

УДК 621.317.744

АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР ДВУХСИГНАЛЬНЫХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ S -ПАРАМЕТРОВ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ

© С. В. Савелькаев¹, В. А. Литовченко², Н. В. Заржецкая¹

¹Сибирский государственный университет геосистем и технологий,
630108, г. Новосибирск, ул. Платонного, 10

²Новосибирское высшее военное командное училище,
630117, г. Новосибирск, ул. Иванова, 49
E-mail: sergei.savelkaev@yandex.ru

Рассмотрены двухсигнальный и модифицированный двухсигнальный методы измерения S -параметров пассивных четырёхполосников, а также разработанный на их основе метод адекватного измерения S -параметров активных четырёхполосников, например транзисторов. Методы реализуются коаксиальным имитатором-анализатором сверхвысокочастотных усилителей и автогенераторов в согласованных и рассогласованных с нагрузками его измерительных каналах. Рассмотрен способ калибровки имитатора-анализатора, обеспечивающий нормировку результатов измерения микрополосковому тракту. Исследованы область применения и взаимосвязь рассматриваемых методов с указанием их преимуществ и недостатков. Приведены данные о погрешности измерения этих методов.

Ключевые слова: S -параметры, транзистор, адекватное измерение, имитатор-анализатор, математическая модель, калибровка, сверхвысокочастотный усилитель и автогенератор.

DOI: 10.15372/AUT20190605

Введение. В сверхвысокочастотном (СВЧ) диапазоне S -параметры четырёхполосников можно измерять различными методами: пассивных четырёхполосников — двухсигнальным [1, 2] и модифицированным двухсигнальным [3, 4] методами, а активных четырёхполосников, например транзисторов, — методом адекватного измерения их S -параметров [5]. В данной работе рассмотрена структурная схема имитатора-анализатора (ИА) усилителей и автогенераторов СВЧ, реализующего эти методы. Имитатор-анализатор обеспечивает имитационное моделирование усилителей и автогенераторов в соответствии с техническим заданием на их проектирование. По завершении имитационного моделирования ИА обеспечивает измерение эксплуатационных характеристик транзистора имитируемых устройств, точное и адекватное измерение его S -параметров для последующего проектирования этих устройств. Такое измерение S -параметров транзистора обеспечивает последующее проектирование имитируемых устройств, при котором воспроизведённый образец в пределах технологических подстроек будет удовлетворять техническому заданию. Это исключает необходимость воспроизводства и технологической коррекции опытного образца.

Термин «адекватность измерения S -параметров» имеет следующий смысл. Транзистор как активный прибор имеет множество S -параметров в зависимости от эксплуатационных характеристик, к которым относятся: комплексные коэффициенты отражения (ККО) Γ_{nj} нагрузок транзистора (нагрузочные ККО Γ_{nj}), задающие его режим усиления или генерации и существенно влияющие на переходные процессы, которые протекают в транзисторе, и, следовательно, на его S -параметры в том или ином режиме; напряжения питания U_{pi} транзистора, задающие его режим по постоянному току; мощность входного сигнала транзистора в режиме усиления; дискретные частоты в заданном диапазоне

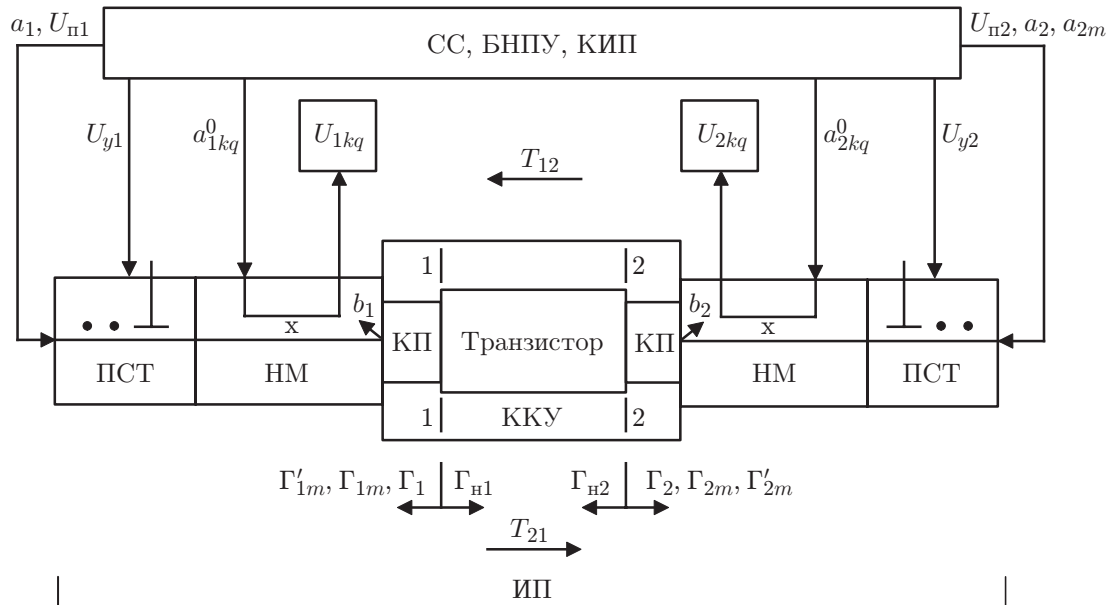


Рис. 1. Структурная схема ИА

в режиме усиления и частота автоколебаний в режиме генерации и др. Характеристики, обеспечивающие реальные условия эксплуатации транзистора в имитируемом усилителе или автогенераторе, должны быть выбраны так, чтобы в целом они удовлетворяли техническому заданию на его проектирование (по коэффициенту усиления мощности K_p , полосе рабочих частот Δf , частоте генерации f , коэффициенту шума $K_{ш}$, фазовым шумам и т. п.). Измерение S -параметров транзистора при его заданных эксплуатационных характеристиках называют адекватным [5–7].

Поэтому в данной работе рассматривается не только точность измерения, но и его адекватность. Это взаимно дополняющие понятия: точность без адекватности измерения S -параметров транзисторов не может обеспечить проектирование усилителей и автогенераторов СВЧ в соответствии с их техническим заданием (ТЗ).

Структурная схема имитатора-анализатора. Упрощенная структурная схема ИА показана на рис. 1 [4, 6, 7]. Его основным функциональным узлом является измерительный преобразователь (ИП), который обеспечивает имитационное моделирование усилителей и автогенераторов СВЧ. Измерительный преобразователь содержит коаксиальное контактное устройство (ККУ) [7, 8], которое с помощью двух коаксиальных переходов (КП $_i$, $i = 1, 2$) обеспечивает подключение полоскового транзистора к входному ($i = 1$) и выходному ($i = 2$) направленным мостам (НМ). Такие мосты обеспечивают преобразование одно- $\Gamma_i(a_i, a_{ikq}^0)$ и двухсигнальных $\Gamma_{im}(a_1, a_{2m}, a_{ikq}^0)$ ККО (название по одному зондирующему сигналу a_i или двум сигналам: зондирующему a_1 и опорному a_{2m}), измеряемых на входе ($i = 1$) и выходе ($i = 2$) транзистора; его нагрузочных $\Gamma_{nj}(a_j, a_{jkq}^0)$, $j = 1, 2$, и двухсигнальных $\Gamma'_{im}(a_1, a_{2m}, a_{ikq}^0)$ ККО, измеряемых при непосредственном соединении входов КП $_i$ ККУ в плоскостях i - i встык; комплексных коэффициентов передачи (ККП) $T_{ij}(a_j, a_{ikq}^0)$, $i, j = 1, 2, i \neq j$, транзистора, измеряемых в этих же плоскостях i - i , преобразуемых в дискретные значения мощностей P_{ikq} стоячей волны, регистрируемых на выходе каждого НМ.

Каждый НМ нагружен на перестраиваемый согласующий трансформатор (ПСТ) с $N \leq 3$ ёмкостными шлейфами. Оба ПСТ управляются напряжениями управления U_{yi} , $i = 1, 2$, которые вырабатывает блок напряжений питания U_{pi} и управления U_{yi} (БНПУ).

Напряжения питания $U_{\text{пи}}$ транзистора задают его режим по постоянному току, тогда как ПСТ задают нагрузочные ККО Γ_{Hj} на входе ($j = 1$) и выходе ($j = 2$) транзистора на фиксированной частоте f . Зондирующие a_i^0 и опорные a_i, a_{2m} сигналы генерируются синтезатором сигналов (СС). Технические характеристики имитируемого усилительного или автогенераторного устройства СВЧ, такие как его выходная мощность $P_{\text{вых}}$, рабочая частота f усиления или генерации, коэффициент усиления по мощности K_P и шуму $K_{\text{ш}}$, регистрируются контрольно-измерительными приборами (КИП), как показано на рис. 1.

Методика измерения ККО $\Gamma_i, \Gamma_{\text{Hj}}$ и ККП T_{ij} . Измеренные ККО Γ_i в плоскости $i-i$ входа КПи ($i = 1, 2$), а также измеренные нагрузочные ККО Γ_{Hj} (Γ_{Hj} измеряют i -м НМ) транзистора при непосредственном соединении входов КПи в плоскостях $i-i$ ($i = 1, 2$) встык можно определить по формуле [4, 6, 7]

$$\Gamma_i, \Gamma_{\text{Hj}} = \frac{G_{i1}\chi_{iq} - \tilde{\rho}_{iq}}{G_{i3}\tilde{\rho}_{iq} - G_{i2}\chi_{iq}} \Big| a_i \neq 0, a_j = 0; a_{iq}^0 \neq 0, a_{jq}^0 = 0, \quad i, j = 1, 2, i \neq j, \quad (1)$$

где χ_{iq} — относительная амплитуда:

$$\chi_{iq} = 10^{(\alpha_{iq} - \alpha_{i1})/20}, \quad (2)$$

α_{iq} и α_{i1} — ослабление амплитуды $|a_{iq}^0|$ опорного сигнала a_{ikq}^0 на q -м поддиапазоне измерения и начальное значение этого ослабления на первом ($q = 1$) поддиапазоне измерения; G_1, G_2 и G_3 — комплексные константы НМ, подлежащие определению при калибровке ИА подвижной короткозамкнутой коаксиальной мерой [6, 7].

Для определения эквивалентного ККО

$$\tilde{\rho}_{iq} = \rho_{iq}/\rho_{i14}, \quad (3)$$

измеряемого нагрузочного ККО Γ_{Hj} , входящего в (1), была использована система уравнений вида [4, 6, 7]

$$x_{i1} + a_{ik2}x_{i2} + a_{ik3}x_{i3} = a_{ikq4}, \quad k = \overline{1, 3}, \quad (4)$$

где в (3) ρ_{i14} — эквивалентный ККО, который определяют при калибровке ИА короткозамкнутой подвижной коаксиальной мерой с ККО $\Gamma_i = W_4 = -1$, подключаемой к плоскости $i-i$ измерительного входа КПи на первом ($q = 1$) поддиапазоне измерения, а в (4) $a_{ikq4} = P_{ikq}$, $a_{ik2} = 2 \cos \varphi_{ik}$, $a_{ik3} = -2 \sin \varphi_{ik}$,

$$\varphi_{ik} = \pm \sum_k \theta_{ik}, \quad k = \overline{1, 3}, \quad (5)$$

— сдвиг фазы φ_{ik}^0 опорного сигнала a_{ikq}^0 относительно фазы φ_i зондирующего сигнала a_i с дискретным приращением $\theta_{ik} = \varphi_i - \varphi_{ik}^0$. Знак «+» для φ_{ik} (5) выбирают, если стоячая волна мощности P_{ikq} движется к плоскости её индикатора, «-» — при движении в противоположном направлении.

Решение системы уравнений (4) относительно переменных x_{ik} для трёх значений мощностей P_{ikq} , $k = \overline{1, 3}$, позволяет при $q = \text{const}$ определить модуль $|\rho_{iq}|$ и фазу φ_{ip} эквивалентных ККО ρ_{iq} и ρ_{i14} , входящих в (3), следующим образом:

$$|\rho_{iq}| = \beta_i/2 + \sqrt{\beta_i^2/4 - 1}; \quad \varphi_{ip} = \arctg(x_{i3}/x_{i2}), \quad (6)$$

где

$$\beta_i = \sqrt{(x_{i2}/x_{i1})^2 + (x_{i3}/x_{i1})^2}; \quad i, j = 1, 2; \quad i \neq j,$$

Таблица 1

Измеряемый параметр	Γ_i	Γ_{ij}
Непрерывный сигнал	a_i, a_{ikq}^0	a_j, a_{ikq}^0

Таблица 2

Измеряемый параметр	Γ_{im}, G_{jm}
Непрерывный сигнал	a_1, a_{2m}, a_{ikq}^0

и знак «+» в (6) выбран для безусловной адаптации [7].

Мощности $P_{ikq} = U_{ikq}^2/2$, входящие в (4), определяют через напряжения U_{ikq} , измеряемые на детекторах выходных плеч НМ (см. рис. 1) для трёх дискретных фазовых сдвигов φ_{ik} (5).

Измеренный ККП Γ_{ij} транзистора можно определить по формуле [4, 6, 7]

$$\Gamma_{ij} = \frac{\rho_{iq}}{\rho'_{iq}(1 - \Gamma_{н1}\Gamma_{н2})} \Big| a_i = 0, a_j \neq 0; a_{iq}^0 \neq 0, a_{jq}^0 = 0, \quad i, j = 1, 2, i \neq j, \quad (7)$$

где ρ_{iq} — эквивалентный ККО на входе ($i = 1$) и выходе ($i = 2$) транзистора, который может быть определён посредством решения системы уравнений (4) для трёх $k = \overline{1, 3}$ значений регистрируемых мощностей P_{ikq} ; ρ'_{iq} — эквивалентный ККО в плоскостях i – i измерительных входов КПи ($i = 1, 2$) ККУ при их непосредственном соединении встык, который также может быть определён из системы уравнений (4).

Методы измерения S -параметров. Классическим методом измерения S -параметров четырёхполюсников является их непосредственное измерение в согласованных ($\Gamma_{нj} = 0$) с нагрузками (где $\Gamma_{нj} = 0$ обеспечивают ПСТ) измерительных каналах ИА. В этом случае измеренные $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{ij})$ -параметры четырёхполюсника можно определить как

$$S_{ii} = \Gamma_i; \quad S_{ij} = \Gamma_{ij}, \quad i, j = 1, 2, i \neq j, \quad (8)$$

где Γ_i и Γ_{ij} — ККО (1) и ККП (7) четырёхполюсника, измеряемые в плоскостях i – i его входа ($i = 1$) и выхода ($i = 2$) при $\Gamma_{нj} = 0$.

Содержание теста зондирующих a_i и опорных a_{ikq}^0 сигналов для этого метода приведено в табл. 1.

Известен также метод измерения $S = f(\Gamma_{im}, G_{jm})$ -параметров четырёхполюсников [1, 2], основанный на измерении двухсигнальных ККО

$$\Gamma_{im} = S_{ii} + S_{ij}G_{jm}, \quad i, j, m = 1, 2, i \neq j, \quad (9)$$

в плоскостях i – i входа ($i = 1$) и выхода ($i = 2$) четырёхполюсника при $\Gamma_{нj} = 0$ и двух ($m = 1, 2$) различных сдвигах фазы $\Delta\varphi_{2m} = \{0; \pi/2\}$ зондирующего сигнала a_{2m} , а также измерении относительных возбуждений $G_{jm} = |a_j/a_i| \exp(k\Delta\varphi_{2m})$, представляющих собой отношения амплитуд $|a_j/a_i|$ зондирующих сигналов a_1 и a_{2m} , здесь k — мнимая единица. Относительные возбуждения G_{jm} измеряют при непосредственном соединении рассматриваемых плоскостей i – i и сдвигах фазы $\Delta\varphi_{2m} = \{0; \pi/2\}$ зондирующего сигнала a_{2m} , которые были выбраны при измерении ККО Γ_{im} (9).

Решение системы четырёх уравнений (9) позволяет определить измеренные S -параметры четырёхполюсника в виде

$$S_{11} = \frac{\Gamma_{12}G_{21} - \Gamma_{11}G_{22}}{G_{21} - G_{22}}; \quad S_{22} = \frac{\Gamma_{22}G_{11} - \Gamma_{21}G_{12}}{G_{11} - G_{12}}; \quad (10)$$

$$S_{12} = \frac{\Gamma_{12} - \Gamma_{11}}{G_{22} - G_{21}}; \quad S_{21} = \frac{\Gamma_{22} - \Gamma_{21}}{G_{12} - G_{11}}.$$

Согласно (10) измерение S -параметров в этом методе является косвенным.

Содержание теста зондирующих a_1 , a_{2m} и опорных a_{ikq}^0 сигналов для этого метода приведено в табл. 2.

Областью применения рассмотренных методов (8) и (10) является измерение S -параметров пассивных и активных четырёхполюсников (последние транзисторы) в режиме малого сигнала.

Недостатком этих методов является то, что их реализация возможна только при согласованных ($\Gamma_{\text{H}j} = 0$) измерительных каналах ИА. В обычных анализаторах СВЧ-цепей (АЦ) неидеальность ($\Gamma_{\text{H}j} \neq 0$) измерительных каналов приводит к снижению точности измерения S -параметров четырёхполюсников посредством данных методов.

Для устранения этого недостатка относительные возбуждения G_{im} , входящие в (10), в [7] определялись в виде

$$G_{jm} = K_{jm} \frac{1 - \Gamma_i \Gamma_{\text{H}i}}{1 - \Gamma_j \Gamma_{\text{H}j}},$$

где $K_{jm} = \Gamma'_{im}(1 - \Gamma_{\text{H}1}\Gamma_{\text{H}2})$, Γ'_{im} — двухсигнальные ККО, измеряемые при непосредственном соединении плоскостей i - i и относительных сдвигах фаз $\Delta\varphi_{2m}$, которые были выбраны при измерении ККО Γ_{im} (10). Однако такой метод измерения S -параметров является приближённым.

Для повышения точности измерения S -параметров четырёхполюсников в рассогласованных ($\Gamma_{\text{H}j} \neq 0$) измерительных каналах ИА в [3, 4] была предложена модификация метода (10). Метод $S = f(\Gamma_{im}, \Gamma_i, \Gamma'_{im}, \Gamma_{\text{H}j}, T_{ij})$ -параметров четырёхполюсников основан на измерении одно- и двухсигнальных ККО Γ_i (1) и Γ_{im} (9) в плоскостях i - i входа ($i = 1$) или выхода ($i = 2$) этого четырёхполюсника, а также измерении его нагрузочных и двухсигнальных ККО Γ'_{im} (9), измеряемых при непосредственном соединении входов коаксиальных переходов КПи ККУ в плоскостях i - i встык для сдвигов фаз $\Delta\varphi_{2m}$, которые были выбраны при измерении двухсигнальных ККО Γ_{im} (9), включая измерение нагрузочных ККО $\Gamma_{\text{H}j}$ (1) четырёхполюсника и его ККи T_{ij} (7) в этих же плоскостях i - i ($i, j = 1, 2$; $i \neq j$).

В этом методе измеряемые одно- и двухсигнальные ККО Γ_i (1) и Γ_{im} (9) четырёхполюсника, включённого в рассогласованные ($\Gamma_{\text{H}j} \neq 0$) измерительные каналы ИА, были выражены в виде

$$\Gamma_i = \frac{S_{ii} - \Delta_S \Gamma_{\text{H}j}}{1 - S_{jj} \Gamma_{\text{H}j}}, \quad i, j = 1, 2, \quad i \neq j, \quad (11)$$

$$\Gamma_{im} = \frac{S_{ii} - \Delta_S \Gamma_{\text{H}j} + S_{ij} G_{jm}}{1 - S_{jj} \Gamma_{\text{H}j} + S_{ij} \Gamma_{\text{H}i} G_{jm}}, \quad i, j, m = 1, 2, \quad i \neq j, \quad (12)$$

где

$$\Delta_S = S_{ii} S_{jj} - S_{ij} S_{ji}; \quad G_{jm} = \frac{\Gamma'_{im} - \Gamma_{\text{H}j}}{1 - \Gamma'_{im} \Gamma_{\text{H}i}}, \quad i, j, m = 1, 2, \quad i \neq j. \quad (13)$$

Измерение нагрузочных ККО $\Gamma_{\text{H}i}$ и $\Gamma_{\text{H}j}$ (1), входящих в (11)–(13), осуществляют при непосредственном соединении плоскостей i - i входов входного ($i = 1$) и выходного ($i = 2$) измерительных каналов ИА.

В ходе исследования было установлено, что система четырёх уравнений (12) не имеет решения относительно S_{ii} -параметров. Для устранения этого недостатка в работе [5] были

решены по два уравнения системы при $i = 1, j = 2$ и $m = 1, 2$ относительно S_{12} -параметра и при $i = 2, j = 1$ и $m = 1, 2$ относительно S_{21} -параметра при исключении $S_{ii} - \Delta_S \Gamma_{nj}$. Решение дало

$$S_{12} = \frac{(\Gamma_{12} - \Gamma_{11})(1 - S_{22}\Gamma_{n2})}{G_{22}(1 - \Gamma_{12}\Gamma_{n1}) - G_{21}(1 - \Gamma_{11}\Gamma_{n1})};$$

$$S_{21} = \frac{(\Gamma_{22} - \Gamma_{21})(1 - S_{11}\Gamma_{n1})}{G_{12}(1 - \Gamma_{22}\Gamma_{n2}) - G_{11}(1 - \Gamma_{21}\Gamma_{n2})}. \quad (14)$$

При $\Gamma_{n1} = \Gamma_{n2} = 0$ выражения (14) переходят в (10).

Далее было записано выражение для ККП T_{ij} четырёхполюсника

$$T_{ij} = S_{ij}/\Delta, \quad i, j = 1, 2, \quad i \neq j, \quad (15)$$

где Δ — определитель:

$$\Delta = (1 - S_{11}\Gamma_{n1})(1 - S_{22}\Gamma_{n2}) - S_{12}S_{21}\Gamma_{n1}\Gamma_{n2}. \quad (16)$$

Вынося поочередно первые два члена $(1 - S_{11}\Gamma_{n1})$ и $(1 - S_{22}\Gamma_{n2})$ определителя Δ (16) и осуществляя свёртку согласно выражению для ККО Γ_i (11), будем иметь другой вид определителя:

$$\Delta = (1 - S_{11}\Gamma_{n1})(1 - \Gamma_2\Gamma_{n2}) = (1 - S_{22}\Gamma_{n2})(1 - \Gamma_1\Gamma_{n1}). \quad (17)$$

При подстановке (17) в (15) получим выражение, в которое впишем S_{ij} из выражений (11), (13) при $i, j = 1, 2, i \neq j$, и тем самым установим полезные связи между $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ -параметрами:

$$T_{12} = \frac{\Gamma_2 - S_{22}}{(1 - \Gamma_2\Gamma_{n2})S_{21}\Gamma_{n1}} = \frac{\Gamma_1 - S_{11}}{(1 - \Gamma_1\Gamma_{n1})S_{21}\Gamma_{n2}};$$

$$T_{21} = \frac{\Gamma_2 - S_{22}}{(1 - \Gamma_2\Gamma_{n2})S_{12}\Gamma_{n1}} = \frac{\Gamma_1 - S_{11}}{(1 - \Gamma_1\Gamma_{n1})S_{12}\Gamma_{n2}}. \quad (18)$$

Совместное решение (14) и (18) позволяет определить S_{ii} -параметры в виде

$$S_{11} = \frac{T_{12}\Gamma_{n2}(\Gamma_{22} - \Gamma_{21})(1 - \Gamma_1\Gamma_{n1}) + \Gamma_1[G_{11}(1 - \Gamma_{21}\Gamma_{n2}) - G_{12}(1 - \Gamma_{22}\Gamma_{n2})]}{T_{12}\Gamma_{n1}\Gamma_{n2}(\Gamma_{22} - \Gamma_{21})(1 - \Gamma_1\Gamma_{n1}) + G_{11}(1 - \Gamma_{21}\Gamma_{n2}) - G_{12}(1 - \Gamma_{22}\Gamma_{n2})};$$

$$S_{22} = \frac{T_{21}\Gamma_{n1}(\Gamma_{12} - \Gamma_{11})(1 - \Gamma_2\Gamma_{n2}) + \Gamma_2[G_{21}(1 - \Gamma_{11}\Gamma_{n1}) - G_{22}(1 - \Gamma_{12}\Gamma_{n1})]}{T_{21}\Gamma_{n1}\Gamma_{n2}(\Gamma_{12} - \Gamma_{11})(1 - \Gamma_2\Gamma_{n2}) + G_{21}(1 - \Gamma_{11}\Gamma_{n1}) - G_{22}(1 - \Gamma_{12}\Gamma_{n1})}. \quad (19)$$

При $\Gamma_{n1} = \Gamma_{n2} = 0$ значения $S_{11} = \Gamma_1$ и $S_{22} = \Gamma_2$.

Таким образом, выражения (14), (19) устанавливают связь измеренных ККО Γ_i (1), $\Gamma_{im}, \Gamma'_{im}$ (12), Γ_{nj} (5) и ККП T_{ij} (7) с $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{im}, \Gamma'_{im}, \Gamma_{nj}, T_{ij})$ -параметрами четырёхполюсника. Здесь измерение S -параметров четырёхполюсника также является косвенным.

Тест зондирующих a_i, a_{2m} и опорных a_{ikq}^0 сигналов для этого метода приведён в табл. 3.

Областью применения рассмотренного метода (14), (19) является измерение S -параметров пассивных четырёхполюсников и транзисторов в режиме малого сигнала.

Таблица 3

Измеряемый параметр	$\Gamma_{im}, \Gamma'_{im}$	Γ_i	Γ_{nj}	T_{ij}
Непрерывный сигнал	a_1, a_{2m}, a_{ikq}^0	a_i, a_{ikq}^0	a_j, a_{jkq}^0	a_j, a_{ikq}^0

Это обусловлено тем, что в режиме большого сигнала зондирующий сигнал a_2 на выходе транзистора (который для поддержания динамического диапазона Δ [6, 7] измерения ККО Γ_{1m} выбирают по амплитуде $|a_2|$, много большей амплитуды $|a_2| \gg |a_1|$ зондирующего сигнала a_1 на входе транзистора из-за того, что $|S_{12}| \ll 1$) оказывает существенное влияние на режим работы транзистора и, более того, может привести к его лавинному и тепловому пробую. Поэтому для распространения этого метода на большой сигнал измерение ККО Γ_{1m} необходимо исключить.

Преимуществом метода (14), (19) является то, что он повышает точность измерения метода (10).

Недостаток метода заключается в том, что он имеет узкую область применения и не может обеспечить адекватное измерение S -параметров транзистора в режиме усиления и генерации из-за невозможности задания требуемого теста зондирующих a_i и опорных a_{ikq}^0 сигналов, в котором отсутствует измерение ККО Γ_{1m} .

Для устранения недостатка в [5, 7] предложен метод адекватного измерения $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{21}, \Gamma'_{21}, \Gamma_{nj}, T_{ij})$ -параметров транзисторов, исключающий необходимость измерения ККО Γ_{1m} . Он основан на измерении одно- и двухсигнальных ККО Γ_i (1) и Γ_{21} (12) в плоскостях $i-i$ входа ($i = 1$) и выхода ($i = 2$) транзистора при его включении в ККУ (см. рис. 1), а также двухсигнальных ККО Γ'_{21} (12), определяемых при непосредственном соединении входов КПи ККУ в плоскостях $i-i$ встык, включая измерение нагрузочных ККО Γ_{nj} (5) и ККП T_{ij} (7) транзистора в этих же плоскостях. Этот метод является модификацией метода $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{im}, \Gamma'_{im}, \Gamma_{nj}, T_{ij})$ (14), (19).

В данном методе для нахождения S_{11} -параметра было использовано одно уравнение из системы четырёх уравнений (12) при $i = 2, j = 1$ и $m = 1$:

$$S_{21}G_{11}(1 - \Gamma_{21}\Gamma_{n2}) + S_{11}\Gamma_{n1}(\Gamma_{21} - \Gamma_2) = \Gamma_{21} - \Gamma_2. \quad (20)$$

Исключение из (20) S_{21} -параметра с помощью первого выражения (18) позволило определить

$$S_{11} = \frac{\Gamma_1 G_{11}(1 - \Gamma_{21}\Gamma_{n2}) - T_{12}\Gamma_{n2}(\Gamma_{21} - \Gamma_2)(1 - \Gamma_1\Gamma_{n1})}{G_{11}(1 - \Gamma_{21}\Gamma_{n2}) - T_{12}\Gamma_{n1}\Gamma_{n2}(\Gamma_{21} - \Gamma_2)(1 - \Gamma_1\Gamma_{n1})}. \quad (21)$$

При $\Gamma_{n1} = \Gamma_{n2} = 0$ значение $S_{11} = \Gamma_1$. Из формул (15) были определены S_{ij} -параметры:

$$S_{12} = T_{12}\Delta; \quad S_{21} = T_{21}\Delta, \quad (22)$$

где $\Delta = (1 - S_{11}\Gamma_{n1})(1 - \Gamma_2\Gamma_{n2})$ (17).

С учётом (22) S_{22} -параметр был вычислен из первого выражения (18) как

$$S_{22} = \Gamma_2 - T_{12}T_{21}\Delta\Gamma_{n1}(1 - \Gamma_2\Gamma_{n2}). \quad (23)$$

При $\Gamma_{n1} = \Gamma_{n2} = 0$ значение $S_{22} = \Gamma_2$.

Метод реализуется следующим образом. Транзистор подключают к КПи ($i = 1, 2$) ККУ ИА (см. рис. 1) для имитационного моделирования усилителя или автогенератора.

Таблица 4

Измеряемый параметр	Γ_1	Γ_2	$\Gamma_{21}, \Gamma'_{21}$	Γ_{nj}	T_{12}	T_{21}
Сигнал	Режим усиления					
Непрерывный	a_1, a_{1kq}^0	a_1	a_1, a_2, a_{2kq}^0	a_j, a_{jkq}^0	a_1	a_1, a_{2kq}^0
Модулированный	—	a_2, a_{2kq}^0	—	—	a_2, a_{1kq}^0	—
Сигнал	Режим генерации					
Модулированный	a_1, a_{1kq}^0	a_2, a_{2kq}^0	a_1, a_2, a_{2kq}^0	a_j, a_{jkq}^0	a_2, a_{1kq}^0	a_1, a_{2kq}^0

При имитационном моделировании усилителя ИА работает на фиксированных частотах в заданном диапазоне. При этом поддерживается требуемая выходная мощность имитируемого усилителя во всём диапазоне частот посредством выбора эксплуатационных характеристик транзистора этого усилителя.

При имитационном моделировании автогенератора ИА работает на фиксированной частоте его автоколебаний.

В процессе имитационного моделирования задают эксплуатационные характеристики транзистора, определяющие его режим по постоянному току, а именно с помощью БНПУ (см. рис. 1) вычисляют напряжение питания U_{ni} транзистора (в режиме усиления или генерации), а с помощью СС — амплитуду $|a_1|$ входного непрерывного зондирующего сигнала a_1 транзистора (в режиме усиления). Такие эксплуатационные характеристики транзистора регистрируются КИП. Кроме того, посредством ёмкостного шлейфа входного ($j = 1$) и выходного ($j = 2$) ПСТ задают нагрузочные ККО Γ_{nj} транзистора, обеспечивающие режим усиления (как усилителя) или генерации (как автогенератора) этого прибора. Положение шлейфов устанавливается напряжениями управления U_{yi} , формируемыми БНПУ.

Для облегчения выбора нагрузочных ККО Γ_{nj} может быть использован метод анализа устойчивости транзистора, предложенный в [9].

Перечисленные выше эксплуатационные характеристики транзистора должны быть выбраны так, чтобы технические характеристики имитируемого усилителя или автогенератора, такие как его выходная мощность $P_{\text{вых}}$, рабочая частота f усиления или генерации, коэффициент усиления по мощности K_P и шуму $K_{\text{ш}}$ и др., регистрируемые КИП, удовлетворяли ТЗ по проектированию этих устройств.

После выбора эксплуатационных характеристик транзистора осуществляют измерение одно- и двухсигнальных ККО Γ_i (1) и Γ_{21} (12) в плоскостях $i-i$ входа ($i = 1$) и выхода ($i = 2$) транзистора, а также измерение двухсигнальных ККО Γ'_{21} (12), измеряемых при непосредственном соединении входов ККП ККУ в плоскостях $i-i$ встык, включая измерение нагрузочных ККО Γ_{nj} (1) и ККП T_{ij} (7) транзистора в этих же плоскостях $i-i$ для последующего определения $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{21}, \Gamma'_{21}, \Gamma_{nj}, T_{ij})$ -параметров (21)–(23) транзистора.

В табл. 4 приведено содержание теста зондирующих $a_1, a_2 = a_{21}$ и опорных a_{ikq}^0 сигналов при измерении ККО $\Gamma_i, \Gamma_{21}, \Gamma'_{21}, \Gamma_{nj}$ и ККП T_{ij} транзистора в режимах усиления и генерации.

Режим усиления транзистора задаётся входным непрерывным зондирующим сигналом a_1 . При этом измерение ККО Γ_2 и ККП T_{12} транзистора осуществляется методом выделения амплитудно-модулированных зондирующих и опорных сигналов a_2 и a_{ikq}^0 , что обеспечивает их селекцию от входного непрерывного зондирующего сигнала a_1 . В режиме генерации измерение ККО $\Gamma_i, \Gamma_{21}, \Gamma'_{21}, \Gamma_{nj}$ и ККП T_{ij} происходит методом выделения амплитудно-модулированных зондирующих и опорных сигналов a_i и a_{ikq}^0 , что обуславливает их селекцию от собственного выходного сигнала b_2 транзистора. Амплитуда $|a_2|$

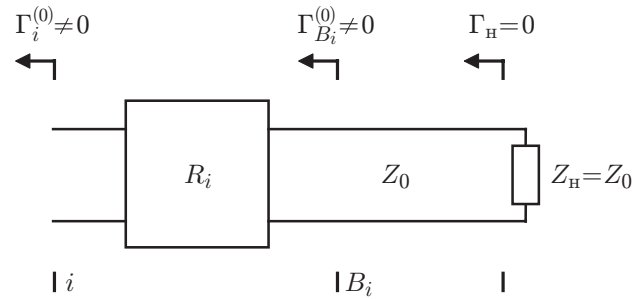


Рис. 2. Эквивалентная схема замещения КП при подключении к нему согласованного микрополоскового калибратора

зондирующего сигнала a_2 в режиме усиления и амплитуды $|a_i|$ зондирующих сигналов a_i в режиме генерации выбираются из условия их минимального влияния на эти режимы.

Таким образом, выражения (21)–(23) устанавливают связь измеренных ККО $\Gamma_i, \Gamma_{21}, \Gamma'_{21}, \Gamma_{nj}$ и ККП T_{ij} с измеряемыми $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{21}, \Gamma'_{21}, \Gamma_{nj}, T_{ij})$ -параметрами транзистора. Измерение S -параметров является косвенным. Существенными преимуществами этого метода перед аналогом $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{im}, \Gamma'_{im}, \Gamma_{nj}, T_{ij})$ (14), (19) является то, что в нём отсутствует необходимость в измерении ККО $\Gamma_{1m}, \Gamma'_{1m}$ и дан тест зондирующих a_i и опорных a_{ikq}^0 сигналов (см. табл. 4), обеспечивающий адекватное измерение $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{21}, \Gamma'_{21}, \Gamma_{nj}, T_{ij})$ -параметров транзистора в режимах усиления и автогенерации.

Для нормировки S -параметров транзистора, измеренных с помощью коаксиального ИА, к волновому сопротивлению Z_0 микрополосковой линии (МПЛ), для включения в которую предназначен этот транзистор при его эксплуатации, необходима дополнительная калибровка ИА расчётным микрополосковым согласованным калибратором или же двумя отрезками МПЛ [3, 4, 6–8]. Так, например, согласованный калибратор содержит отрезок МПЛ, который, с одной стороны, нагружен на согласованную резистивную нагрузку, а с другой — снабжён ленточным выводом. Подключение такого калибратора в плоскости $i-i$ входа КП показано на рис. 2, где Z_0 — волновое сопротивление отрезка МПЛ, нагруженного на согласованную нагрузку с сопротивлением $Z_H = Z_0$.

В процессе рассматриваемой дополнительной калибровки ИА измеряют ККО $\Gamma_i^{(0)}$ микрополоскового калибратора в плоскостях $i-i$ его подключения к КП. Плоскости $i-i$ физически совпадают со вспомогательными плоскостями B_i-B_i , где ККО $\Gamma_{B_i}^{(0)} \neq 0$.

Введение плоскостей B_i-B_i обусловлено существованием между плоскостями $i-i$ и B_i-B_i четырёхполюсников с R_i -параметрами рассеяния [7]. Эти четырёхполюсники характеризуют неоднородность, которая существует в плоскостях $i-i$ подключения МПЛ к КП $_i$. Сами неоднородности вызваны конструктивным различием МПЛ и КП $_i$.

По измеренным ККО $\Gamma_i^{(0)}$ определяют R_i -параметры рассеяния:

$$R_{11i} = \Gamma_i^{(0)}; \quad R_{12i} = R_{21i} = (1 + R_{11i})\sqrt{Z_i/Z_0};$$

$$R_{22i} = (1 + R_{11i})Z_i/Z_0 - 1; \quad i = 1, 2,$$

где Z_i — волновое сопротивление КП $_i$, равное волновому сопротивлению коаксиальных мер, используемых при калибровке ИА.

Нормировка Z_i/Z_0 R_i -параметров (24) и, следовательно, последующая нормировка S -параметров (9), (10), (14), (19), (21)–(23) транзистора, измеренных в коаксиальном ИА,

может быть осуществлена относительно произвольного волнового сопротивления Z_0 согласованного полоскового калибратора, выбранного для калибровки ИА.

С учётом R_i -параметров (24) S -параметры (9), (10), (14), (19), (21)–(23) транзистора в коаксиальных измерительных каналах ИА можно представить в виде каскадного соединения $S = f(R_1, S'', R_2)$, откуда S'' -параметры транзистора в МПЛ можно определить из следующих выражений [3, 4, 6–8]:

$$\begin{aligned} S''_{11} &= [R_{112}(R_{111}S_{22} - \Delta_S) + (S_{11} - R_{111})\Delta_{R2}]/\Delta; \\ S''_{12} &= -R_{211}R_{212}S_{12}/\Delta; \quad S''_{21} = -R_{121}R_{122}S_{21}/\Delta; \\ S''_{22} &= [R_{221}(R_{222}S_{11} - \Delta_S) + (S_{22} - R_{222})\Delta_{R1}]/\Delta, \end{aligned} \quad (25)$$

где

$$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}; \quad \Delta_{R1} = R_{111}R_{221} - R_{121}R_{211};$$

$$\Delta_{R2} = R_{112}R_{222} - R_{122}R_{212}; \quad \Delta = R_{112}(S_{22}\Delta_{R1} - R_{221}\Delta_S) + (R_{221}S_{11} - \Delta_{R1})\Delta_{R2}.$$

Для S -параметров коаксиальных узлов $S'' = S$. При необходимости по измеренным нагрузочным ККО Γ''_{nj} (5) можно определить их нормированные значения [5]

$$\Gamma''_{nj} = (R_{11i} - \Gamma_{nj})/(\Delta_{Ri} - R_{22i}\Gamma_{nj}), \quad i, j = 1, 2, \quad i \neq j, \quad (26)$$

для непосредственного расчёта топологий входной и выходной согласующих цепей усилителя или автогенератора без непосредственного использования S -параметров (25) транзистора этих устройств.

Для аттестации методов по погрешности измерения использовались нагрузки Э9-83/5 № 161 и НОВ-23-1.14, а также проходные меры с присоединительными размерами сечения 3,5/1,5 мм. Диаметр внешнего и внутреннего проводников мер составлял $D = 3,5$ мм, $d = 1,5; 2,0; 2,5; 3,0$ мм. Кроме того, были использованы проходные коаксиальные меры с конусным центральным проводником с комбинацией диаметров конуса $d_1, d_2 = 1,5; 2,0; 2,5; 2,0$ мм. Нагрузки и проходные меры были аттестованы по ККО Γ и ККП T Сибирским научно-исследовательским институтом метрологии с погрешностью $\leq 0,024|\Gamma, T|$ по модулю и $\leq 1^\circ$ по фазе [7]. Результаты аттестации методов по погрешности измерения пассивных четырёхполюсников приведены в заключении.

Для активных четырёхполюсников (транзисторов) измерение S -параметров по их погрешности считалось приемлемым, если опытный образец усилителя или автогенератора, воспроизведённый на основе измеренных S -параметров, в пределах его подстроек удовлетворял техническому заданию.

Заключение. На основе проведённого аналитического обзора двухсигнальных методов измерения S -параметров четырёхполюсников, реализуемых ИА, можно сделать следующие выводы.

Классический (8) и двухсигнальный (10) методы обеспечивают измерение S -параметров пассивных четырёхполюсников в согласованных с нагрузками ($\Gamma_{nj} = 0$) измерительных каналах ИА. Также они могут быть использованы для измерения S -параметров активных четырёхполюсников, например транзисторов в режиме малого сигнала. Погрешность измерения S -параметров составляет $\leq 0,08|S|$ по модулю и $\leq 7^\circ$ по фазе [7]. При реализации этих методов классическими АЦ, например двенадцатиполусными, погрешность измерения зависит от степени рассогласования ($\Gamma_{nj} \neq 0$) измерительных каналов АЦ с нагрузками.

Недостатком методов является то, что они не могут быть использованы для измерения S -параметров транзисторов в режиме усиления и генерации на большом сигнале.

Модифицированный двухсигнальный метод измерения (14), (19) имеет аналогичные показатели. Отличие состоит в том, что при его реализации классическими АЦ погрешность измерения не зависит от степени рассогласования ($\Gamma_{nj} \neq 0$) измерительных каналов АЦ с нагрузками и составляет $\leq 0,2|S|$ по модулю и $\leq 10^\circ$ по фазе [7].

Метод адекватного измерения (21)–(23) обеспечивает точное и адекватное измерение S -параметров активных четырёхполюсников, например транзисторов, в рассогласованных ($\Gamma_{nj} \neq 0$) с нагрузками измерительных каналах ИА. Измерение может быть выполнено как в режиме усиления, так и в режиме генерации транзистора на большом и малом сигналах. Погрешность измерения S -параметров составляет $\leq 0,08|S|$ по модулю и $\leq 7^\circ$ по фазе без коррекции измерений, а также $\leq 0,05|S|$ по модулю и $\leq 4^\circ$ по фазе с коррекцией по среднему значению [7].

Точное и адекватное измерение S -параметров транзистора имитируемых устройств этим методом обеспечивает сокращение цикла опытно-конструкторских работ не меньше чем в 2 раза, так как исключает необходимость воспроизводства и технологической коррекции опытного образца имитируемых устройств. Это достигается тем, что в ИА имитируемым и оптимизируемым аналогом опытного образца является перестраиваемый ИП. При этом воспроизводимый после проектирования образец в пределах его технологических подстроек удовлетворяет техническому заданию.

Преимуществом этого метода также является то, что измеряемые нагрузочные ККО Γ''_{nj} (26) транзистора могут быть использованы для непосредственного проектирования топологий входной и выходной СЦ усилителей и автогенераторов СВЧ без использования S -параметров.

Практическая реализация ИА и имитируемых им усилителей и генераторов приведена в [7, 10].

Таким образом, проведённый аналитический обзор систематизирует представления о двухсигнальных методах измерения S -параметров четырёхполюсников.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Mazumder S. R., Van der Puije P. D. Two-signal method of measuring the large-signal S -parameters of transistors // IEEE Trans. Microwave Theory and Techn. 1978. МТТ-26, N 6. P. 417–420.
2. Li S. H., Bosisio R. G. Automatic analysis of two-port active microwave network // Electron. Lett. 1982. 18, N 24. P. 1033–1034.
3. Савелькаев С. В., Ромасько С. В. Способ измерения S -параметров четырёхполюсников, предназначенных для включения в микрополосковый тракт // Вестн. СГУГиТ. 2017. 22, № 2. С. 260–270.
4. Савелькаев С. В., Ромасько С. В. Метод измерения S -параметров транзисторов на имитаторе-анализаторе усилителей и автогенераторов сверхвысоких частот // Метрология. 2017. № 2. С. 31–44.
5. Савелькаев С. В., Литовченко В. А. Анализ и синтез методов измерения S -параметров сверхвысокочастотных транзисторов // Метрология. 2018. № 4. С. 51–63.
6. Савелькаев С. В., Ромасько С. В., Литовченко В. А., Заржецкая Н. В. Теоретические основы построения имитатора-анализатора активных СВЧ-цепей // Радиотехника. Сер. Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 2. С. 50–61.
7. Савелькаев С. В. Разработка и исследование методов и прецизионных средств измерения S -параметров активных СВЧ-цепей: Дис. ... д-ра техн. наук. Новосибирск, 2006. 189 с.

8. **Савелькаев С. В.** Коаксиальное контактное устройство // Измер. техника. 2005. № 5. С. 65–68.
9. **Савелькаев С. В.** Методы анализа устойчивости активных СВЧ-цепей и измерения их S -параметров // Метрология. 2005. № 4. С. 19–28.
10. **Савелькаев С. В.** Теоретические основы построения имитаторов-анализаторов усилителей и автогенераторов СВЧ. С.-Пб.: Лань, 2019. 100 с.

Поступила в редакцию 25.04.2019

После доработки 05.08.2019

Принята к публикации 03.09.2019
