быть скомбинировано с дополнительными механизмами. Возможности включают:

- ♦ Учет **виртуальных трансформаторов импеданса** или изменение опорного импеданса до значения, которое расходится с физическим значением прибора, которое обычно равно $Z_0 = 50 \Omega$ или $Z_0 = 75 \Omega$. Эта процедура известна как перенормировка S-параметров.
- ♦ Добавление отрезков однородных линий передачи **смещением длины**. Отрицательное смещение длины $l_{\text{offs}} < 0$ добавляет виртуальный отрезок линии к цепи, в то время как положительное смещение длины компенсирует отрезок линии, который физически присутствует. Последнее описывается в следующем разделе («удаление виртуальных цепей»).

При использовании этих дополнительных механизмов важно принимать во внимание порядок индивидуальных шагов в цепочке вычислений анализатора цепей. Это показано на рис. 4.8.8 для семейства приборов, которое используется в этой книге. Техники невстраивания и симметрично-несимметричного преобразования включены для сохранения полноты и описываются разделами 4.9 и 4.10, соответственно.

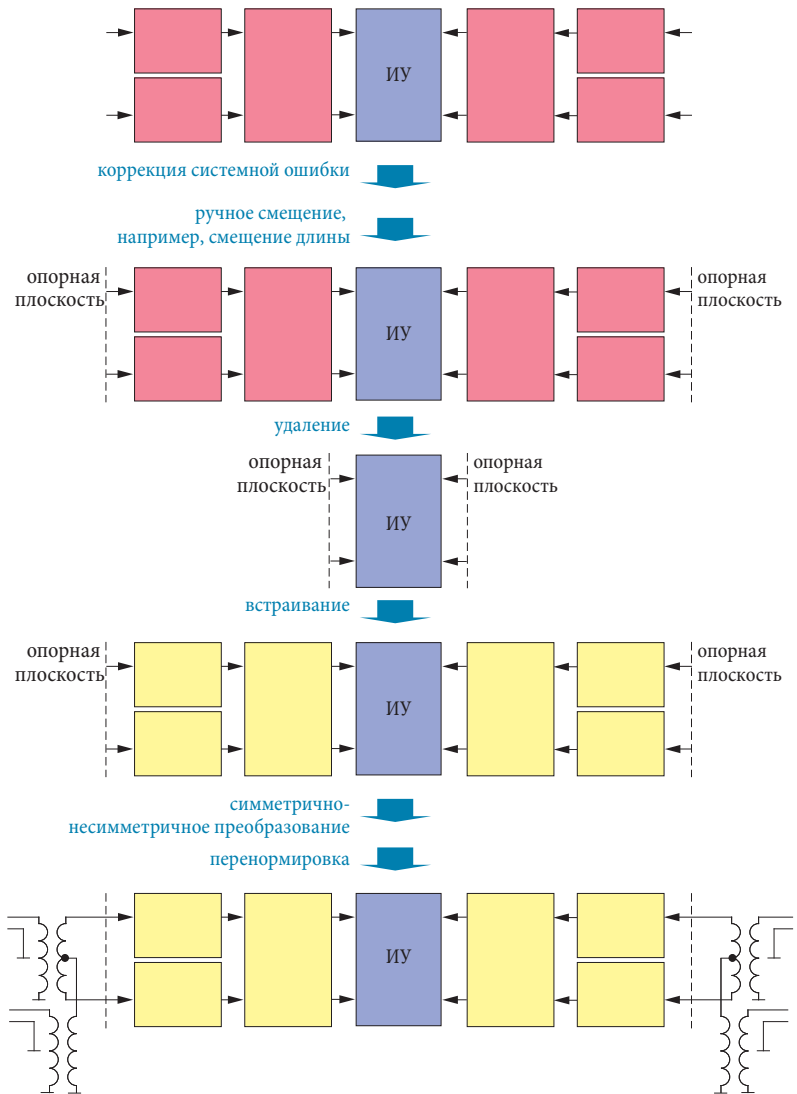
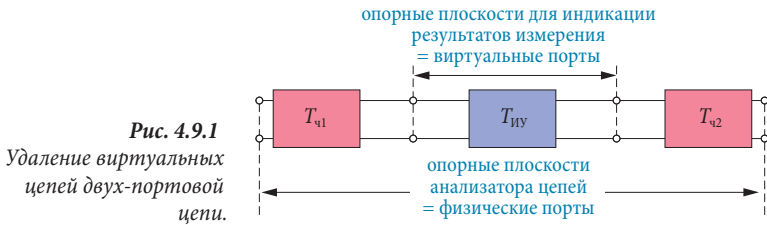


Рис. 4.8.8 Порядок и влияние различных шагов в цепочке расчета.

4.9 Измерение с удалением виртуальных цепей

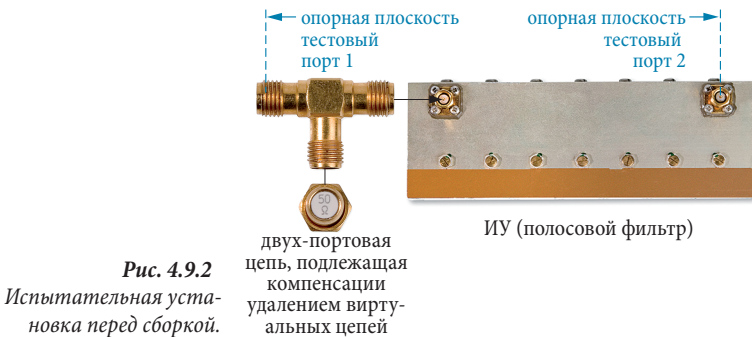
Намерение **удаления виртуальных цепей** это измерять ИУ, которое встроено в среду физической цепи, несмотря на то, имеет ли эта среда возможность математического удаления из результатов измерений. Например, ИУ может быть **монолитной интегральной схемой СВЧ (microwave monolithic integrated circuit – ММИС)**, которая

заклучена в пластмассовый корпус. При измерении мы хотели бы получить данные самого кристалла без корпуса. Другими словами, не существует способа прямого доступа к виртуальным портам ИУ, которые нас интересуют. Предположим, что мы знаем части цепи $T_{ч1}$ и $T_{ч2}$, которые присутствуют между анализатором цепей и ИУ.



Полное характеризование цепей $T_{ч1}$ и $T_{ч2}$ обеспечивается анализатором цепей. Методы характеризования, используемые здесь, знакомы из встраивания (раздел 4.8). Анализатор вычисляет трансформацию, которая может быть использована для компенсации физически присутствующих цепей $T_{ч1}$ и $T_{ч2}$. Как только включается невстраивание, пользователь может воспользоваться преимуществами всех S-параметров, связанных с измеряемыми величинами, диаграммами и форматами, доступными в приборе, как будто ИУ измерялся на его виртуальных тестовых портах.

Для целей иллюстрации мы будем использовать T-переход с резистором $50\ \Omega$ как нашу цепь $T_{ч1}$. Его S-параметры известны из рис. 4.8.3 и были экспортированы как *.s2p файл в формате Touchstone®. Мы не будем использовать цепь $T_{ч2}$. Полосовой фильтр используется как ИУ. На калиброванном анализаторе цепей мы загружаем T-переход с резистором $50\ \Omega$, присоединенный к тестовому порту 1. За этим следует ИУ и тестовый порт 2.



Здесь удаление виртуальных цепей необходимо только в тестовом порту 1. Характеризование цепи $T_{ч1}$ проводится, как показано на рис. 4.9.3. Для этой цели загружаются соответствующие файлы *.s2p. В дополнение удаление в тестовом порту 1 может включаться и выключаться, используя клавишу „Deembed DUT“.

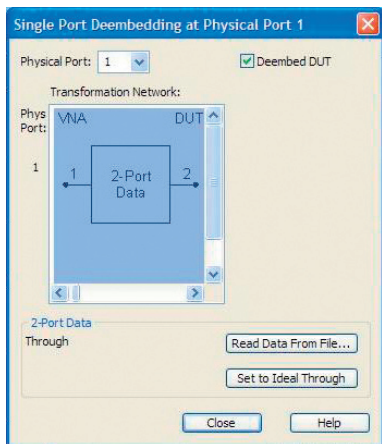


Рис. 4.9.3
Виртуальная цепь трансформации в испытательном порту 1.

Как результат удаления виртуальных цепей, S-параметры полосового фильтра индицируются, как если бы цепь $T_{ч1}$ не присутствовала.

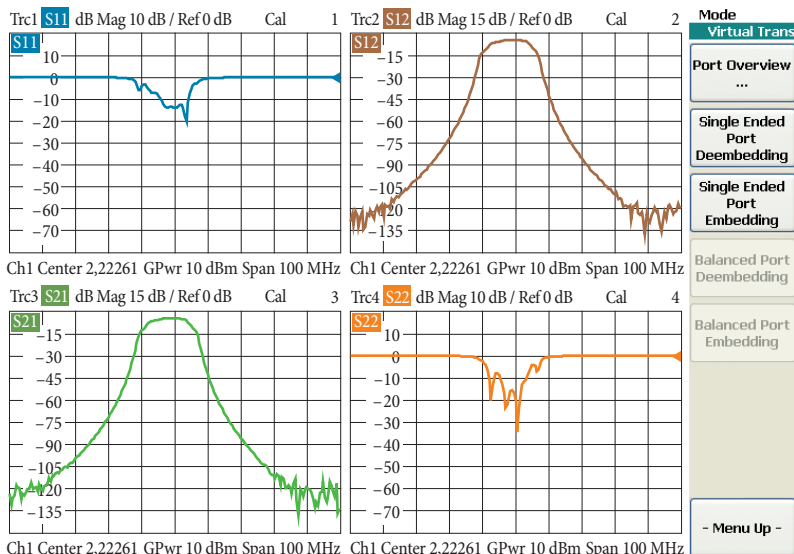


Рис. 4.9.4 Результаты измерений с удалением виртуальных цепей.

Теперь мы будем модифицировать Т-переход, чтобы проиллюстрировать пределы удаления. Вместо резистора 50 Ω мы присоединяем стандарт XX (например, из калибрационного набора). Т-переход, который модифицируется в такой манере, сначала обмеряется один как двухпортовое устройство. Соответствующие S-параметры сохраняются в файле *.s2p. Их можно наблюдать на рис. 4.9.5. Мы можем видеть полюс на 4,22 ГГц. На этой частоте линия, идущая от узловой точки Т-перехода, к XX, действует как шлейф $\lambda/4$. Соответствующая длина состоит из электрической длины XX и отрезка линии внутри Т-перехода. На частоте 4,22 ГГц линия действует как $\lambda/4$ -трансформатор и трансформирует XX в КЗ. Этот КЗ соединен параллельно тестовым портам 1 и 2 и предотвращает передачу между двумя портами. Как следствие, коэффициенты передачи вперед и назад имеют полюс на этой конкретной частоте (см. также s_{12} и s_{21} на рис. 4.9.5).

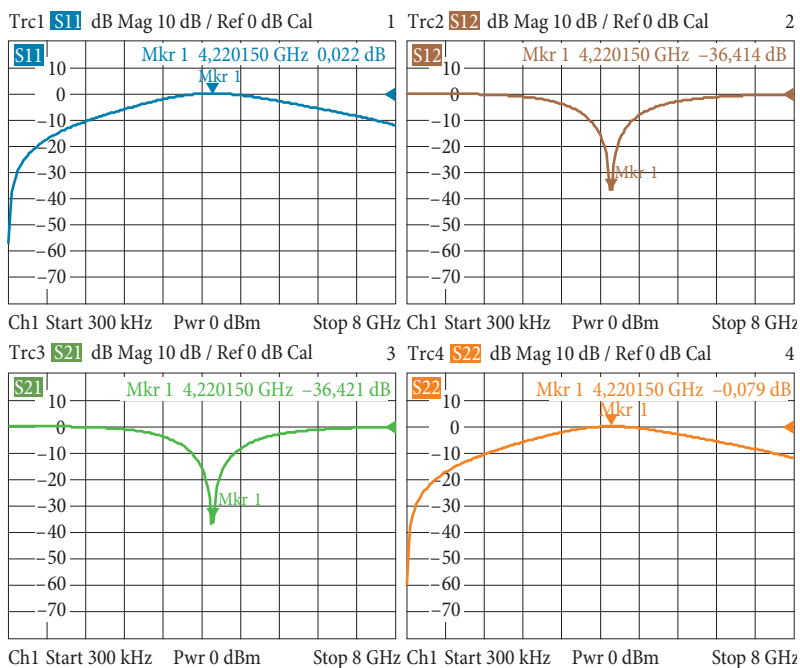


Рис. 4.9.5 S-параметры Т-перехода с стандартом XX.

Цепь теперь расширена, чтобы включить ИУ (в данном случае фиксированный аттенуатор на 10 дБ). Он вставляется между модифицированным Т-переходом и тестовым портом 2. Файл *.s2p, связанный с рис. 4.9.5, назначается как невстраиваемая цепь к тесто-

вым порту 1 анализатора. Результаты измерений с неистраиванием демонстрируют существенное отклонение на частоте 4,22 ГГц (см. рис. 4.9.6). Как описывалось ранее, на этой частоте передача через цепь $T_{ч1}$ является невозможной. Измеренные значения a_1 и b_1 в тестовом порту 1 поэтому не содержат никакого сигнала, который позволил бы нам делать заключения об отражении от ИУ. Мы можем выполнить подобный анализ относительно передачи на частоте 4,22 ГГц. В окрестности этой частоты анализатор цепей не способен вычислять S-параметры ИУ, составленного как фиксированный аттенюатор на 10 дБ, из измеренных значений.



Удаление виртуальных цепей есть пленительный инструмент, но он имеет физические ограничения. Например, если подлежащая компенсации цепь имеет полюса, тогда компенсация невозможна. Если цепь, подлежащая компенсации, имеет большое ослабление, это ухудшит эффективную поправку на направленность на физическом порту (см. раздел 2.4.1). Если трансформирующая цепь известна точно, то теоретически деградация эффективных системных данных на виртуальном тестовом порту не будет возникать, но влияние эффектов дрейфа будет увеличиваться. В добавление к этому будет возникать деградация отношения сигнал/шум из-за низких уровней на физическом порту. Шум в графике будет тогда неминуемо увеличиваться. Ясно, что удаление не может решить все ваши измерительные проблемы.

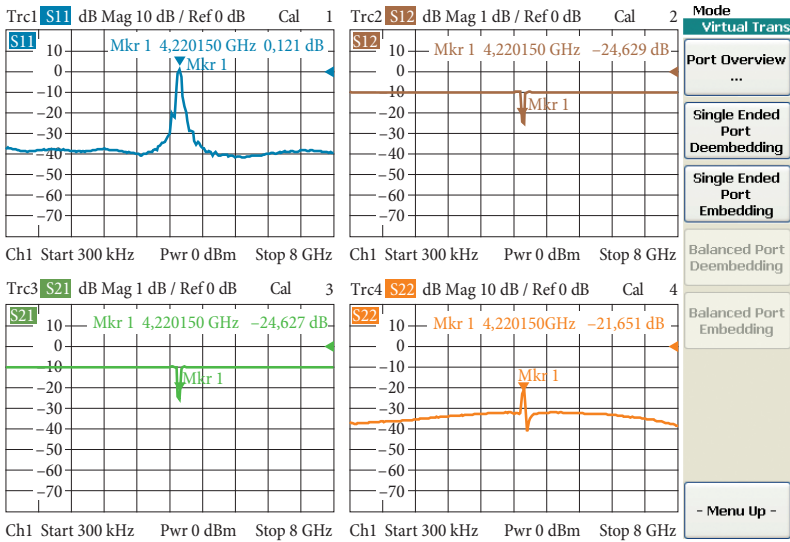


Рис. 4.9.6 Графики отклика для фиксированного аттенюатора 10 дБ с удалением виртуальных цепей.

4.10 Измерение симметричных линий

При передаче сигналов по линиям передачи мы хотели бы уменьшить внешние помехи. Тем не менее, внешние нежелательные сигналы могут проникать, даже когда используется замкнутое экранирование, например, из-за конечной проводимости заземляющего проводника. Если мы передаем сигнал по паре **симметрично связанных проводников**, мы можем ожидать проникновение помех в обе линии в равной степени. С другой стороны, если мы вводим желательный сигнал в один проводник с нулевой фазой, и в другой проводник со сдвигом фаз 180° , очень легко различить возникающий дифференциальный сигнал от помех синфазного режима. Эта конфигурация известна как **симметричная (балансная)¹⁾ линия передачи**. Идеальная конфигурация использует **линию передачи типа витая пара** без опорного заземления. В реальной жизни, однако, заземление обычно присутствует в окрестности линии, так что кроме желаемого сигнала **дифференциального режима** вдоль линии передачи может также распространяться сигнал **синфазного режима**. Что тут нежелательного, так это преобразование сигнала

1) Это также называется «дифференциальной» линией в технической литературе.

лов между синфазным и дифференциальным режимом, поскольку чистое различие между желательным сигналом и существующей помехой в форме синфазного сигнала больше невозможно. Когда оцениваются линии передачи и оборудование, используемое с ними, такое как системы разъемов, передатчики, приемники и т.д., то требуется измерение, которое позволяет раздельное наблюдение дифференциального и синфазного режимов и обеспечивает информацию о преобразовании режимов. Для целей характеристики используются волновые величины синфазного режима a_c и b_c и волновые величины дифференциального режима a_d и b_d . В каждом случае два физических порта комбинируются для формирования симметричного логического порта. Рис. 4.10.1 показывает пример симметричного двух-портового устройства.

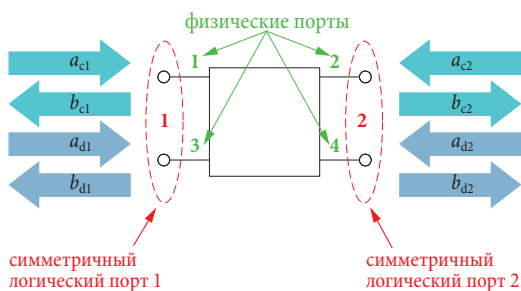


Рис. 4.10.1

Сравнение между физическими и симметричными логическими портами.

Нормально анализатор цепей имеет только односторонние коаксиальные¹⁾ порты, что означает, что он измеряет то, что известно как **несимметричные S-параметры**²⁾, которые были определены в разделе 1.2. Используя подходяще сконфигурированные трансформаторы, эти тестовые порты могут быть адаптированы к симметричным ИУ. Поскольку физические трансформаторы имеют неудовлетворительные свойства (например, очень ограниченную полосу пропускания) анализатор моделирует идеальные трансформаторы, используя соответствующие модели цепей. Арифметический процесс, подобный встраиванию (см. раздел 4.8), интегрирует эти идеальные трансформаторы в цепочку обработки измерительных данных. Этот процесс известен как **модальная декомпозиция**.

1) В некоторых случаях они также называются небалансными в технической литературе.

2) В технической литературе также называемые «узловыми S-параметрами»

Большое преимущество этого процесса заключается в том, что не требуется никакого специального симметрирующего оборудования для измерений. Более того, можно использовать обычную технику калибровки и калибрационные стандарты. Современный анализатор цепей может автоматически выполнять модальную декомпозицию и пользователю только необходимо указать желаемые испытательные порты как симметричные порты. Результат измерений это так называемая **S-матрица смешанного режима**. Она характеризует соотношения между симметричными (балансными) волновыми величинами. Для симметричной двухпортовой цепи он имеет в общем 16 входов. Их значения проясняются, используя следующие измерительные примеры.

Пример 1. Конфигурация линии передачи для первого примера состоит из двух проводников с точно одинаковой длиной (электрическая длина 18,17 мм). Используемый анализатор цепей обеспечивает мастер измерений. На его первом шаге выбирается конфигурация тестового порта для симметричных измерений (см. следующий рисунок).

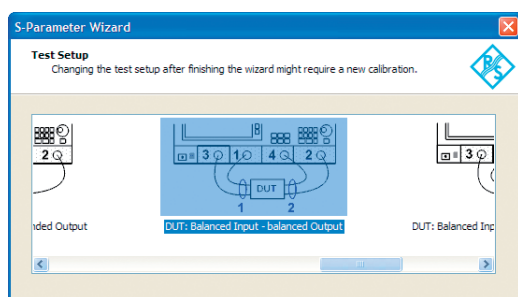


Рис. 4.10.2

Конфигурация тестового порта для симметричных измерений.

Оставшиеся диалоги Мастера измерений используются для конфигурирования частотного диапазона, полосы пропускания по ПЧ и выходной мощности испытательного порта. Здесь хорошо бы упростить прием предустановок по умолчанию. Как только мастер измерений сконфигурирован, выполняется калибровка и присоединяется ИУ. Анализатор цепей индицирует следующие результаты измерений (рис. 4.10.3):

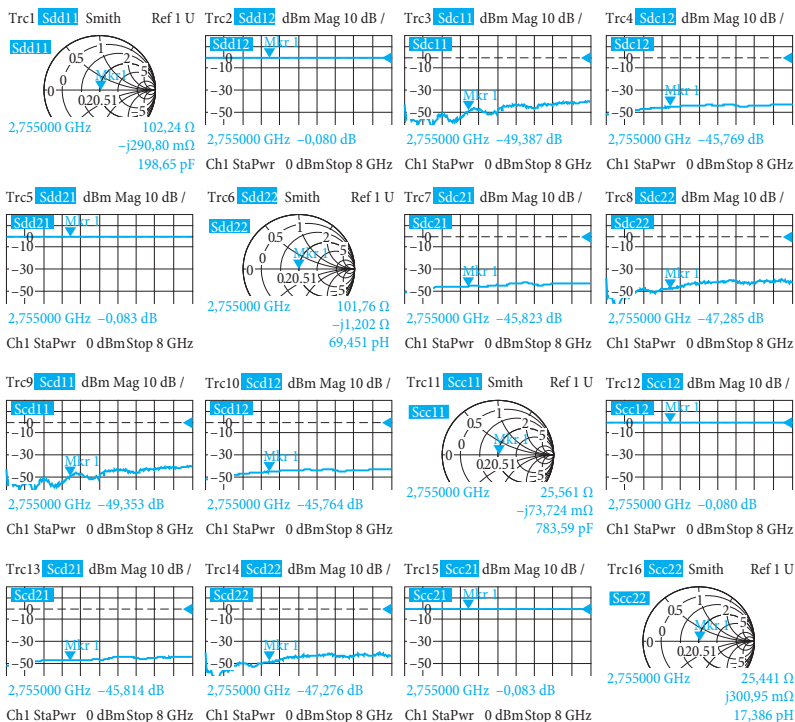


Рис. 4.10.3 Результаты измерений для одинаковых длин проводников (пример 1).

Графики на рис. 4.10.3 могут быть автоматически расположены в соответствии со структурой модальной S-матрицы. Если мы используем эту структуру последовательно, это делает очень легким быстрое сравнение результатов измерений одного с другим, тем самым, сохраняя усилия на поиск между 16 откликами. Каждый S-параметр представляет отношение отраженной волны к падающей волне. Например, S-параметр s_{dc21} соответствует отношению b_{d2}/a_{c1} (см. рис. 4.10.1). Индивидуальные S-параметры из измерений могут быть интерпретированы следующим образом:

- ◆ $S_{dd11} \approx S_{dd22} \approx S_{dc11} \approx S_{dc22} \approx S_{cd11} \approx S_{cd22} \approx S_{cc11} \approx S_{cc22} \approx 0$
Линия передачи завершается почти идеально. Никакой мощности не отражается в этом режиме и также между режимами.
- ◆ $S_{dd12} \approx S_{dd21} \approx S_{cc12} \approx S_{cc21} \approx 1$
Линия передает сигналы синфазного режима и дифференциального режима приблизительно без потерь между двумя симметричными портами.
- ◆ $S_{dc12} \approx S_{dc21} \approx S_{cd12} \approx S_{cd21} \approx 0$
В процессе передачи не возникает преобразования режима.

Пример 2. Во втором примере конфигурации линии передачи один из проводников удлиняется. Это означает, что проводники имеют электрические длины 18,17 мм и 72,80 мм, соответственно. В результате этой асимметрии меняются S-параметры смешанного режима.

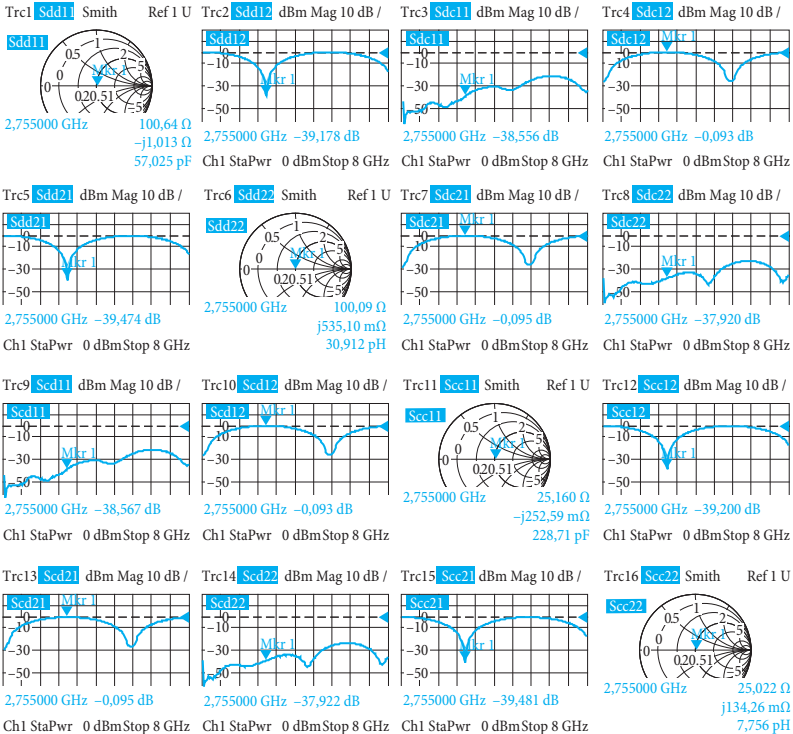


Рис. 4.10.4 Результаты измерений для различных длин проводников (пример 2).

Некоторые из графиков на рис. 4.10.4 имеют максимум или минимум на частоте $f_0 = 2,755$ ГГц. Поведение ИУ может быть определено из S-параметров для измерений:

- ♦ $S_{dd11} \approx S_{dd22} \approx S_{dc11} \approx S_{dc22} \approx S_{cd11} \approx S_{cd22} \approx S_{cc11} \approx S_{cc22} \approx 0$
Как результат изменения длины, характеристические импедансы конфигурации линий передачи не модифицированы по сравнению с примером 1. Соответственно, примерное согласование все еще имеет место.
- ♦ $S_{dd12}, S_{dd21}, S_{cc12}$ и S_{cc21} имеют грубо нулевое значение на f_0 и
- ♦ $S_{dc12}, S_{dc21}, S_{cd12}$ и S_{cd21} имеют грубо значение 1 на f_0 .
На частоте f_0 удлинение линии передачи приводит к фазовому сдвигу в 180° между сигналами двух проводников. Подаваемые

сигналы дифференциального режима полностью преобразуются в процессе передачи в синфазные сигналы. В сравнении с этим, подаваемые сигналы синфазного режима полностью преобразуются в сигналы дифференциального режима. Соответственно, коэффициенты передачи смешанного режима s_{dc12} , s_{dc21} , s_{cd12} и s_{cd21} имеют значение грубо 1. Поскольку вся мощность, которая поступает, преобразуется, то однододовые коэффициенты передачи s_{dd12} , s_{dd21} , s_{cc12} и s_{cc21} имеют значение грубо 0.



Привычная калибрационная техника компенсирует асимметрию анализатора цепей вплоть до опорной плоскости. Если асимметрии вводятся в испытательную установку, когда подсоединяется ИУ, например, из-за различных длин адаптеров или различных значений ослабления, возникает преобразование режимов, которое может исказить измерения.

4.11 Измерение перекрестных помех на ближнем и дальнем концах

Симметричные линии передачи могут состоять, например, из линий типа витой пары. В большинстве случаев, некоторые симметричные линии передачи организовываются в общие оболочки (или, по крайней мере, близко одна к другой). В дополнение к внешним помехам, обсуждавшимся в разделе 4.10, мы должны также учесть перекрестные (взаимные) помехи между парами линий. Различные величины вводятся для описания этих внутренних помех в кабеле. Они базируются на правильном соотношении мощностей и относятся специально к дифференциальному режиму. При анализе перекрестных помех мы должны выбрать две пары проводников из кабеля и подключить их пассивные концы так, чтобы не возникало отражений. Для этой цели мы должны рассмотреть оба режима распространения, присутствующих в кабеле. Следующий рисунок показывает три реализации для такого подключения, свободного от отражений. Z_{cd} называется характеристическим импедансом дифференциального режима, а Z_{cc} – характеристическим импедансом синфазного режима линии передачи. Типовые значения, например, есть $Z_{cd} = 100 \Omega$ и $Z_{cc} = 25 \Omega$.

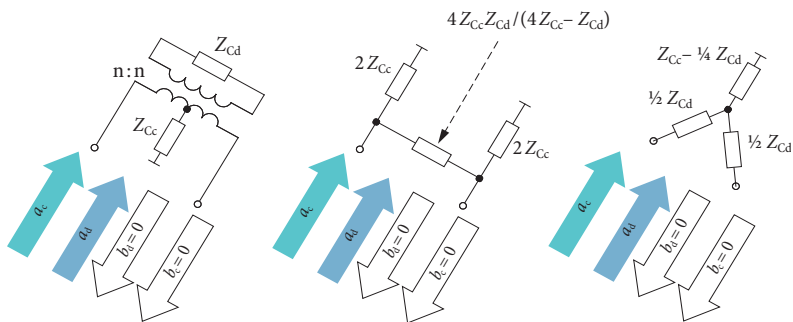


Рис. 4.11.1 Конструкции неотражающей концовки, используемые на рис. 4.11.2–4.11.4.

Источник, который используется, также является согласованным в обоих режимах линии передачи и возбуждает только дифференциальный режим одной пары проводников. Симметричные логические порты анализатора цепей могут быть использованы как волновой источник и приемник.

При измерении **перекрестных потерь на ближнем конце** $d_{0л}$ (NEXT) волновой источник и приемник присоединены к одному и тому же концу кабеля.

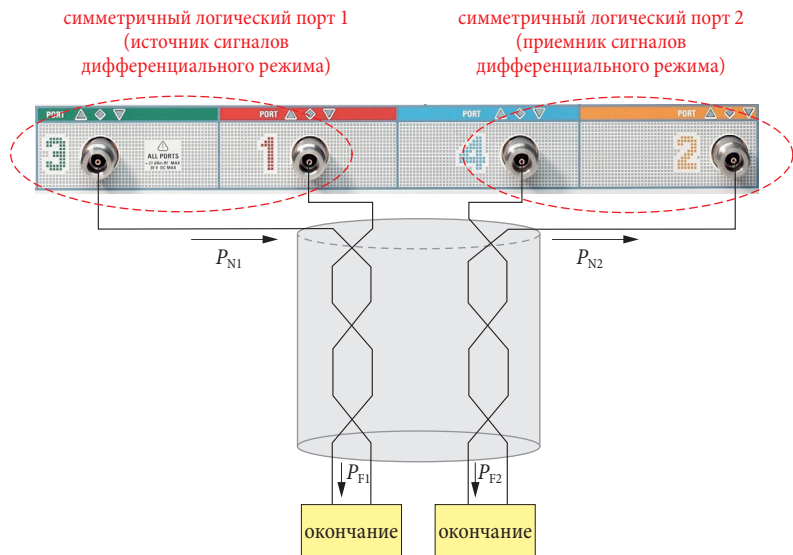


Рис. 4.11.2 Измерения перекрестных потерь на ближнем конце.

Источник обеспечивает волну дифференциального режима с доступной мощностью P_{N1} . Приемник обнаруживает мощность перекрестной связи P_{N2} сигнала в дифференциальном режиме.

$$d_{\text{бл}} = 10 \lg \frac{P_{N1}}{P_{N2}} \text{ дБ} \quad (4.11-1)$$

Из-за окончания на всех сторонах и того факта, что рассматривались сигналы только дифференциального режима, мощности P_{N1} и P_{N2} могут быть определены из компонентов $P_{N1} = |a_{д1}|^2$ и $P_{N2} = |b_{д2}|^2$, соответственно. Если мы используем организацию тестовых портов, показанную на рис. 4.11.2, мы можем также рассчитать $d_{\text{бл}}$ из параметра $s_{дд21}$ измеренных значений, зафиксированных анализатором цепей.

$$d_{\text{бл}} = -20 \lg |s_{дд21}| \text{ дБ} \quad (4.11-2)$$

Входные/выходные перекрестные потери на дальнем конце $d_{\text{дал, вх/вых}}$ (IOFEXT) определяются для подобной испытательной установки. Единственная разница заключается в том, что возбуждение и обнаружение выполняются с противоположных концов кабеля. Мощность возбуждения дифференциального режима дается выражением P_{N1} . Приемник обнаруживает мощность P_{F2} (см. рис. 4.11.3).

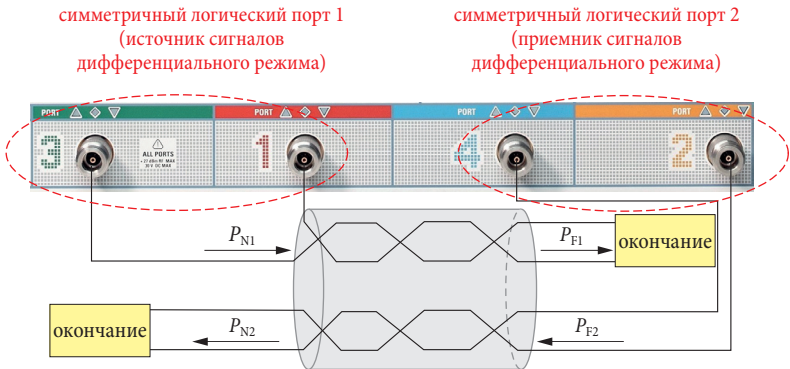


Рис. 4.11.3 Измерение входных/выходных перекрестных потерь на дальнем конце.

$$d_{\text{дал, вх/вых}} = 10 \lg \frac{P_{N1}}{P_{F2}} \text{ дБ} \quad (4.11-3)$$

Здесь мы можем определить мощности в сравнении с предыдущим случаем, определяя $P_{N1} = |a_{д1}|^2$ и $P_{F2} = |b_{д2}|^2$. Если мы соединяем испытательные порты так, как показано на рис. 4.11.3, то $d_{дал}$ можно определить из параметра $s_{дд21}$ измеренных значений, зафиксированных анализатором цепей.

$$d_{дал,вх/вых} = -20 \lg |s_{дд21}| \text{ дБ} \quad (4.11-4)$$

В случае перекрестных потерь равного уровня на дальнем конце $d_{дал,рав}$ обе мощности P_{F1} и P_{F2} измеряются на конце кабеля, который противоположен концу с возбуждением. Мощность P_{F2} называется мощностью, которая связана с помехой, как и в предыдущем случае.

$$d_{дал,рав} = 10 \lg \frac{P_{N1}}{P_{F2}} \text{ дБ} \quad (4.11-5)$$

В принципе, уровни мощности P_{F1} и P_{F2} могут быть определены, как и прежде, используя соответствующие волновые величины. Поскольку испытательная установка потребовала бы полных шести физических испытательных портов (симметричный источник и два симметричных приемника), мы обычно измеряем $d_{дал,рав}$ не напрямую. Чтобы выполнить это, нам необходимо знать **потери кабеля** $d_{каб}$, которые могут быть измерены, используя следующую испытательную установку:

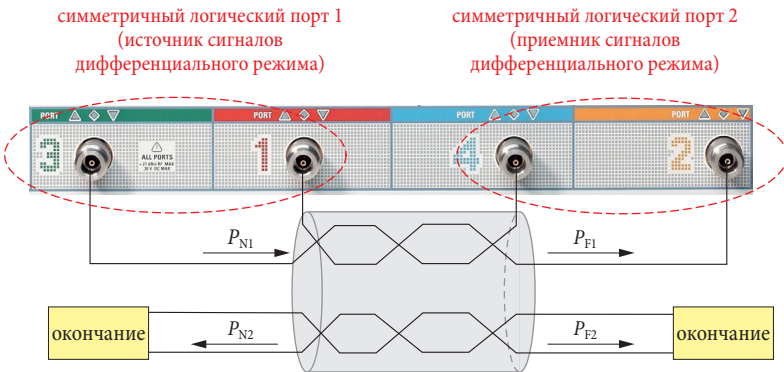


Рис. 4.11.4 Измерения потерь кабеля.

$$d_{каб} = 10 \lg \frac{P_{N1}}{P_{F1}} \text{ дБ} \quad (4.11-6)$$

Если мы соединяем тестовые порты, как это показано на рис. 4.11.4, $d_{\text{каб}}$ может быть также рассчитано из параметра $s_{\text{дд21}}$ измеренных значений, зафиксированных анализатором цепей.

$$d_{\text{каб}} = -20 \lg |s_{\text{дд21}}| \text{ дБ} \quad (4.11-7)$$

Мощность P_{F2} создается мощностью P_{N1} из-за механизма перекрестной связи. С другой стороны, мощность P_{F1} вызывается мощностью P_{N1} из-за потерь в кабеле $d_{\text{каб}}$. Следовательно, мы имеем следующее соотношение между величинами перекрестных потерь на дальнем конце:

$$d_{\text{дал, рав}} = d_{\text{дал, вх/вых}} - d_{\text{каб}} \quad (4.11-8)$$

4.12 Фильтр с симметричным и несимметричным портами, дисбаланс и подавление синфазного режима

В этом примере мы интересуемся фильтром на акустических поверхностных волнах (ПАВ-фильтр) с несимметричным портом 1 и балансным портом 2. Чтобы проверить работоспособность фильтра, он должен быть встроен в специальную согласующую цепь, которая реализуется, используя встраивание. По теории мы должны также реализовать согласующую цепь физически, используя подходящие компоненты. Однако, используя внедрение виртуальных цепей, мы не зависим от точности компонентов в согласующей цепи. Это является преимуществом, например, если нам необходимо сравнить результаты измерения от нескольких тестовых станций.

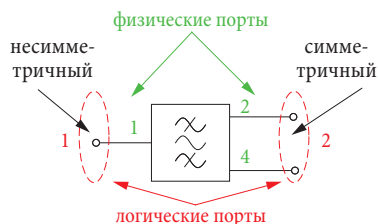


Рис. 4.12.1
Полосно-пропускающий фильтр с несимметричным портом 1 и симметричным портом 2.

Сначала мы должны определить конфигурацию тестовых портов: логический порт 1 является несимметричным и соответствует

физическому порту 1; логический порт 2 является симметричным и состоит из физических портов 2 и 4. Для симметричного порта выбраны дифференциальный опорный импеданс 75Ω и синфазный опорный импеданс 25Ω . Частотное качание отконфигурировано так, чтобы иметь центральную частоту $1,9645 \text{ ГГц}$ и размах 200 МГц . Полоса пропускания измерения 1 кГц и выходная мощность испытательного порта 0 дБм являются подходящими. Все эти установки легко выполнить, например, с помощью Мастера измерений. На динамический диапазон можно воздействовать, изменяя выходную мощность испытательного порта и параметры полосы пропускания по ПЧ.



Если необходимо получить максимально возможный динамический диапазон, мы рекомендуем использовать наименьшую возможную полосу пропускания. Возрастание выходной мощности тестового порта может также помочь улучшить динамический диапазон. Конечно, ИУ и измерительный приемник не должны выходить за пределы линейной работы. Выходная мощность испытательного порта на уровне -10 дБм или 0 дБм часто используется как стандартное значение.

Блок автоматической калибровки используется для упрощения процесса калибровки. Как только подключено ИУ, определяется внедрение виртуальных цепей на логическом порту 2 с параллельной индуктивностью в 15 нГн .

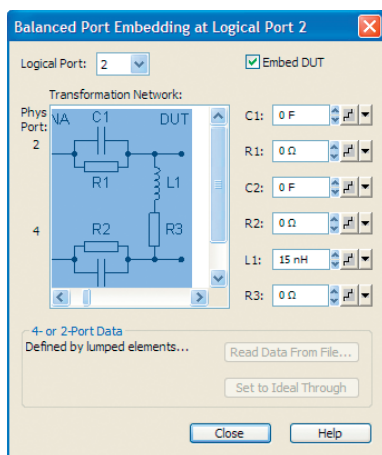


Рис. 4.12.2

Встраивание с параллельной индуктивностью в 15 нГн .

Для центральной частоты графики на рис. 4.12.3 показывают коэффициент отражения $s_{cs11} \approx 0$ в порту 1 и коэффициент отражения дифференциального режима $s_{dd22} \approx 0$ в порту 2. Это означает, что область пропускания показывает хорошее входное/выходное согласование для несимметричной и симметричной конфигурации, в которой используется фильтр. Коэффициент отражения синфазного режима s_{cc22} в порту 2 в области пропускания соответствует более или менее полному отражению. Поскольку мощность обрезается как результат полного отражения в ИУ, этот режим не подходит больше для передачи. Коэффициенты передачи s_{cs12} и s_{cs21} для синфазных сигналов имеют поэтому очень низкие значения. Коэффициент передачи s_{dc21} характеризует передачу несимметричного сигнала из порта 1 в сигнал дифференциального режима в порту 2. Это является главной желательной функцией фильтра. Следовательно, параметр s_{ds21} демонстрирует полосно-пропускающую характеристику фильтра. Величины s_{dc22} и s_{cd22} преобразование режима, которое возникает в результате отражения в порту 2. Обе они имеют очень маленькие значения, это является желательным, потому что это упрощает разделение синфазного и дифференциального сигналов в последующих частях цепи.

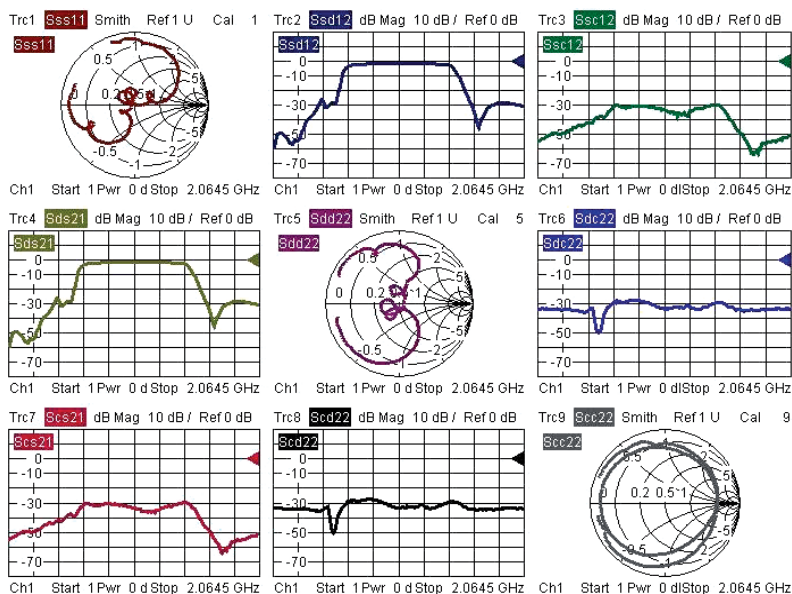


Рис. 4.12.3 S -параметры смешанного режима для фильтра поверхностных акустических волн.

Теперь мы хотели бы проанализировать параметры s_{ds21} и s_{cc11} более детально. Используя специальные маркерные функции, можно автоматически определять частоты отсечки по уровню 3 дБ, центральную частоту f_c и Q фактор (добротность) графика s_{ds21} (см. рис. 4.12.4).



Центральная частота f_c полосового фильтра обычно определяется как среднее значение частот верхней и нижней границ по уровню 3 дБ. Разница между верхней и нижней границами известная как полоса пропускания B по уровню 3 дБ. Другая важная величина это коэффициент качества Q . Она удовлетворяет следующему уравнению в случае одиночной резонансной цепи или одиночного резонатора:

$$Q = \frac{\text{Энергия, запасенная в резонаторе}}{\text{Энергия, рассеиваемая за период резонанса}}$$

Тем не менее, коэффициент качества (Q фактор) может всегда быть интерпретирован как обратная величина относительной полосы пропускания, т.е. $Q = f_c/B$.

Чтобы считать простым образом согласование на частотных краях по уровню 3 дБ из s_{cc11} и s_{dd22} из графики, можно использовать функцию связанных маркеров.



Связь маркеров делает их также видимыми на всех других кривых отклика. Положение маркеров на оси сигнала возбуждения основано на отклике, который выбран, когда связь активируется.

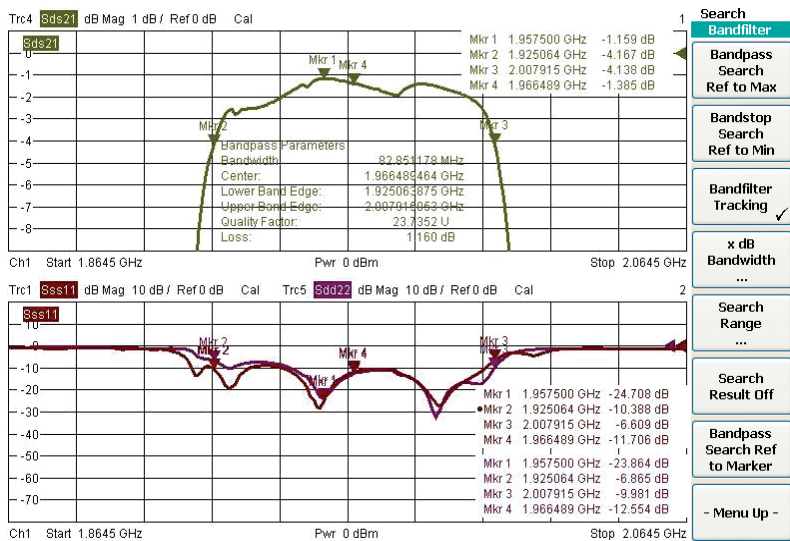


Рис. 4.12.4 Измерение полосы пропускания и центральной частоты.

Используя статистические функции, можно оценить, например, пульсации графика. В этом процессе максимальное и минимальное значения рассчитываются вместе со средним значением для конкретного участка графика. В последующем мы хотели бы проанализировать пульсации амплитуды и группового запаздывания $s_{\text{сдс21}}$. В этом примере полоса пропускания фильтра с его полосой в 3 дБ конкретизируется как диапазон оценивания статистической функции (см. рис. 4.12.5). Ширина шага апертуры должна быть определена эмпирически.

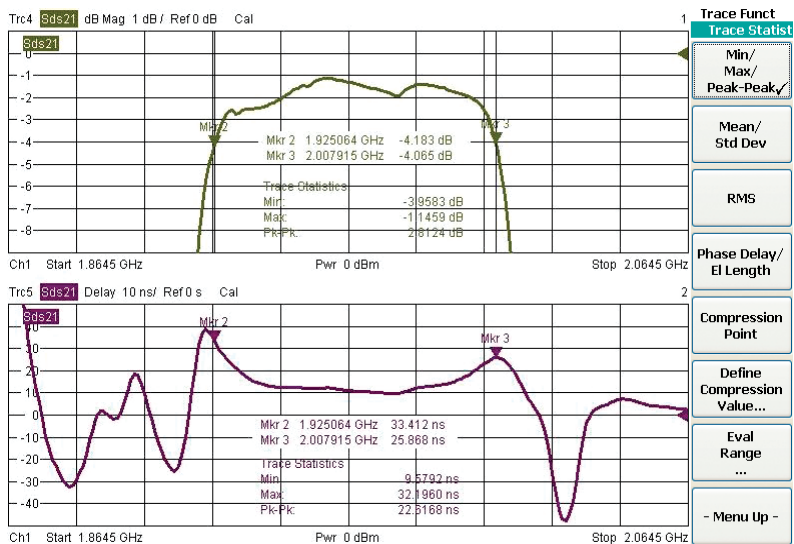
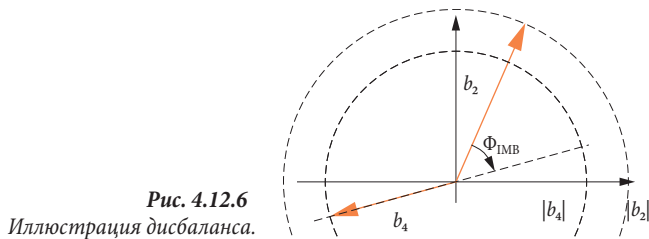


Рис. 4.12.5 Измерение пульсаций амплитуды и группового запаздывания.

Для любого генерирования дифференциальных сигналов, подобного порту 2 фильтра, мы интересуемся, имеется ли коэффициент качества для сигнала дифференциального режима. Вот почему был введен термин **дисбаланс** (англ. Imbalance – ИМВ). Мы можем различать **амплитудный дисбаланс** $a_{\text{ИМВ}}$ и **фазовый дисбаланс** $\Phi_{\text{ИМВ}}$.



Амплитудный дисбаланс $a_{\text{ИМВ}}$ рассчитывается из отношения амплитуд несимметричных волн b_2 и b_4 , которые формируют симметричный логический порт. Идеально, обе они имеют одинаковые амплитуды. Значения обычно указываются в дБ. С трех-портовым устройством (рис. 4.12.1) мы можем определить из несимметричных S-параметров s_{21} и s_{41} .

$$a_{\text{ИМВ}} = 20 \lg \left| \frac{b_2}{b_4} \right| \text{ дБ} = 20 \lg \left| \frac{s_{21}}{s_{41}} \right| \text{ дБ} \quad (4.12-1)$$

Фазовый дисбаланс Φ_{IMB} характеризует отклонения фазы от идеального значения $\arg(b_2) - \arg(b_4) = 180^\circ$. Для устройства, показанного на рис. 4.12.1, мы можем рассчитать Φ_{IMB} из несимметричных S-параметров s_{21} и s_{41} .

$$\Phi_{\text{IMB}} = \arg\left(\frac{b_2}{b_4}\right) - 180^\circ = \arg\left(\frac{s_{21}}{s_{41}}\right) - 180^\circ \quad (4.12-2)$$

В дополнение, нам необходима величина, которая характеризует разницу между **коэффициентом усиления по мощности синфазного режима** G_c и **коэффициентом усиления по мощности дифференциального режима** G_d . Эта величина известная как **коэффициент подавления синфазного режима** (КПСР, в англ. CMRR).

$$d_{\text{CMR}} = 10 \lg \frac{G_d}{G_c} \text{ дБ} \quad (4.12-3)$$

Для цепи, показанной на рис. 4.12.1, коэффициент усиления по мощности дифференциального сигнала G_d измеряется между логическим портом 1 и логическим портом 2. Только мощность дифференциального сигнала рассматривается на симметричном логическом порту 2. Коэффициент усиления по мощности синфазного сигнала также измеряется между логическими портами 1 и 2, но только мощность синфазного сигнала рассматривается на симметричном логическом порту 2. Основываясь на измеренных величинах, показанных на рис. 4.12.3, можно рассчитать коэффициент подавления синфазного сигнала следующим образом:

$$d_{\text{CMR}} = 20 \lg \frac{|s_{ds21}|}{|s_{cs21}|} \text{ дБ} \quad (4.12-4)$$

4.13 Измерение времени переключения и эффектов дрейфа

Электромеханические переключатели (ВЧ реле) иногда используются для переключения ВЧ сигналов. Они обычно шумно работают, и время переключения находится в диапазоне нескольких миллисекунд. Кроме такого решения, переключатели могут быть основаны на полевых транзисторах (например, переключатель на полевых транзисторах, переключатель на GaAs приборах). Они не

имеют медленных механических приводных механизмов и могут реагировать быстрее. Но они все-таки требуют времени на переключение, которое, главным образом, связано с эффектами заряда и разряда. В этом контексте, общей практикой является указывать время переключения, которое соответствует от 10 % до 90 % значения коэффициента передачи. Соответствующее время переключения обычно расположено в диапазоне до нескольких сотен наносекунд.

Измерение времени переключения с использованием внешнего запуска

Для характеризования времени переключения измеряется передача a_{s21} или модуль коэффициента передачи $|s_{21}|$, используя временное качание. На анализаторе включается режим **внешнего запуска**. Устройство запуска должно быть сконфигурировано так, чтобы точно одно качание запускалось бы от состояния устройства запуска. Сигнал запуска отводится как сигнал уровня 3,3 В транзисторно-транзисторной логики (TTL) и поступает через разъем EXT TRIGGER (внешний запуск) анализатора цепей. Используя цепь из резисторов, напряжение может быть адаптировано, как это требуется. В случае электромеханических переключателей отвод должен быть всегда организован в цифровой части контроллера переключателя. Сигнал, который следует прямо к электромеханическому приводному механизму, никогда не должен использоваться, поскольку он может создавать **самонаводящее напряжение** в процессе переключения. При некоторых обстоятельствах это напряжение может кратковременно достигать значения 100 В или больше. Это может вызвать неисправности в системе запуска ли даже повреждение анализатора цепей в самом плохом случае.

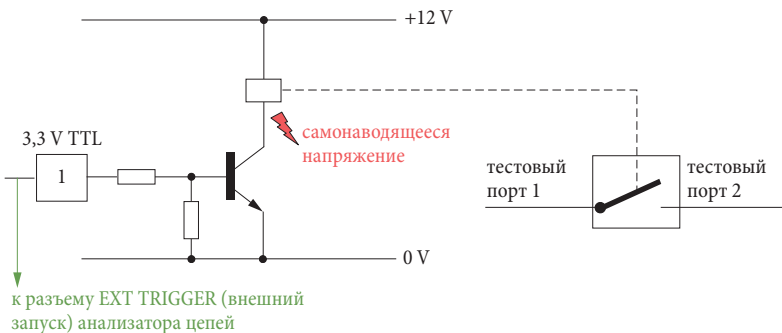


Рис. 4.13.1 Подключение сигнала запуска.

Рис. 4.13.2 показывает коэффициент передачи для ВЧ реле после того, как оно переключилось. Временная развертка была запущена, используя режим **trigger delay (задержка запуска)** в 11 мсек. В этом случае изменения в передаче могут наблюдаться очень легко, используя линейный масштаб по амплитуде. Щелчок переключателя является причиной статистических флуктуаций. Это делает необходимым измерение множества операций по переключению. Базируясь примерно на 25 измерениях, маркер 1 был установлен на значение времени, после которого никаких щелчков не ожидается.

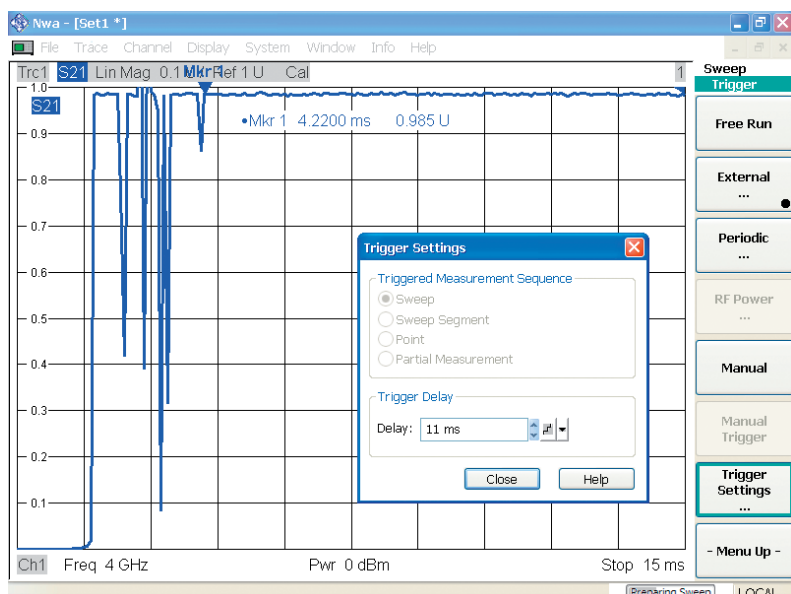


Рис. 4.13.2 Результаты измерений для щелчка переключателя вместе с установками запуска.

Измерения дрейфа с использованием ВЧ запуска

В переключателях, основанных на полевых транзисторах, мы также интересуемся дрейфом переключателя. Мы можем наблюдать, например, запаздывание уровня от значения при 90 % до значения при 99,9 % величиной 120 мс. Измерение может быть запущено прямо от ВЧ сигнала, так что не требуется сигнала внешнего запуска. При измерении передачи s_{21} следует выбирать ВЧ уровень волновой величины b_2 . Порог запуска должен быть правильно адаптирован. При этом режиме запуска анализатор цепей контролирует ВЧ уровень и запускает развертку так скоро, как только конкретный порог запуска будет превышен.

Измерение дрейфа с использованием запуска от программного продукта

Не все анализаторы цепей имеют ВЧ запуск. Для рис. 4.13.3 и рис. 4.13.4 была выбрана временная развертка со временем свипирования 1 с. Был выбран режим ручного запуска. Используя программу, запущенную на внешнем компьютере, качание может запускаться и тогда, когда ИУ (переключатель на полевых транзисторах) включается. Это известно как асинхронный запуск. График (модуль и фаза) передается на внешний компьютер и тогда поведение ВЧ запуска моделируется, т.е. в данных графика выполняется поиск времени, за которое параметр s_{21} превышает конкретный порог, скажем, -30 дБ от первого времени. Данные графика перед этим временем отбрасываются. Оставшийся интервал наблюдения ограничен, скажем, 200 мс. Все графики на рис. 4.13.3 и рис. 4.13.4 нормированы к конечному значению в стационарном состоянии (здесь среднее последних 50 измеренных значений).

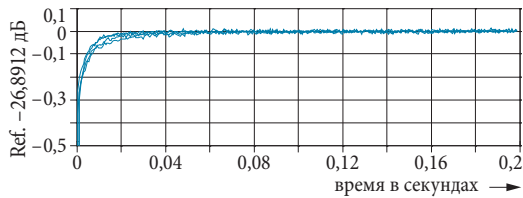


Рис. 4.13.3
Время переключения переключателей на полевых транзисторах с малым дрейфом.

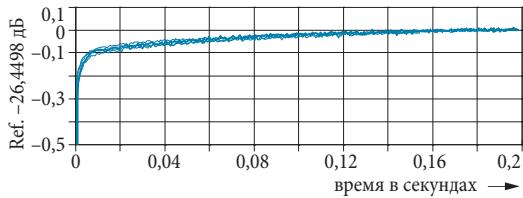
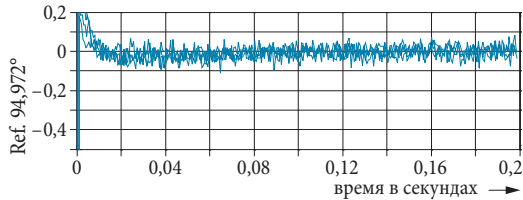
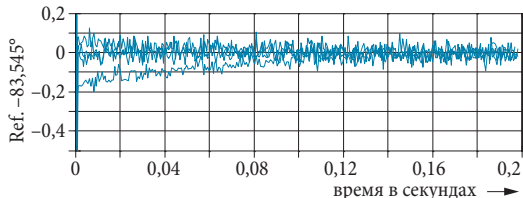


Рис. 4.13.4
Время переключения переключателей на полевых транзисторах с большим дрейфом.



Одна проблема, которая возникает при анализе быстрых операций по переключению, заключается в том, что для анализатора цепей требуется время качания порядка 1 с, чтобы обработать временные флуктуации, которые имеют место при асинхронном запуске. Однако, анализаторы цепей, используемые в контексте настоящей книги, обеспечивают очень большое максимальное число точек измерения (20 001 точку), так что разрешение порядка 0,05 мс между индивидуальными точками измерений может быть достигнуто вместе с подходящей полосой пропускания измерений. Это означает, что процессы с порядком величины 1 мс могут быть измерены без проблем, несмотря на время свипирования 1 с.

Программное обеспечение, необходимое для выполнения таких измерений, может быть записано, используя язык сценариев Matlab® из The MathWorks. Дистанционное управление тестовыми приборами, используя Matlab®, описано, например, в замечаниях по применению [1EF46]. Этот документ также описывает процедуру установки, необходимую для использования функции mexrsib. Следующая программа в кодах представляет одну возможную реализацию, которая основана на SCPI командах дистанционного управления для семейства анализаторов цепей, используемых здесь. Контроллер (персональный компьютер) соединяется с тестовым прибором через LAN (локальную сеть). Последовательный интерфейс компьютера (RS-232-C) используется для управления переключателем. Последовательный интерфейс обычно имеет 9-штырьковый Sub-D разъем и PIN 4 (Signal DTR) используется для включения и выключения переключателя. Время нарастания этого сигнала зависит от компьютера, который используется (в нашем случае 88 нсек). Напряжение сигнала DTR (типично -12 В или +12 В) должно быть адаптировано, используя соответствующие цепи. Тракт ВЧ измерений лежит между тестовыми портами 1 и 2 анализатора цепей.


```

% Measurement of the switching behavior with an
% asynchronous trigger
% Language : Matlab Version 7 (R14)
% Test instrument: R&S (R) ZVA, R&S (R) ZVB, R&S (R) ZVT
% History : December 16, 2005, M. Hiebel, author

% ** Constants**
ipAdrZvb = '99.999.99.99'; % Enter IP address of ZVB here!
rfTiggerLevel = -30; % Trigger level
maxTime = 0.2; % Length of time segment in s
maxLevelScale = 10; % Maximum scale value for level in dB
minLevelScale = -50; % Minimum scale value for level in dB
maxPhaseScale = 180; % Maximum scale value for phase in °
minPhaseScale = -180; % Minimum scale value for phase in °

% ** Prepare the RS-232-C connection on COM1 port **
instrreset; % Close open connection if necessary,
% e.g. COM1
s = serial('COM1'); % Set DTR to nominal -12V,
% i.e. switch is opened

% ** Set up LAN connection to ZVB **
hdl = mexrsib('ibfind', ipAdrZvb); % Handle for RSIB.DLL

% ** Transmit instrument settings to ZVB **
mexrsib('ibwrt', hdl, '*RST'); % Preset
mexrsib('ibwrt', hdl, '*OPC?'); % Wait until...
dummy = mexrsib('ibrd', hdl); % instrument ready
mexrsib('ibwrt', hdl, 'TRIG:SOUR MAN'); % Manual trigger
mexrsib('ibwrt', hdl, 'SENS1:BWID 10kHz'); % IF bandwidth
mexrsib('ibwrt', hdl, 'SOUR:POW 0 dBm'); % Output power
mexrsib('ibwrt', hdl, 'SENS1:SWEEP:TYPE POINT'); % CW sweep
mexrsib('ibwrt', hdl, 'SENS1:FREQ:CW 1GHZ'); % Center freq.
mexrsib('ibwrt', hdl, 'SENS1:SWE:POIN 801'); % 801 points
mexrsib('ibwrt', hdl, 'SENS:SWE:TIME 1S'); % Sweep time 1s
mexrsib('ibwrt', hdl, '*OPC?'); % Wait until...
dummy = mexrsib('ibrd', hdl); % instrument ready

% ** Activate trigger and turn on switch **
pause(1) % Matlab waits 1 s
mexrsib('ibwrt', hdl, '*TRG'); % Activate trigger
pause(0.01)
fopen(s) % Set DTR to nominal +12V
mexrsib('ibwrt', hdl, '*OPC?'); % Wait until...
dummy = mexrsib('ibrd', hdl); % measurement complete

% ** Read out amplitude values from ZVB **
mexrsib('ibwrt', hdl, 'CALC1:PAR:SEL „Trc1“'); % Select Trc1
mexrsib('ibwrt', hdl, 'CALC1:FORM MAGN'); % Format dB
mexrsib('ibwrt', hdl, 'CALC1:DATA? FDATA'); % Request...
ascBuffer = mexrsib('ibrd', hdl); % and read out
ascBuffer = strrep(ascBuffer, ',', ' '); % Replace all commas
% with spaces
vectLev = sscanf(ascBuffer, '%f'); % Convert into
% numerical vector

```

```

% ** Read out phase values from ZVB **
mexrsib('ibwrt', hdl, 'CALC1:FORM PHAS'); % Format phase
mexrsib('ibwrt', hdl, 'CALC1:DATA? FDATA'); % Request trace
ascBuffer = mexrsib('ibrd', hdl); % and read out
ascBuffer = strrep(ascBuffer, ',', ' '); % Replace commas
% with spaces
vectPhas = sscanf(ascBuffer, '%f'); % Convert into
% numerical vector

% ** Define time axis **
vectTime = 1/800 * [0:800]

% ** Determine exact trigger time point **
aboveIdx = min(find(vectLev>rfTiggerLevel));
belowIdx = max(find(vectLev<rfTiggerLevel));
if isempty(aboveIdx) | isempty(belowIdx)
    disp('The RF level was not exceeded');
    return;
end % if
trigTime = interp1(vectLev(belowIdx:aboveIdx), ...
    vectTime(belowIdx:aboveIdx), ...
    rfTiggerLevel, 'linear');
disp(['Trigger time point.....:', num2str(trigTime, ...
    '%3.5f'), ' s']);

% ** Calculation of the automatic reference level **
offsLevel = mean([vectLev((length(vectLev)- ...
    50):length(vectLev))] );
offsPhase = mean([vectPhas((length(vectPhas)- ...
    50):length(vectPhas))] );
disp(['Automatic reference level...:', ...
    num2str(offsLevel, '%3.5f'), ' dB']);
disp(['Automatic reference phase...:', ...
    num2str(offsPhase, '%3.5f'), ' °']);
% ** Include trigger time point and reference level in
computation **
timeAxis = vectTime - trigTime;
level = vectLev - offsLevel;
phase = vectPhas - offsPhase;

% ** Graphical output by Matlab **
subplot(2,1,1);
    hold on; grid on;
    title(['Software trigger']);
    plot(timeAxis, level, '-');
    handAxes1 = gca; % Handle for current axis
    set(handAxes1, 'XLimMode','manual',...
        'XLim',[0 maxTime],...
        'YLimMode','manual',...
        'YLim',[minLevelScale maxLevelScale],...
        'XGrid','on', 'YGrid','on');
    ylabel(['Ref.', num2str(offsLevel, '%2.4f'), 'dB']);
subplot(2,1,2);
    hold on; grid on;
    plot(timeAxis, level, '-');

```

```

handAxes1 = gca; % Handle for current axis
set(handAxes1, 'XLimMode', 'manual', ...
    'XLim', [0 maxTime], ...
    'YLimMode', 'manual', ...
    'YLim', [minPhaseScale maxPhaseScale], ...
    'XGrid', 'on', 'YGrid', 'on');
ylabel(['Ref.', num2str(offPhase, '%3.3f'), '°']);
mexrsib('ibloc', hdl); % ZVB returns to local operation

```

4.14 Измерения усилителей, работающих в импульсном режиме

В области мобильных коммуникаций выходные усилители часто работают в режиме, который известен как **импульсный рабочий режим**. В GSM мобильном телефонном стандарте (Global System for Mobile Communications – Глобальная Система для Мобильных Коммуникаций) усилители работают в **таймслоте** длиной 577 мксек, который повторяется с периодичностью 8 таймслотов (4,616 мсек). Эти рабочие условия не могут быть изменены в процессе измерений, используя анализатор цепей по следующим причинам:

- ◆ Усилители обычно не проектируются для непрерывной работы. Они могут быть повреждены, если их время включения серьезно превышено.
- ◆ Мы хотели бы внимательно изучить поведение компонентов при реальных условиях работы.

Сигналы от функционального генератора включают и выключают ИУ. Выход SYNC (синхронизация) функционального генератора соединяется со входом EXT TRIGGER (внешний запуск) анализатора цепей. Режим внешнего запуска включается на анализаторе цепей. Он должен быть сконфигурирован таким образом, чтобы точно одна точка измерений регистрировалась на каждом цикле запуска. Это известно как **точечный запуск**. Реальное измерение выполняется как измерение передачи с использованием частотного качания. В нашем случае диапазон качания регулируется до частот GSM спутникового канала, т.е. от 1710 МГц до 1850 МГц (GSM 1800) или от 880 МГц до 960 МГц (GSM 900).

Задержка запуска в 100 мксек предотвращает от того, чтобы измерения выполнялись в то время, когда ИУ еще устанавливается в свое стационарное состояние. Полосы пропускания по ПЧ анализа-

торов должны выбираться так, чтобы время установления фильтра ПЧ было достаточно коротким, чтобы рабочий цикл выполнялся за оставшийся временной интервал. (В нашем случае мы рассчитали оставшееся время как $577 \text{ мксек} - 100 \text{ мксек} = 477 \text{ мксек}$).

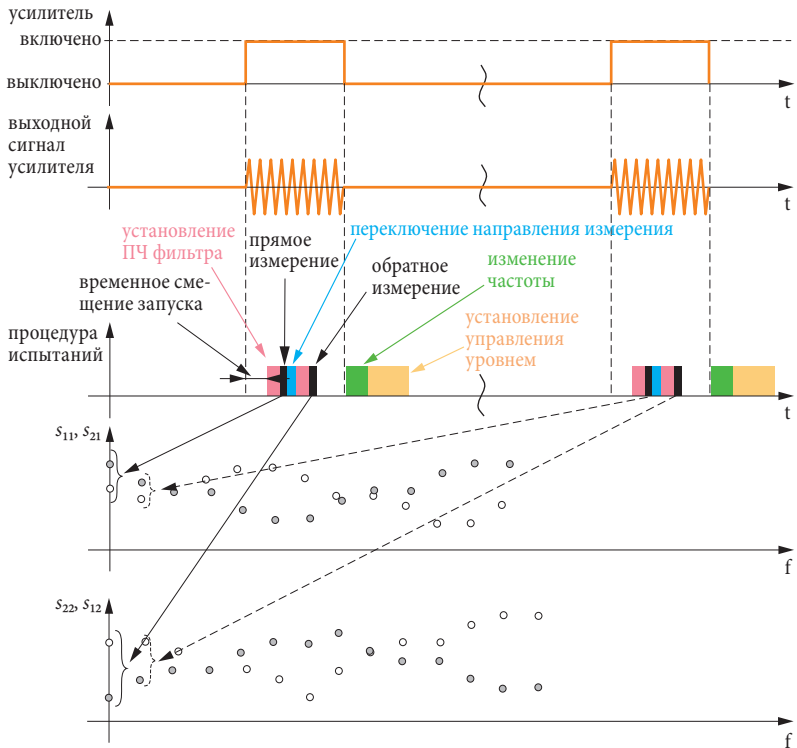


Рис. 4.14.1 Процедура измерений с двухпортовой калибровкой.

Поскольку одна точка измерений регистрируется каждые $4,616 \text{ мсек}$, качание, содержащее 201 точку потребует время качания около 928 мсек .

Полная двух-портовая калибровка обычно включается для этого измерения. Независимо от выбранного S-параметра, анализатором должны измеряться все двух-портовые S-параметры. Анализатор должен выполнять прямое и обратное измерения в пределах интервала времени 477 мксек . Необходимое время является суммой времени, требуемого для изменения направления плюс время установления ПЧ фильтра для каждого направления. Типичное время измерения тогда равно 82 мсек , если система автоматиче-

ского управления уровнем выключена и используется полоса пропускания 100 кГц. В отличие от этого, время измерения величиной 31 мсек может достигаться без полной двух-портовой калибровки.

Некоторые анализаторы цепей также обеспечивают режим **частичного запуска**. Если выбран этот режим, то импульс запуска будет только запускать частичное измерение. Для определения частичного измерения, пожалуйста, обратитесь к разделу 2.7.1. Тогда изменение направления измерения может иметь место в паузы запуска (состояние OFF (выключено) усилителя на рис. 4.14.1). В этом случае, даже если включена коррекция системной ошибки, можно достичь время измерения примерно 31 мксек на каждый запуск. Однако, время качания тогда будет вдвое больше, скажем, 1855 мсек вместо 928 мсек.

4.15 Измерение эффективности (КПД)

Оборудование для мобильных радио применений, таких как мобильные телефоны, GPS приемники и т.д., главным образом, работают от батарей или перезаряжаемых элементов (аккумуляторов). Следовательно, низкая потребляемая мощность это одно из важнейших требований. Главный фактор для этого это ВЧ тракт, использующий усилители с высокой **эффективностью**.

Эффективность приращения мощности говорит нам о том, какая часть мощности, идущей к усилителю от источника питания реально преобразуется в ВЧ мощность. Преобразованная ВЧ мощность равна разности между выходной ВЧ мощностью и входной ВЧ мощностью ИУ (обычно усилителя).

$$P_{\text{вч}} = P_{\text{вч, вых}} - P_{\text{вч, вх}} \quad (4.15-1)$$

Мощность, которая отражается входом усилителя из-за рассогласования, рассматривается как вклад в потери мощности. Для ВЧ входной мощности мы можем тогда предположить, что $P_{\text{вч, вх}} = |a_1|^2$. Выходная мощность есть мощность $P_{\text{вч, вых}} = |b_2|^2$, которая передается в согласованную нагрузку.

$$P_{\text{вч}} = |b_2|^2 - |a_1|^2 \quad (4.15-2)$$

Из приведенных мощностей мы можем рассчитать эффективность (КПД) усилителя следующим образом:

$$\eta(f, P_{\text{вч, вх}}) = \frac{|b_2|^2 - |a_1|^2}{P_{\text{DC}}} \quad (4.15-3)$$

В усилителях КПД η обычно зависит от входной мощности, рабочей частоты и температуры компонентов схемы. Используя частотное качание или качание по мощности, можно проанализировать эффективность как функцию некоторых различных параметров. Как общее правило, эффективность будет иметь максимум в окрестности точки 1 дБ-ной компрессии, в то время как она обычно уменьшается в диапазоне верхних рабочих частот усилителя.

Современные анализаторы цепей часто имеют активные испытательные порты (см. также раздел 2.4.3). Это дает возможность организовать источник постоянного питания через вход PORT BIAS (порт смещения) анализатора цепей, предполагая, что ИУ само не имеет собственной цепи DC смещения. Если анализатор цепей имеет пассивную испытательную установку, то DC связь должна быть обеспечена между точками смещения ИУ и тестовыми портами анализатора.

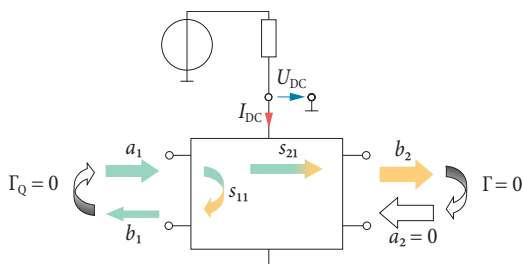


Рис. 4.15.1
Величины для определения эффективности (КПД).

Анализатор цепей имеет специальные **входы для измерений на постоянном токе (DC MEAS)**, чтобы измерять потребляемую испытываемым устройством DC мощность. Напряжение U_{DC} может обычно прикладываться прямо к этим входам. Однако ток I_{DC} должен измеряться опосредованно, как падение напряжения на **прецизионном резисторе**. С другой стороны, некоторые усилители поставляются с использованием источника постоянного тока. Численное значение тока тогда вводится в анализатор цепей, так что нет необходимости измерять ток. Подобная процедура может быть

использована, если усилитель снабжен постоянным напряжением. Следующая таблица иллюстрирует несколько выбранных концепций источников питания вместе с их соответствующими измеренными величинами. Расчет константы k , требуемый анализатором цепей, также учтен.

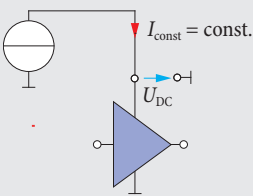
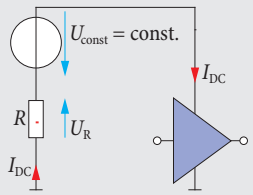
DC измерительная цепь	Описание и формулы
	<p>Конфигурация 1: питание постоянным током</p> $P_{DC} = I_{const} \cdot U_{DC} = k \cdot U_{DC}$ <p>Точное вычисление DC мощности требует только измерения напряжения U_{DC} на ИУ. Анализатор цепей информируется о токе I_{const} в форме константы k в А или Вт/В</p>
	<p>Конфигурация 2: питание постоянным напряжением</p> $P_{DC} = I_{DC} \cdot U_{const} = k \cdot U_R$ <p>Рассеянием мощности в резисторе R пренебрегаем. Напряжение U_R отводится дифференциально с резистора R и используется для непрямого измерения тока. Мы знаем, что $I_{DC} = U_R/R$ и тогда $k = U_{const}/R$</p>
	<p>Конфигурация 3: резистор нагрузки R_L</p> $P_{DC} = I_{DC} \cdot U_{DC} = k \cdot U_R U_{DC}$ <p>Напряжение на ИУ измеряется как U_{DC}. Как и прежде, измерение тока производится опосредованно на резисторе R. Мы знаем, что $I_{DC} = U_R/R$ и тогда $k = 1/R$</p>

Таблица 4.15.1 Измерительные цепи для определения P_{DC} .

Следующий рисунок иллюстрирует измерение КПД для усилителя с сигналом низкой амплитуды. Конфигурация 2 была выбрана для использования в качестве нашей DC измерительной цепи. Качание частоты покрывает диапазон от 300 МГц до 3,3 ГГц. Используя калибровку мощности, были откалиброваны волновые величины a_1 и b_2 , которые существенны в этом измерении. Из-за относительно низкой выходной мощности ИУ (1 мВт) и потребления мощности по DC приблизительно 1,5 Вт (126 мА при 12 В), была измерена эффективность менее, чем 0,1 %, в рабочем диапазоне частот (300 МГц до 1 ГГц).

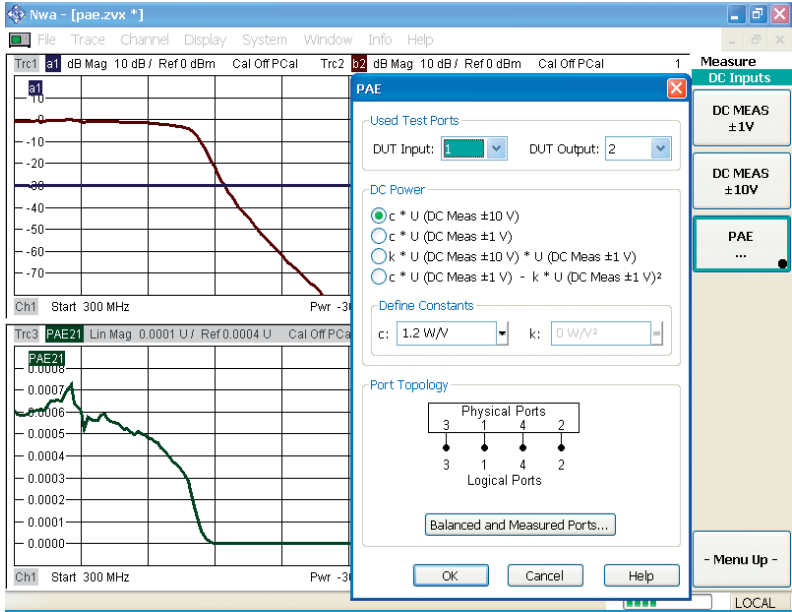


Рис. 4.15.2 Пример определения эффективности (КПД).

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