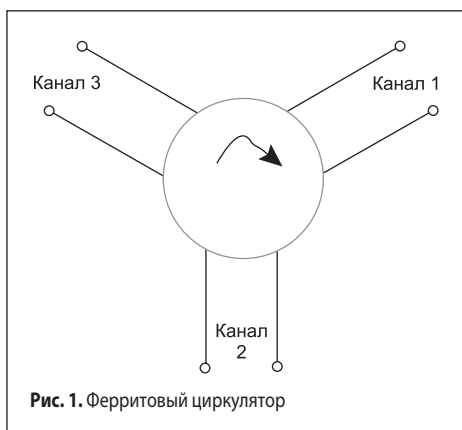


Сергей Ефимов
efimov.sv@gmail.com

Методика калибровки для измерения ферритовых циркуляторов

Проведение измерений невязанных устройств, таких как ферритовые циркуляторы (рис. 1), с использованием многоканальных измерительных анализаторов цепей ускоряет процессы тестирования при массовом производстве. Однако предусматривает тонкости подключения и предварительной калибровки, позволяющей более точно оценить все параметры измеряемого циркулятора.

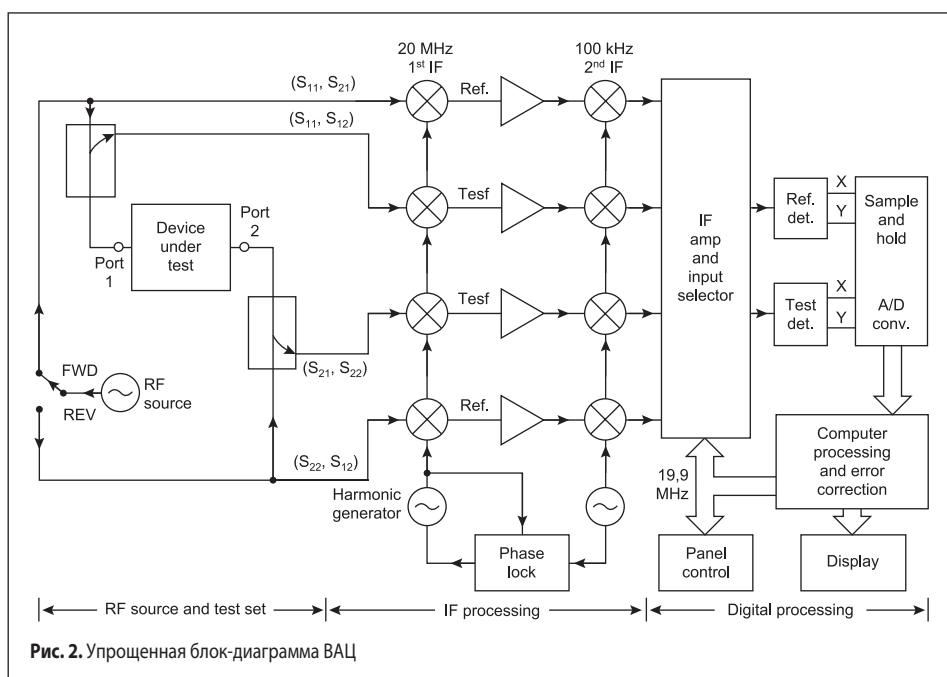
Известный способ измерить развязку циркулятора — включить в развязывающее плечо «идеальную» нагрузку, но измерительный канал не является таковым, и приходится в измерительный тракт включать поглощающий аттенюатор, который убирает ненужное отражение и в свою очередь вносит погрешность при измерении остальных параметров. В статье рассмотрена методика калибровки и измерения ферритового циркулятора, с чьей помощью можно избавиться от включения в измерительный тракт согласующих аттенюаторов.



Векторный анализатор цепей

Параметры матрицы рассеяния активных и пассивных цепей можно измерить с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ), который представляет собой 2–4-портовый приемник, созданный для обработки амплитуды и фазы переданных и отраженных волн цепи. Упрощенная блок-диаграмма прибора изображена на рис. 2. В процессе работы ВЧ-сигнал обычно настроен на качание в определенной полосе частот. Четыре канала образцовых рефлектометров падающей, отраженной, и прошедшей ВЧ-волны; переключатель позволяет менять направление из канала 1 или канала 2. Четыре канала

двойного преобразования трансформируют эти сигналы в 100-кГц ПЧ, которые детектируют и преобразуют в цифровую форму. Встроенный компьютер выполняет расчет и вывод амплитуды и фазы матрицы рассеяния или параметров, которые могут быть вычленены из полученных данных, такие как КСВ, обратные потери, групповая задержка, волновое сопротивление и т. д. Важная особенность ВАЦ — существенное улучшение точности измерений при помощи ПО, обеспечивающего корректировку ошибок. Ошибки, вызванные рассогласованностью направленного ответвителя, несовершенной направленностью, потерями и амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) всей системы анализатора, подсчитываются при помощи модели ошибок, описываемой 12 выражениями и процедурой калибровки. Еще одна полезная особенность — возможность определять во временной области реакцию цепи путем вычисления обратного преобразования Фурье преобразованием частотной области данных.



Матрица передачи ABCD

Параметры Z, Y, и S могут быть использованы для описания ВЧ-цепи с произвольным количеством каналов. Однако на практике множество ВЧ-цепей содержит каскадное соединение двух или более четырехполюсников. Для таких целей подходит определение «2×2-передача» или «ABCD-матрица» для каждого четырехполюсника. В дальнейшем будет показано, что ABCD-матрица в каскадном соединении двух- или более четырехполюсников может быть легко найдена перемножением ABCD-матриц двух отдельных каналов.

ABCD-матрица, определенная для четырехполюсника и представленная в терминах напряжений и токов, показана на рис. 3 и в следующем выражении:

$$V_1 = AV_2 + BI_2, \quad I_1 = CV_2 + DI_2$$

или в форме матрицы:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Важное замечание к рис. 3а: направление тока I_2 , вытекающего из канала 2, будет использовано в матрице ABCD при каскадном соединении; ток I_2 будет таким же, как и тот, что течет в соседнюю цепь, как показано на рис. 3б. Левая часть выражения (1) показывает напряжение и ток в канале 1. Колонка в правой части выражения (1) показывает напряжение и ток в канале 2.

При каскадном соединении двух четырехполюсников, показанных на рис. 3б:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (2a)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}. \quad (26)$$

Подставляя (26) в (2а), получаем:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

Это показывает, что ABCD-матрица при каскадном соединении двух четырехполюсников равна произведению ABCD-матриц, представляющих индивидуальный четырехполюсник. Необходимо обратить внимание, что порядок умножения матриц должен быть такими же, как и порядок, в котором расположены цепи, поскольку умножение матриц не является коммутативным.

Полезность представления ABCD-матрицы заключается в том, что ее библиотека для элементарного четырехполюсника может быть создана и применена в качестве строительных блоков в более сложных СВЧ-цепях, состоящих из каскадного соединения простых четырехполюсников. В таблице 1 представлен ряд часто используемых четырехполюсников и их ABCD-матрицы.

Эквивалентные цепи для четырехполюсников

Четырехполюсник часто встречается на практике, поэтому заслуживает отдельного внимания. Полезные соотношения, используемые в описании четырехполюсника, приведены в таблице 2.

Как видно в таблице 2, четырехполюсник можно описать с помощью импеданса:

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2, \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2, \end{aligned} \quad (4)$$

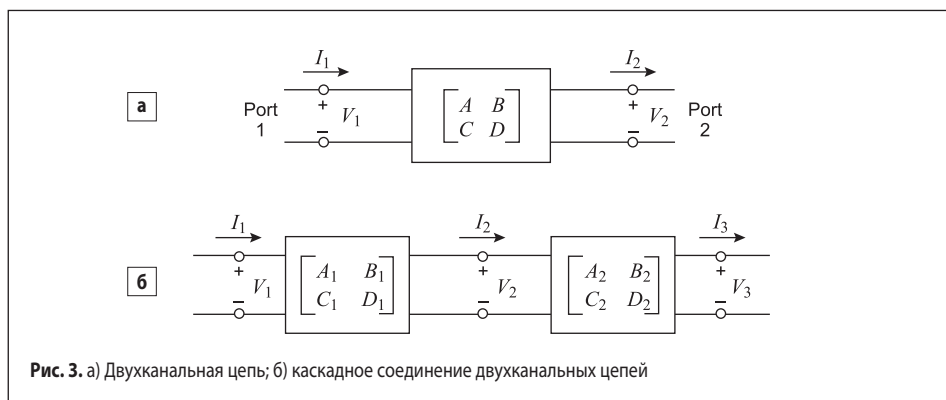


Таблица 1. ABCD-параметры часто используемых четырехполюсников

Цепь	Параметры ABCD	
	$A = 1$ $C = 0$	$B = Z$ $D = 1$
	$A = 1$ $C = Y$	$B = 0$ $D = 1$
	$A = \cos \beta l$ $C = jY_0 \sin \beta l$	$B = jZ_0 \sin \beta l$ $D = \cos \beta l$
	$A = N$ $C = 0$	$B = 0$ $D = 1/N$
	$A = 1 + Y_2/Y_3$ $C = Y_1 + Y_2 + Y_1 Y_2 / Y_3$	$B = 1/Y_3$ $D = 1 + Y_1/Y_3$
	$A = 1 + Z_2/Z_3$ $C = 1/Z_3$	$B = Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2 / Z_3$ $D = 1 + Z_2/Z_3$

или проводимости:

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2, \\ I_2 &= Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2, \end{aligned}$$

Если цепь взаимна, то $Z_{12} = Z_{21}$ и $Y_{12} = Y_{21}$. Эти представления, естественно, приводят к T и π эквивалентным схемам, показанным на рис. 4. Соотношения из таблицы 2 могут быть использованы для нахождения остальных параметров цепи.

Другие эквивалентные схемы также могут быть использованы для описания четырехполюсника. Если четырехполюсник взаимный, то существует шесть степеней свободы (реальная и мнимая части трех матриц) — таким образом, эквивалентная цепь будет иметь шесть независимых параметров. Невзаимная цепь нельзя представить как пассивную эквивалентную схему, используя взаимные элементы.

Если цепь имеет потери, это хорошая аппроксимация для многих практических применений четырехполюсников. Некоторые упрощения можно делать в эквивалентной

схеме. Матрицы проводимости и импеданса — исключительно мнимые для цепей с потерями. Это уменьшает число степеней свободы до трех, следовательно, T и π эквивалентные схемы (рис. 4) могут быть построены из чисто реактивных элементов.

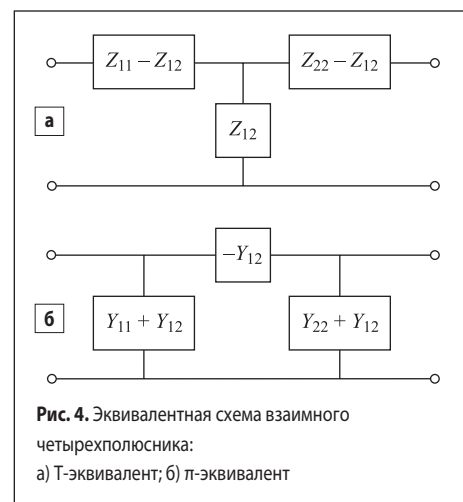


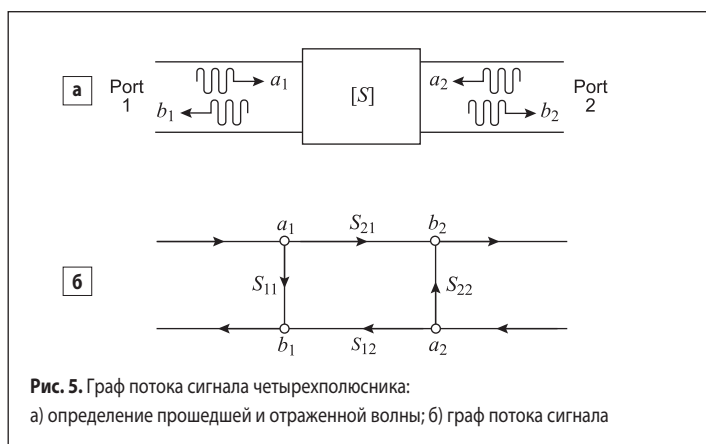
Таблица 2. Основные соотношения параметров четырехполюсника

	S	Z	Y	ABCD
S_{11}	S_{11}	$\frac{(Z_{11}-Z_0)(Z_{22}+Z_0)-Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_0-Y_{11})(Y_0+Y_{22})+Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{A+B/Z_0-CZ_0-D}{A+B/Z_0+ CZ_0+D}$
S_{12}	S_{12}	$\frac{2Z_{12}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2(AD-BC)}{A+B/Z_0+ CZ_0+D}$
S_{21}	S_{21}	$\frac{2Z_{21}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2}{A+B/Z_0+ CZ_0+D}$
S_{22}	S_{22}	$\frac{(Z_{11}+Z_0)(Z_{22}-Z_0)-Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_0+Y_{11})(Y_0-Y_{22})+Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{-A+B/Z_0-CZ_0-D}{A+B/Z_0+ CZ_0+D}$
Z_{11}	$Z_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	Z_{11}	$Y_{22}/(Y)$	A/C
Z_{12}	$Z_0 \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	Z_{12}	$(-Y_{12})/(Y)$	$(AD-BC)/C$
Z_{21}	$Z_0 \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	Z_{21}	$(-Y_{21})/(Y)$	$1/C$
Z_{22}	$Z_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	Z_{22}	$Y_{11}/(Y)$	D/C
Y_{11}	$Y_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$Z_{22}/(Z)$	Y_{11}	D/B
Y_{12}	$Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$-Z_{12}/(Z)$	Y_{12}	$(BC-AD)/B$
Y_{21}	$Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$-Z_{21}/(Z)$	Y_{21}	$(-1)/B$
Y_{22}	$Y_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$Z_{11}/(Z)$	Y_{22}	A/B
A	$\frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	Z_{11}/Z_{21}	$(-Y_{22})/Y_{21}$	A
B	$Z_0 \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$ Z /Z_{21}$	$(-1)/Y_{21}$	B
C	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$1/Z_{21}$	$(- Y)/Y_{21}$	C
D	$\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	Z_{22}/Z_{21}	$(-Y_{11})/Y_{21}$	D

$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$; $|Y| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$; $\Delta Y = (Y_{11} + Y_0)(Y_{22} + Y_0) - Y_{12}Y_{21}$; $\Delta Z = (Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}$; $Y_0 = 1/Z_0$

Граф потока сигнала

В предыдущих частях изложено, как прошедшие и отраженные волны могут быть представлены в качестве параметров матрицы рассеяния и как взаимосвязь источников, цепей и нагрузок можно рассматривать с различным представлением матрицы. В этом разделе речь пойдет о графе потока сигнала, который служит дополнительной техникой анализа ВЧ-цепей в терминах прошедших и отраженных



волн. Вначале рассмотрим технику построения графа (далее — техника сокращения и решения).

Основные компоненты графа потока сигнала — узлы и ветви:

- Узлы: каждый канал i ВЧ-цепи имеет два узла — a_i и b_i . Узел a_i характеризует волну, входящую в канал i . Узел b_i характеризует волну, отраженную от канала i . Напряжение на узле равно сумме всех сигналов, входящих в этот узел.
- Ветви: ветвь — это ориентированный путь между двумя узлами, представляющими поток сигналов от одного узла к другому. Каждая ветвь имеет соответствующий параметр рассеяния или коэффициент отражения.

На этом этапе целесообразно рассмотреть граф потока произвольного четырехполюсника, как видно на рис. 5. На рис. 5а показан четырехполюсник с падающей и отраженной волной в каждом канале, а на рис. 5б — графическое изображение графа потока сигнала. Граф потока дает интуитивно понятное графическое представление поведения цепи.

Например, падающая волна амплитудой a_1 разделяется в канале 1. Одна часть проходит S_{11} и возвращается в канал 1 в качестве отраженной волны, другая часть проходит S_{21} к узлу b_2 . В узле b_2 волна проходит в канал 2; если нагрузка, присоединенная к каналу 2, имеет не нулевой коэффициент отражения, она частично отразится и войдет в четырехполюсник в узле a_2 . Часть этой волны отразится обратно в канал 2 через S_{22} , а часть пройдет в канал 1 через S_{12} .

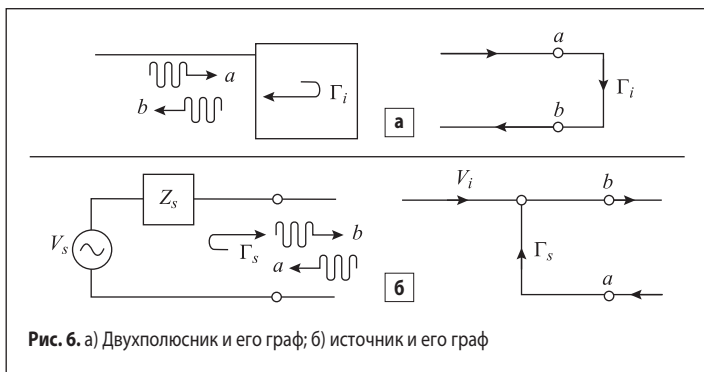


Рис. 6. а) Двухполюсник и его граф; б) источник и его граф

Две другие различные цепи — двухполюсник и источник напряжения, а также их представления в виде графов потока показаны на рис. 6. После того как ВЧ-цепь была представлена в виде графа потока, легко решить вопрос, касающийся комбинации амплитуды волны. Рассмотрим, как это можно сделать с помощью четырех основных правил декомпозиции. Однако те же результаты можно получить, используя правила Мейсона из теории управления системой.

Декомпозиция графа потока сигнала

Граф потока сигнала может быть сведен к одной ветви между двумя узлами, используя следующие четыре основных правила декомпозиции для получения любого желаемого соотношения амплитуды волны.

- **Правило 1** (правило последовательности). Две ветви, у которых общий узел имеет одну входную и выходную волну (ветви последовательны), могут быть скомбинированы в одну ветвь, коэффициент которой является произведением коэффициентов исходных путей. На рис. 7а показан граф потока для этого правила. Выводы следуют из соотношений:

$$V_3 = S_{32} V_2 = S_{32} S_{21} V_1. \quad (6)$$

- **Правило 2** (правило параллельности). Две ветви из одного узла в другой (ветви параллельны) могут быть скомбинированы в одну ветвь, коэффициент которой представляет собой сумму коэффициентов исходных путей. На рис. 7б показан граф потока для этого правила. Выводы следуют из соотношений:

$$V_2 = S_a V_1 + S_b V_1 = (S_a + S_b) V_1.$$

- **Правило 3** (правило петли). Когда узел имеет петлю (ветвь начинается и заканчивается в одном узле) коэффициент S, петля может быть определена умножением коэффициента входящей ветви на $1/(1 - S)$.

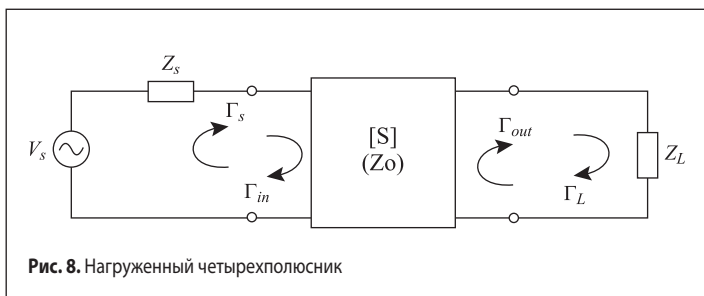


Рис. 8. Нагруженный четырехполюсник

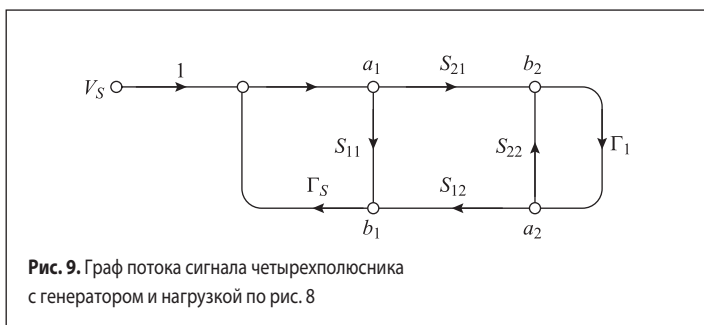


Рис. 9. Граф потока сигнала четырехполюсника с генератором и нагрузкой по рис. 8

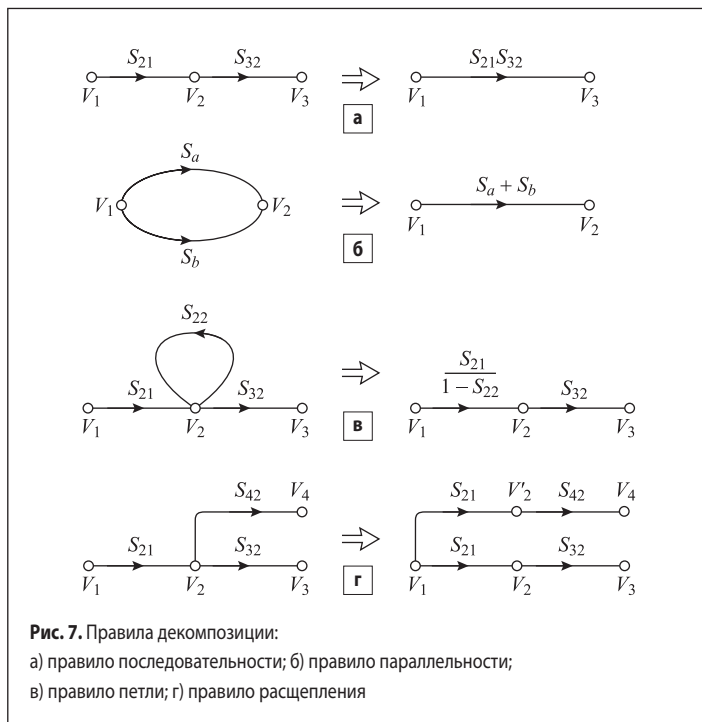


Рис. 7. Правила декомпозиции:

- а) правило последовательности; б) правило параллельности;
- в) правило петли; г) правило расщепления

На рис. 7в изображен граф потока для этого правила. Из первоначальной цепи мы имеем:

$$V_2 = S_{21} V_1 + S_{22} V_2, \quad V_3 = S_{32} V_2.$$

Подставляя V_2 , получаем:

$$V_3 = (S_{32} S_{21}) / (1 - S_{22}) V_1,$$

которые представляют функцию передачи для графа, приведенного на рис. 7в.

- **Правило 4** (правило расщепления). Узел может быть расщеплен на два разных узла таким образом, что конечный граф потока имеет только одну комбинацию различных (не петлевых) ветвей входа и выхода, соединенных с изначальным узлом. Это правило проиллюстрировано на рис. 7г и следует из выражений:

$$V_4 = S_{42} V_2 = S_{21} S_{42} V_1$$

в обоих случаях — как в исходном так и в расщепленном графе.

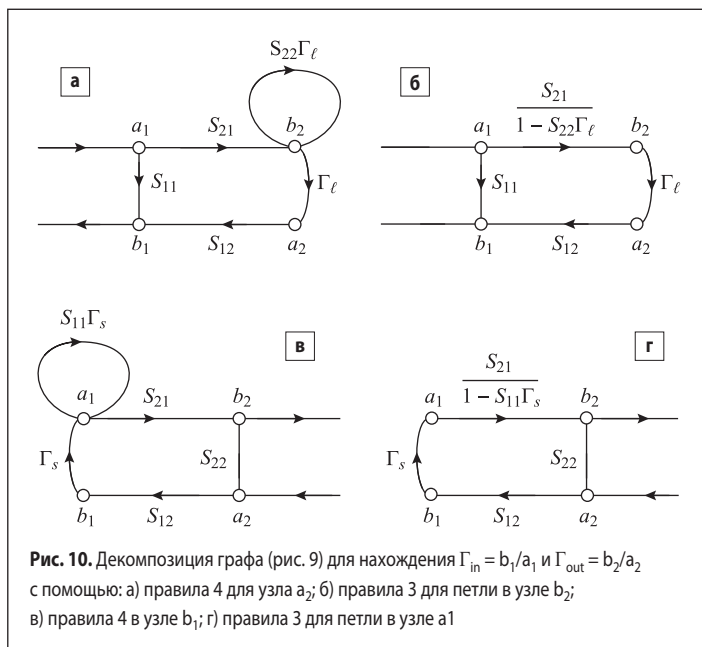


Рис. 10. Декомпозиция графа (рис. 9) для нахождения $\Gamma_{in} = b_1/a_1$ и $\Gamma_{out} = b_2/a_2$ с помощью: а) правила 4 для узла a_2 ; б) правила 3 для петли в узле b_2 ; в) правила 4 в узле b_1 ; г) правила 3 для петли в узле a_1

Таблица 3. Соотношения T- и S-матриц четырехполюсника

	S	T
S_{11}	S_{11}	T_{12}/T_{22}
S_{12}	S_{12}	Δ_T/T_{22}
S_{21}	S_{21}	$1/T_{22}$
S_{22}	S_{22}	$-T_{21}/T_{22}$
T_{11}	$-\Delta_S/S_{21}$	T_{11}
T_{12}	S_{11}/S_{21}	T_{12}
T_{21}	$-S_{22}/S_{21}$	T_{21}
T_{22}	$-1/S_{21}$	T_{22}
$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}; \Delta_T = T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}$		

Применение графа потока сигнала

Используя теорию графа потока сигнала, можно рассчитать Γ_{in} и Γ_{out} для цепи, представленной на рис. 8.

Решение: граф потока сигнала для цепи (рис. 8) показан на рис. 9. В терминах узловых напряжений Γ_{in} задается соотношением b_1/a_1 . Первые два шага требуемой декомпозиции показаны на рис. 10а, б, из которых следует искомый результат обследования:

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_\ell}{1 - S_{22}\Gamma_\ell}$$

Далее, Γ_{out} задается соотношением b_2/a_2 . Первые два шага декомпозиции представлены на рис. 10в, г. Искомый результат:

$$\Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{22}\Gamma_s}$$

Матрица передачи T

Матрица передачи T четырехполюсника тесно связана с S-матрицей рассеяния. T-матрица связана с падающей и отраженной волной, нормированной на каждый канал, и представляется в виде:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_2 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

При каскадном соединении T-матрица ведет себя аналогично матрице ABCD, то есть матрицы четырехполюсников в каскадном соединении перемножаются. Основные соотношения между матрицами S и T представлены в таблице 3.

Измерение четырехполюсника

Основной интерес представляет измерение матрицы рассеяния на ВАЦ — как отношение комплексной амплитуды напряжения. Базовой плоскостью отсчета для таких измерений является сам ВАЦ, поэтому измерения будут включать потери и фазовые задержки, вызванные соединениями разъемов, кабелей и переходов, которые должны быть использованы для подключения испытуемого устройства к ВАЦ. На структурной схеме рис. 11 эти эффекты объединены в два порта ошибок, помещенных между фактической опорной

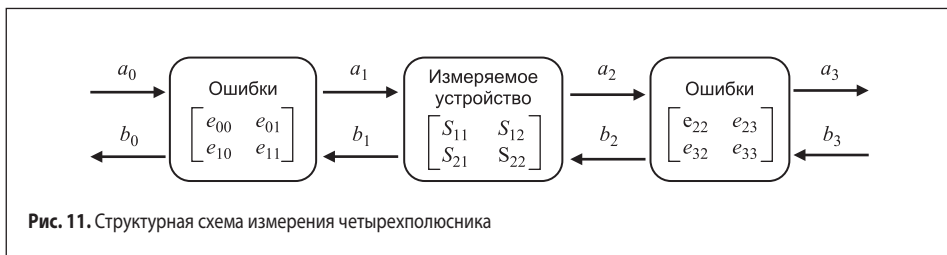


Рис. 11. Структурная схема измерения четырехполюсника

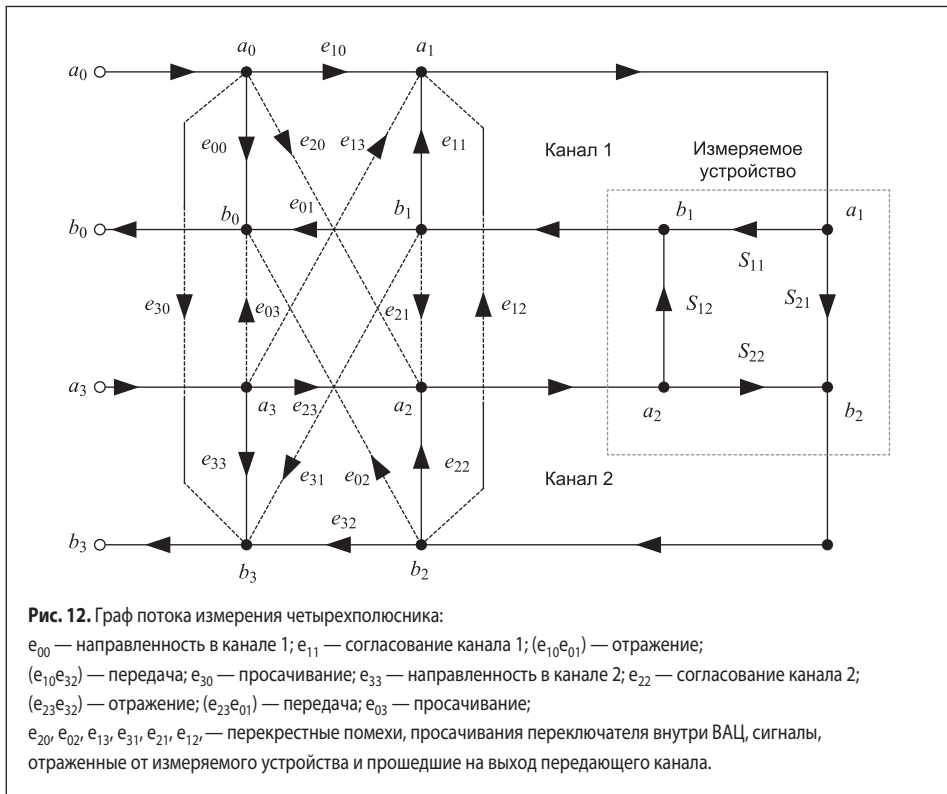


Рис. 12. Граф потока измерения четырехполюсника:

e_{00} — направленность в канале 1; e_{11} — согласование канала 1; $(e_{10}e_{01})$ — отражение; $(e_{10}e_{32})$ — передача; e_{30} — просачивание; e_{33} — направленность в канале 2; e_{22} — согласование канала 2; $(e_{23}e_{32})$ — отражение; $(e_{23}e_{01})$ — передача; e_{03} — просачивание; $e_{20}, e_{02}, e_{13}, e_{31}, e_{21}, e_{12}$ — перекрестные помехи, просачивания переключателя внутри ВАЦ, сигналы, отраженные от измеряемого устройства и прошедшие на выход передающего канала.

плоскостью измерения и желаемой базовой плоскостью для измеряемого четырехполюсника. Процедура калибровки используется для характеристики ошибки перед измерением тестируемого устройства, а затем свободные от ошибок параметры матрицы рассеяния измеряемого устройства могут быть вычислены из измеренных данных (рис. 12).

Калибровки и коррекции ошибок являются двумя из наиболее важных вопросов для понимания процессов измерений векторного анализатора цепей. Ни одна из измерительных систем не идеальна, а потому для улучшения производительности требуется применение некоторых процессов. Калибровка — это процесс измерения высокочастотных калибровочных стандартов и сравнение их отклика с известным откликом измеряемого стандарта. Все измерения выполняются на той же установке и показывают такое же отклонение. Полученная информация используется для просчета набора калибровочных отклонений и извлечения неидеальности измерительной системы. Существует три независимых типа ошибок, возникающих при проведении измерений на векторном анализаторе цепей. Это постоянные, случайные и блуждающие ошибки. Постоянные (систематические) ошибки могут быть скорректированы в процессе калибровки и коррекции ошибок. Случайные ошибки не могут быть пред-

сказаны и, соответственно, не могут быть исправлены. Блуждающие ошибки возникают в измерениях после калибровки в основном из-за изменения температуры и могут быть скорректированы повторной калибровкой. Существует шесть типов независимых систематических ошибок. Две ошибки возникают при утечке сигналов между источником и приемником без прохождения через измеряемое устройство. Они называются «направленность и изоляционные ошибки сигналов». Две ошибки связаны с неидеальным согласованием импеданса входных каналов и называются «ошибки согласования источника и нагрузки». Последние две ошибки описывают частотную характеристику измерительной системы при отражении и передаче сигнала. У четырехполюсников шесть параметров ошибок присутствуют в прямом и обратном направлении для проведения коррективных измерений всех параметров S-матрицы четырехполюсника. Оба значения шести ошибок в прямом и обратном направлении используются при расчете корректировочных коэффициентов, соответственно, это называют коррекцией ошибок по 12 параметрам.

Коррекция ошибок по трем параметрам

Для начала определим модель коррекции для двухполюсника, которая в дальнейшем будет применяться для коррекции изме-

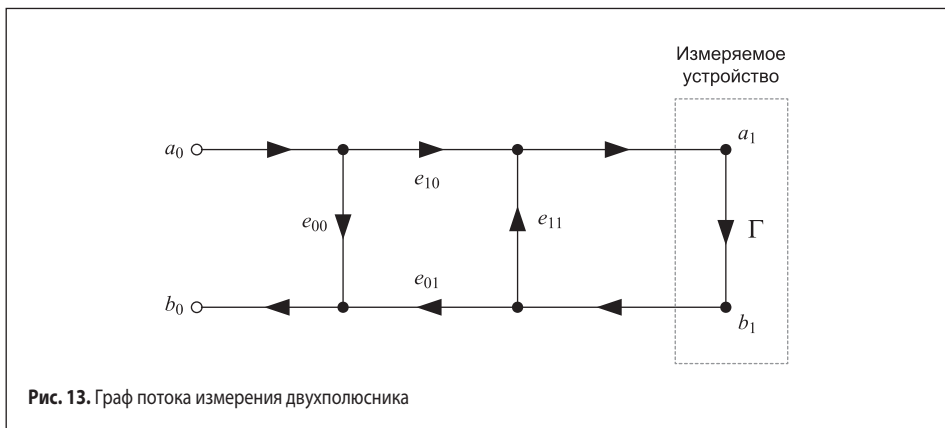


Рис. 13. Граф потока измерения двухполюсника

рений многоканальных устройств. На рис. 13 представлен граф потока измерения двухполюсника, где e_{00} — направленность; e_{11} — согласование канала; $(e_{10}e_{01})$ — передача.

Выражения из таблицы 4 для определения соотношений трех параметров могут быть представлены в виде линейного уравнения:

$$e_{00} + \Gamma_M e_{11} - I \Delta_e = \Gamma_M.$$

Имея три известные Γ и измеряя их, мы получаем $3\Gamma_M$. Эти три уравнения позволяют вычислить неизвестные константы e_{00} , e_{11} и Δ_e :

$$e_{00} + \Gamma_1 \Gamma_{M1} e_{11} - \Gamma_1 \Delta_e = \Gamma_{M1},$$

$$e_{00} + \Gamma_2 \Gamma_{M2} e_{11} - \Gamma_2 \Delta_e = \Gamma_{M2}.$$

Следует обратить внимание, что могут быть применены только три независимых измерения, используя известные измерительные величины (холостой ход, короткое замыкание и согласованная нагрузка).

Коррекция ошибок по восьми параметрам

Предположим, что просачивания между каналами равны нулю и что переключатель каналов является совершенным и не меняет согласование каналов ВАЦ при прямом и обратном измерении. Это предположение справедливо, если есть четыре измерительных канала, которые находятся со стороны измерительного устройства относительно стороны

Таблица 5. 8-параметрическая модель, представленная в матричной форме

Измеренное	Актуальное
$T_M = T_x T T_y$	$T = T_x^{-1} T_M T_y^{-1}$
$T = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} -\Delta_x & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix}$	$T_M = \frac{1}{S_{21M}} \begin{bmatrix} -\Delta_M & S_{11M} \\ -S_{22M} & 1 \end{bmatrix}$
$\Delta_S = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$	$\Delta_M = S_{11M} S_{22M} - S_{12M} S_{21M}$
$T_x = \frac{1}{e_{10}} \begin{bmatrix} -\Delta_x & e_{00} \\ -e_{22} & 1 \end{bmatrix}$	$T_y = \frac{1}{e_{32}} \begin{bmatrix} -\Delta_y & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{bmatrix}$
$\Delta_x = e_{00} e_{11} - e_{10} e_{01}$	$\Delta_y = e_{22} e_{33} - e_{32} e_{23}$
$T_M = \frac{1}{(e_{10} e_{32})} \begin{bmatrix} -\Delta_x & e_{00} \\ -e_{22} & 1 \end{bmatrix} T \begin{bmatrix} -\Delta_y & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{10} e_{32}} ATB$	
$T = (e_{10} e_{32}) A^{-1} T_M B^{-1}$	

Таблица 4. XXX

Измеренное	Актуальное
$\Gamma_M = \frac{b_0}{a_0} = \frac{e_{00} - \Delta_e \Gamma}{1 - e_{11} \Gamma}$	$\Gamma = \frac{\Gamma_M - e_{00}}{\Gamma_M e_{11} - \Delta_e}$
$\Delta_e = e_{00} e_{11} - (e_{10} e_{01})$	

коммутатора. Модель измерения четырехполюсника с восемью параметрами ошибок представлена на рис. 14.

Процесс калибровки выглядит следующим образом:

1. Канал 1 калибруется с использованием коррекции ошибок по трем параметрам. Решается уравнение относительно коэффициентов e_{00} , e_{11} , $(e_{10} e_{01})$. Расчет $(e_{10} e_{01})$ ведется из Δ_x .
2. Канал 2 калибруется с использованием коррекции ошибок по трем параметрам. Решается уравнение относительно коэффициентов e_{22} , e_{33} и $(e_{23} e_{32})$. Расчет $(e_{23} e_{32})$ ведется из Δ_y .
3. Последовательно соединяются каналы 1 и 2, недостающие проходные коэффициенты находятся с помощью соотношения $(e_{10} e_{01}) (e_{23} e_{32}) = (e_{10} e_{32}) (e_{23} e_{01})$.

Существует еще одна математическая формулировка для определения модели с восемью параметрами ошибок. Она рассматривает

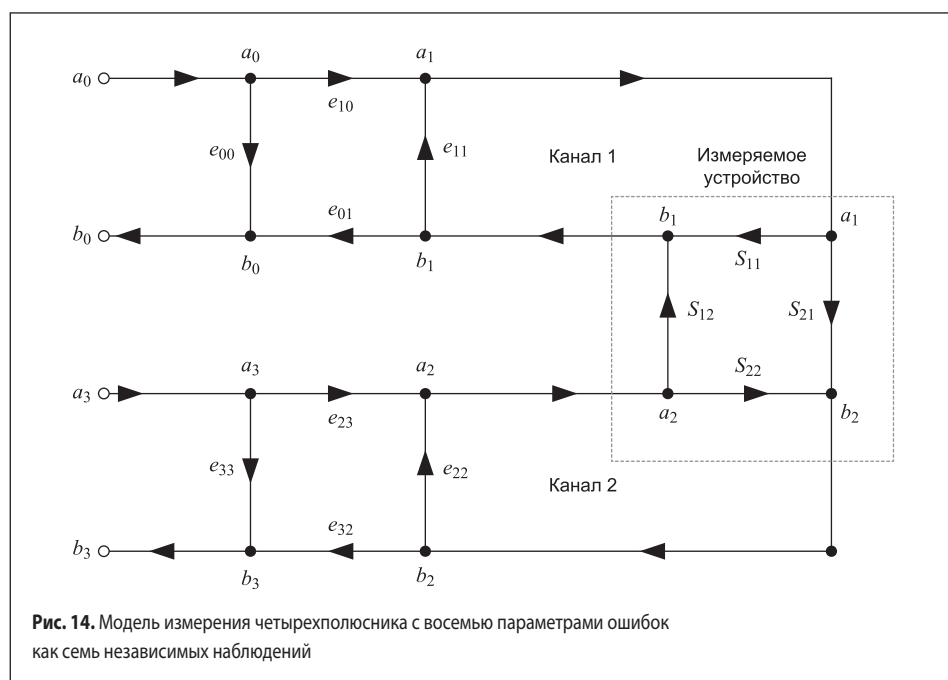


Рис. 14. Модель измерения четырехполюсника с восемью параметрами ошибок как семь независимых наблюдений

только один адаптер ошибки между совершенной системой измерения и измеряемым устройством. Моделируется этот адаптер ошибок с помощью каскадного соединения T -параметров. Данный параметр T -матрицы может быть разделен на четыре подгруппы матриц T_1 , T_2 , T_3 и T_4 .

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ b_3 \\ a_0 \\ a_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & T_2 \\ T_3 & T_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix},$$

где

$$T_1 = \begin{bmatrix} -\Delta_x & 0 \\ 0 & -k \Delta_y \end{bmatrix}, \quad T_2 = \begin{bmatrix} e_{00} & 0 \\ 0 & k e_{33} \end{bmatrix},$$

$$T_3 = \begin{bmatrix} -e_{11} & 0 \\ 0 & -k e_{22} \end{bmatrix}, \quad T_4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix},$$

$$k = e_{10}/e_{23}.$$

Измеренные с помощью этого подхода S -параметры представляют собой билинейное матричное уравнение, что аналогично билинейной трансформации двухполюсника, которая была описана выше.

$$S_M = (T_1 S + T_2)(T_3 S + T_4)^{-1} — \text{измеренная матрица.}$$

Выражения могут быть легко инвертированы для нахождения актуальных параметров S -матрицы.

$$S = (T_1 - S_M T_3)^{-1} (S_M T_4 - T_2) — \text{актуальная матрица.}$$

И что самое важное — отношение можно записать в линейной форме:

$$T_1 S + T_2 - S_M T_3 S - S_M T_4 = 0 — \text{линейное представление.}$$

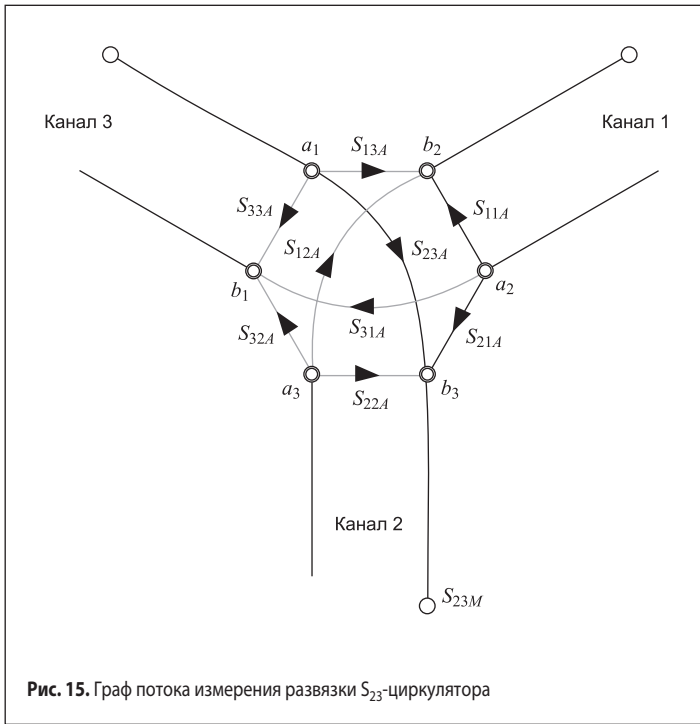


Рис. 15. Граф потока измерения развязки S_{23} -циркулятора

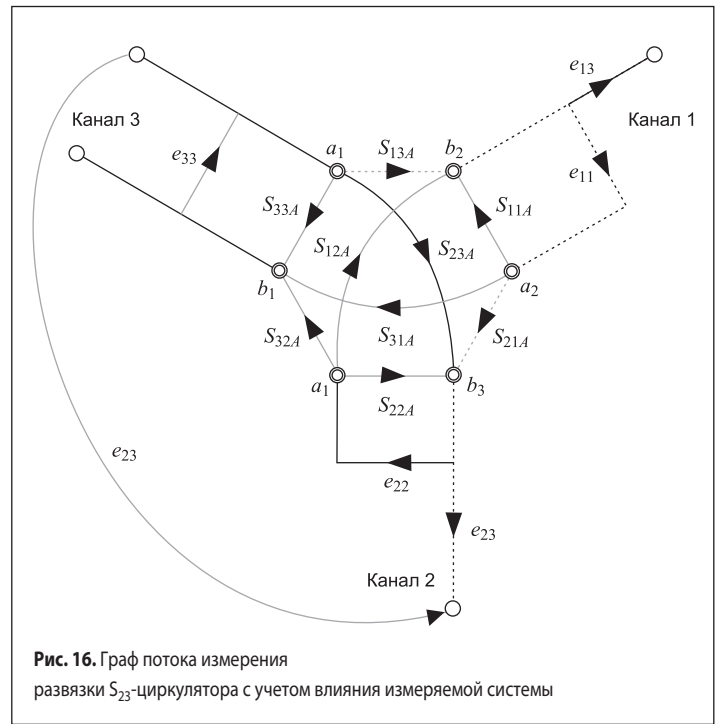


Рис. 16. Граф потока измерения развязки S_{23} -циркулятора с учетом влияния измеряемой системы

Расширение этого уравнения для четырехполюсника дает четыре уравнения с четырьмя измеренными и четырьмя актуальными S -параметрами и семью параметрами ошибок. Четыре уравнения линейны относительно семи условий ошибок.

$$e_{00} + S_{11} S_{11M} e_{11} - S_{11} \Delta_x + 0 + S_{21} S_{12M} (ke_{22}) + 0 + 0 = S_{11M},$$

$$0 + S_{12} S_{11M} e_{11} - S_{12} \Delta_x + 0 + S_{22} S_{12M} (ke_{22}) + 0 - S_{12M} k = 0,$$

$$0 + S_{11} S_{21M} e_{11} + 0 + 0 + S_{21} S_{22M} (ke_{22}) - S_{21} (k\Delta_y) + 0 = S_{21M},$$

$$0 + S_{12} S_{21M} e_{11} + 0 + (ke_{33}) + S_{22} S_{22M} (ke_{22}) - S_{22} (k\Delta_y) - S_{22M} k = 0.$$

Этот подход особенно привлекателен для многоканальных измерительных систем. При добавлении каналов матричная формулировка остается неизменной.

Измерение шестиполюсника

С увеличением числа каналов измеряемого устройства количество параметров ошибок увеличивается до $3 \times n^2$, где n — число каналов. Для того чтобы рассчитать n -канальное корректировочное измерение, все n^2 S -параметры должны быть измерены и $3 \times n^2$ поправочных коэффициентов используются для нахождения скорректированных значений S -матрицы.

Множество мультиканальных измерительных систем используют внешние тестовые наборы, обеспечивающие только стандартные процедуры калибровки четырехполюсников. В связи с этой конфигурацией корректируются ошибки измерений только двух активных каналов. На рис. 15 изображен граф потока измерения развязки S_{23} шестиполюсного циркулятора, представленного на рис. 1.

Требуемая величина измерений S_{23A} показана утолщенной линией. S_{23M} — измеренный отклик системы, который представляет собой комбинацию измерения S_{23A} (актуального) отклика и ошибок неидеальности измерительной системы (рис. 16).

При измерениях будут задействованы корректирующие коэффициенты, входящие в состав каналов 3 и 2. Однако отражение e_{11} от канала 1 не будет учтено. Для измерения развязки циркуляторов очень важно знать нагруженность развязочного плеча.

Корректирующая формула для развязки будет выглядеть следующим образом:

$$S_{23A} = S_{23M} - ((S_{13A} S_{21A} e_{11}) / (1 - S_{11A} e_{11})).$$

Для остальных каналов развязка будет иметь вид:

$$S_{31A} = S_{31M} - ((S_{32A} S_{21A} e_{22}) / (1 - S_{22A} e_{22})),$$

$$S_{12A} = S_{12M} - ((S_{32A} S_{13A} e_{33}) / (1 - S_{33A} e_{33})).$$

Актуальные коэффициенты находят с учетом нагруженности шестиполюсника на все каналы:

$$S_{11A} = S_{11M} - S_{31A} e_{33} S_{13A},$$

$$S_{22A} = S_{22M} - S_{12A} e_{11} S_{21A},$$

$$S_{33A} = S_{33M} - ((S_{23A} e_{22} S_{32A}) / (1 - S_{22A} e_{22})),$$

где актуальные параметры измерений берутся из условий калибровки четырехполюсника.

Можно предположить, что за актуальные параметры, участвующие в расчете корректирующих формул можно взять измеренные, поскольку калибровка уже учла влияние коэффициентов ошибки. Впрочем, для невзаимных устройств такое предположение работать не будет.

Решая граф потока для шестиполюсника, получаем систему уравнений:

$$S_{11A} = \frac{e_{33} S_{13A} S_{31A}}{e_{33} S_{33A} - 1} + \frac{e_{22} S_{12M} S_{21M} - S_{11M}}{e_{11} e_{22} S_{12M} S_{21M} - 1},$$

$$S_{22A} = \frac{e_{33} S_{23A} S_{32A}}{e_{33} S_{33A} - 1} + \frac{e_{11} S_{12M} S_{21M} - S_{22M}}{e_{11} e_{22} S_{12M} S_{21M} - 1},$$

$$S_{33A} = \frac{e_{33} S_{13A} S_{31A}}{e_{11} S_{11A} - 1} + \frac{e_{22} S_{23M} S_{32M} - S_{33M}}{e_{22} e_{33} S_{23M} S_{32M} - 1},$$

$$S_{12A} = \frac{e_{33} S_{13A} S_{32A}}{e_{33} S_{33A} - 1} + \frac{S_{12M} (e_{11} S_{11M} - 1)}{e_{11} e_{22} S_{12M} S_{21M} - 1},$$

$$S_{23A} = \frac{e_{11} S_{13A} S_{21A}}{e_{11} S_{11A} - 1} + \frac{S_{23M} (e_{22} S_{22M} - 1)}{e_{22} e_{33} S_{23M} S_{32M} - 1},$$

$$S_{31A} = \frac{e_{22} S_{21A} S_{32A}}{e_{22} S_{22A} - 1} + \frac{S_{31M} (e_{33} S_{33M} - 1)}{e_{33} e_{11} S_{13M} S_{31M} - 1},$$

$$S_{21A} = \frac{e_{33} S_{23A} S_{31A}}{e_{33} S_{33A} - 1} + \frac{S_{21M} (e_{22} S_{22M} - 1)}{e_{11} e_{22} S_{12M} S_{21M} - 1},$$

$$S_{32A} = \frac{e_{11} S_{12A} S_{31A}}{e_{11} S_{11A} - 1} + \frac{S_{32M} (e_{33} S_{33M} - 1)}{e_{22} e_{33} S_{23M} S_{32M} - 1},$$

$$S_{13A} = \frac{e_{22} S_{12A} S_{23A}}{e_{22} S_{22A} - 1} + \frac{S_{13M} (e_{11} S_{11M} - 1)}{e_{33} e_{11} S_{13M} S_{31M} - 1}.$$

Из нее легко найти актуальные коэффициенты заданной системы.

Выводы

При измерении невзаимных устройств, имеющих более двух портов, таких как циркуляторы, необходимо учитывать влияние портов, не участвующих в процессе измерения параметров.

Литература

1. *An Introduction to Multiport and Balanced Device Measurements*. Agilent Technologies, Inc. Agilent AN1373-1. Printed in USA, 11 November 2002. 5988-5634EN.
2. *Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements*. Agilent Technologies, Inc. Agilent AN 1287-3. Printed in USA, 27 March 2002. 5965-7709E.
3. Van Hamme B. H., Vanden M. *Flexible Vector Network Analyzer Calibration With Accuracy Bounds Using an 8-Term or a 16-Term Error Correction Model* // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1994. Vol. 42.
4. David M. P. *Microwave Engineering*. USA, John Willy & Sons, Inc., 2012.
5. Doug R. *Network Analyzer Error Models and Calibration Methods*. www.cpd.ogi.edu/IEEE-MTT-ED/Network%20Analyzer%20Error%20Models%20and%20Calibration%20Methods.pdf
6. Hoer C. A., Engen G. F. *Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual 6-Port Automatic Network Analyzer* // *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 1979. Vol. MTT-27. Vol. 12.