

УДК 621.382.3: 621.373.12:006.9
DOI: 10.33764/2411-1759-2021-26-1-150-162

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНЫХ ОТРАЖЕНИЙ НАГРУЗОК ТРАНЗИСТОРА НА ИМИТАТОРЕ-АНАЛИЗАТОРЕ УСИЛИТЕЛЕЙ И АВТОГЕНЕРАТОРОВ СВЧ

Сергей Викторович Савелькаев

Сибирский государственный университет геосистем и технологий, 630108, Россия, г. Новосибирск, ул. Плахотного, 10, доктор технических наук, профессор кафедры специальных устройств, инноватики и метрологии, тел. (383)361-07-31, e-mail: sergei.savelkaev@yandex.ru

Надежда Анатольевна Вихарева

Сибирский государственный университет геосистем и технологий, 630108, Россия, г. Новосибирск, ул. Плахотного, 10, кандидат технических наук, доцент кафедры специальных устройств, инноватики и метрологии, тел. (383)361-07-31, e-mail: milana-maria@mail.ru

Наталья Викторовна Чекотун

Сибирский государственный университет геосистем и технологий, 630108, Россия, г. Новосибирск, ул. Плахотного, 10, старший преподаватель кафедры специальных устройств, инноватики и метрологии, тел. (383)361-07-31

Рассмотрен имитатор-анализатор, обеспечивающий имитационное моделирование сверхвысокочастотных (СВЧ) усилителей и автогенераторов в соответствии с техническим заданием и последующим измерением комплексных коэффициентов отражения нагрузок активного компонента этих устройств для их проектирования. Также рассмотрена методика измерения этих параметров и методика калибровки имитатора-анализатора, обеспечивающая передачу результатов измерения из коаксиального измерительного тракта имитатора-анализатора в микрополосковый тракт. Кроме того, рассмотрен метод анализа устойчивости активного компонента в пространстве комплексных коэффициентов отражения его нагрузок, облегчающий их выбор при имитационном моделировании усилителей и автогенераторов.

Ключевые слова: имитатор-анализатор, калибровка, методика измерения, комплексный коэффициент отражения и его нормировка, метод анализа устойчивости

Введение

В настоящее время расчет и проектирование усилителей и автогенераторов сверхвысоких частот (СВЧ) [1] осуществляют в пространстве измеренных S -параметров активного компонента (АК) этих устройств [2–21], например, транзистора. S -параметры позволяют осуществить анализ устойчивости АК [22], что облегчает его выбор для реализации усилителя или автогенератора. Кроме того, S -пара-

метры позволяют рассчитать комплексные коэффициенты отражения (ККО) Γ_{nj} нагрузок (нагрузочные ККО Γ_{nj}) на входе ($j = 1$) и выходе ($j = 2$) АК для последующего расчета его согласующих цепей (СЦ) при проектировании усилителей и автогенераторов.

Недостатком применения S -параметров АК для проектирования усилителей и автогенераторов является сложность измерения этих параметров. Поэтому для расчета СЦ АК таких

устройств целесообразнее измерять его нагрузочные ККО Γ_{hj} . Этому также способствует то, что погрешность измерения нагрузочных ККО Γ_{hj} АК меньше, чем суммарная погрешность измерения его S -параметров, являющихся многомерной функцией от числа измерений [20, 21, 26].

В статье рассмотрена упрощенная структурная схема имитатора-анализатора (ИА) и его измерительного преобразователя (ИП) [18–21]. ИА обеспечивает имитационное моделирование усилителей и автогенераторов в соответствии с их техническим заданием (ТЗ) и последующим измерением нагрузочных ККО Γ_{hj} АК для непосредственного расчета его СЦ

при проектировании таких устройств. Также рассмотрена методика измерения нагрузочных ККО Γ_{hj} и методика калибровки ИА, обеспечивающая передачу результатов измерения из коаксиального измерительного тракта ИА в микрополосковый тракт. Кроме того, рассмотрен метод анализа устойчивости АК в пространстве нагрузочных ККО Γ_{hj} , облегчающий их выбор при имитационном моделировании усилителей и автогенераторов.

Структурная схема и конструкция ИА

Упрощенная структурная схема ИА показана на рис. 1 [18–21].

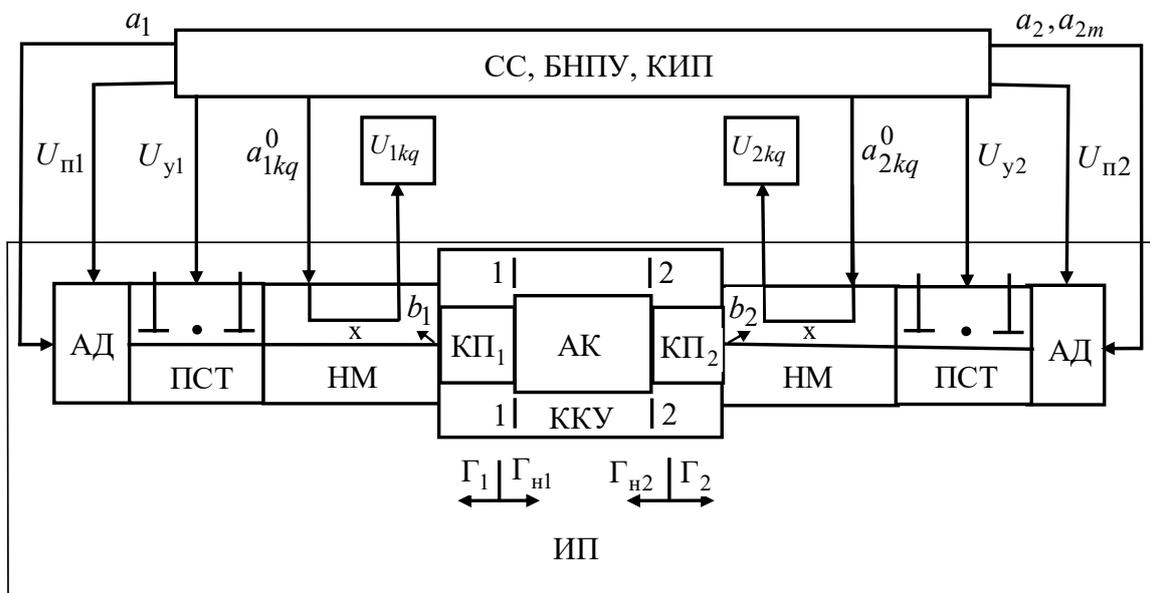


Рис. 1. Упрощенная структурная схема ИА:

ИП – измерительный преобразователь; БНПУ – блок напряжений питания U_{ni} и управления U_{yi} ; СС – синтезатор зондирующих a_i , a_{2m} и опорных a_{ikq}^0 сигналов; КИП – контрольно-измерительные приборы; АД – адаптер; ПСТ – перестраиваемый согласующий трансформатор; НМ – направленный мост; КП_{*i*} – коаксиальный переход; ККУ – коаксиальное контактное устройство; АК – активный компонент

Его основным функциональным узлом является ИП. Он обеспечивает имитационное моделирование усилителей и автогенераторов СВЧ и содержит коаксиальное контактное устройство (ККУ) [23, 24], которое с помощью двух ($i = 1, 2$) коаксиальных переходов (КП_{*i*})

обеспечивает подключение активного компонента (АК), например, полоскового транзистора, к входному ($i = 1$) и выходному ($i = 2$) 15-ти дБ направленным мостам (НМ).

НМ обеспечивают физическое преобразование нагрузочных ККО Γ_{hj} ; $j = 1, 2$ АК, из-

меряемых при непосредственном соединении плоскостей $i-i$ измерительных входов КПи; $i=1, 2$ ККУ встык, в мощности P_{ikq} , регистрируемые на выходном информационном полюсе каждого из двух НМ, где $k = \overline{1, 3}$ – порядковый номер сдвига фазы φ_{ik}^0 опорного сигнала a_{ikq}^0 относительно фазы φ_i зондирующего сигнала a_i ; $q = \overline{1, Q}$ – порядковый номер значения амплитуды $|a_{iq}^0|$ опорного сигнала a_{ikq}^0 , определяющий поддиапазон измерения нагрузочного ККО $\Gamma_{\text{н}j}$ из общего количества поддиапазонов Q .

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

Напряжения питания $U_{\text{п}i}$, также вырабатываемые БНПУ, подаются на АК через адаптеры (АД) и задают его режим по постоянному току, тогда как ПСТ задают нагрузочные ККО $\Gamma_{\text{н}j}$ 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 их синтезатором (СС). Технические характеристики имитируемого усилительного или автогенераторного устройства СВЧ, например, 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.

ИП выполнен в виде самостоятельного функционального узла, конструкция которого показана на рис. 2, а. Он содержит основание 1, на каждом из двух подвижных столов 2 которого последовательно размещены: АД 3, подающий напряжение питания $U_{\text{п}i}$ на АК 4 со

стороны его входа ($i = 1$) и выхода ($i = 2$), ПСТ 5, НМ 6. К измерительным входам НМ 6 подключены КПи 7 ККУ. КПи 7, разрез одного из которых показан на рис. 2, б и в, позволяют посредством подпружиненных цапг 8 подключить в плоскостях $i-i$; $i = 1, 2$ их измерительных входов АК 4 как с ленточными 9 (рис. 2, б), так и с микрополосковыми 10 (рис. 2, в) выводами. При этом АК 4 размещают на пьедестале 11. Кроме того, КПи 7 позволяют подключить в указанных плоскостях $i-i$ коаксиальную меру 12 (как, например, для рис. 2, б показано на рис. 2, з) или расчетные согласованные микрополосковые калибраторы 13 (рис. 2, д для рис. 2, б и рис. 2, е для рис. 2, в) при калибровке ИА. Также при калибровке ИА к входному ($i' = 1$) и выходному ($i' = 2$) отрезкам микрополосковой линии (МПЛ) 10 в их вспомогательных измерительных плоскостях $i'-i'$ (рис. 2, в) можно подключить (при удалении АК 4) короткозамыкатель 19 (рис. 2, ж).

Перемещение подвижных столов (рис. 2, а) при подключении коаксиальной меры 12 (рис. 2, з) осуществляется с помощью приводного механизма 14 (рис. 2, а), а перемещение КПи 7 при подключении АК 4 с ленточными 9 (рис. 2, б) или микрополосковыми 10 (рис. 2, в) выводами, а также согласованных микрополосковых калибраторов 13 (рис. 2, д для рис. 2, б и рис. 2, е для рис. 2, в) осуществляется с помощью фиксаторов 15. Возможность горизонтального перемещения каждого из КПи 7 обеспечивается посредством коаксиального тромбона 16 (рис. 2, б).

При калибровке ИА пьедестал 11 (рис. 2, а, б и в) удаляют и плоскости $i-i$; $i = 1, 2$ измерительных входов КПи 7 могут быть включены встык. При этом цапга 8 с большим усилием пружины утапливает цапгу 8 другого КПи 7 с меньшим усилием пружины аналогично рис. 2, з. При этом резьбовую втулку 17 одного из КПи 7 (рис. 2, б и в) надвигают на другой КПи 7 аналогично рис. 2, з.

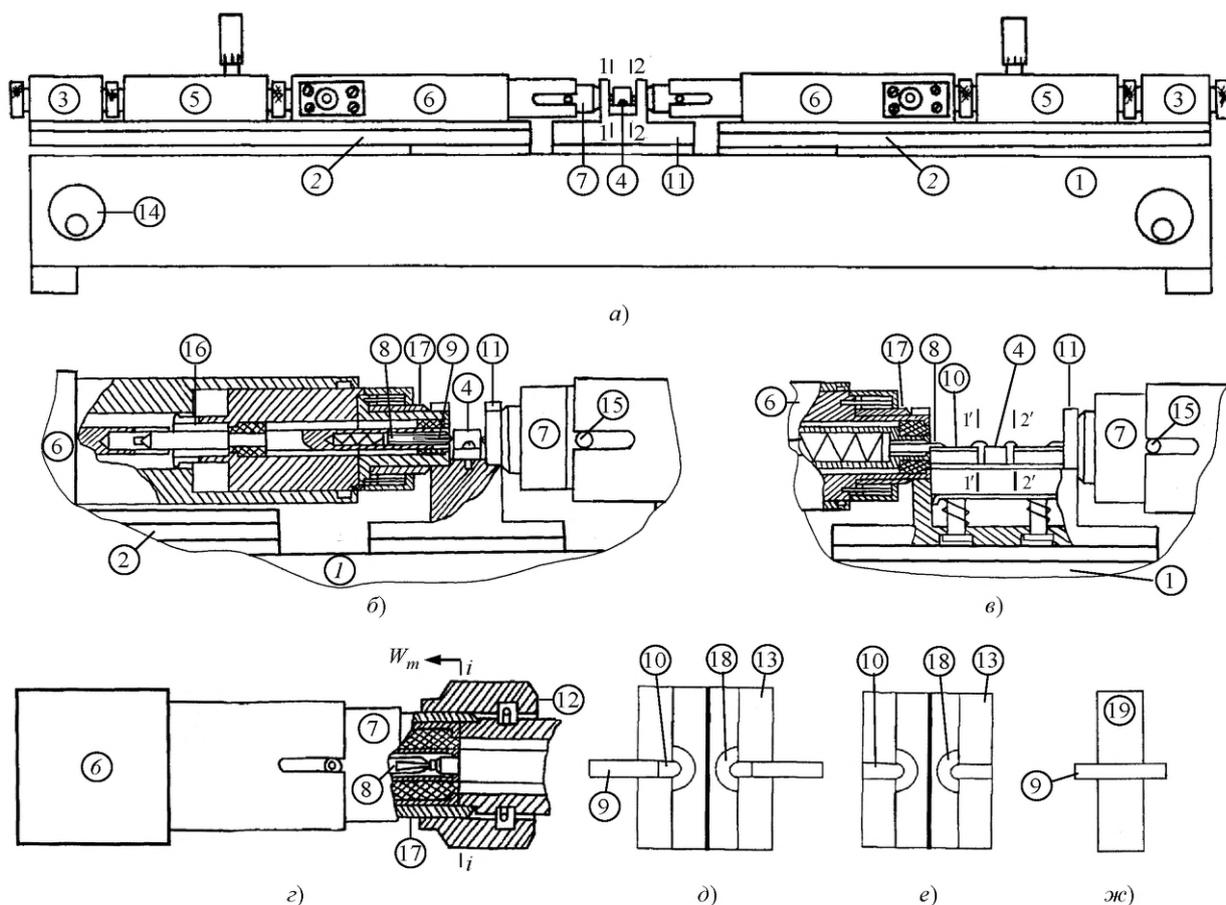


Рис. 2. Конструкция ИП:

a) общий вид ИП; б) и в) подключение к КПи 7 АК 4 с ленточными 9 и микрополосковыми 10 выводами; з) подключение к КПи 7 коаксиальной меры 12; д) и е) согласованный микрополосковый калибратор 13; ж) короткозамыкатель 19; 1 – основание; 2 – подвижный стол; 3 – адаптер; 4 – АК; 5 – ПСТ; 6 – НМ; 7 – КПи; 8 – подпружиненная цанга; 9 и 10 – ленточный вывод и отрезок полосковой линии; 11 – пьедестал; 12 – коаксиальная мера; 13 – расчетные согласованные микрополосковые калибраторы; 14 – приводной механизм; 15 – фиксатор; 16 – коаксиальный тромбон; 17 – резьбовая втулка; 18 – резистивная нагрузка; 19 – короткозамыкатель

Методика измерения нагрузочных ККО Γ_{nj}

Измеренные ККО Γ_i в плоскости $i-i$ входа КПи ($i=1, 2$, см. рис. 1), а также измеренные нагрузочные ККО Γ_{nj} транзистора, измеряемые при непосредственном соединении входов КПи в плоскостях $i-i$ ($i=1, 2$) встык (Γ_{nj} измеряют i -м НМ), можно определить по формуле [18–21]

$$\Gamma_i, \Gamma_{nj} = \frac{G_{i1}\chi_{iq} - \tilde{\rho}_{iq}}{G_{i3}\tilde{\rho}_{iq} - G_{i2}\chi_{iq}}, \quad (1)$$

при $a_i \neq 0, a_j = 0; a_{iq}^0 \neq 0, a_{jq}^0 = 0; i, j=1, 2; i \neq j$, где χ_{iq} – относительная амплитуда

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

где 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_{i1}, G_{i2} и G_{i3} – комплексные константы НМ, подлежащие определению при калиб-

ровке ИА подвижной короткозамкнутой коаксиальной мерой.

Для определения эквивалентного ККО

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

измеряемого нагруженного ККО Γ_{hj} , входящего в (1), была использована система уравнений вида:

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

где в формуле (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): $a_{ikq4} = P_{ikq}$, $a_{ik2} = 2 \cos \varphi_{ik}$, $a_{ik3} = -2 \sin \varphi_{ik}$;

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

где φ_{ik} – 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 «плюс» для φ_{ik} (5) выбирают, если стоячая волна мощности P_{ikq} движется к плоскости ее индикатора, и «минус» – при движении в противоположном направлении.

Решение системы уравнений (4) относительно переменных x_{ik} для трех 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} , входящего в (3), следующим образом:

$$|\rho_{iq}| = 1 / 2\beta_i \pm \sqrt{1 / 4\beta_i^2 - 1}; \quad (6)$$

$$\varphi_{ip} = \arctg(x_{i3} / x_{i2}),$$

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

Мощности $P_{ikq} = U_{ikq}^2 / 2$, входящие в систему уравнений (4), определяют через напря-

жения U_{ikq} , измеряемые на детекторах выходных плеч НМ (см. рис. 1) для трех дискретных фазовых сдвигов φ_{ik} (5).

Эквивалентный ККО ρ_{iq} (6) задает динамический диапазон стоячей волны мощности P_{ikq} :

$$\Delta_i = 10 \lg \frac{1 + |\rho_{iq}|^2 + 2|\rho_{iq}|}{1 + |\rho_{iq}|^2 - 2|\rho_{iq}|} = 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{\min}} \quad (7)$$

с ее минимумом P_{\min} и максимумом P_{\max} .

Количество поддиапазонов Q измерения ККО Γ_{hj} с модулем $1 < |\Gamma_{hj}| \leq 1$ для каждого i -го НМ выбирают так, чтобы на каждом $q = \overline{1, Q}$ поддиапазоне для модуля измеряемого ККО $|\Gamma_{\min q}| \leq |\Gamma_{hj}| \leq |\Gamma_{\max q}|$ выполнялось двухстороннее амплитудное ограничение $\Delta_{\min} \leq \Delta \leq \Delta_{\max}$ (безусловная адаптация ИА) [20, 21], где $|\Gamma_{\min q, \max q}|$ – граничные значения, разбивающие модуль $0 < |\Gamma_{hj}| \leq 1$ измеряемого ККО Γ_{hj} на Q поддиапазонов измерения; Δ – текущее значение динамического диапазона (7) и Δ_{\min} , Δ_{\max} – его предельно допустимые минимальное и максимальное значения. Количество поддиапазонов $Q = 5$, значения модулей $|W_q| = \{1; 0,7; 0,5; 0,33; 0,18\}$, $|\Gamma_{\min q, \max q}| = \{[1; 0,8], [0,8; 0,6], [0,6; 0,4], [0,4; 0,25], [0,25; 0,13]\}$ и динамического диапазона $\Delta_{\min, \max} = \{6; 14\}$ дБ были выбраны при определении метрологических характеристик ИА посредством оценки и ограничения предельной суммарной погрешности измерения Δ_{Γ}^1 ККО Γ_{hj} по ее предельному допуску $\Delta_{\Gamma} \leq [\Delta_{\Gamma}]$ [20, 21, 26].

Режим безусловной адаптации, которому в (6) соответствует знак «плюс», реализуется при $b_i > |a_{iq}^0|$, где b_i – отраженный сигнал (см. рис. 1).

Кроме того, согласно [20, 21], дискретное приращение θ_{i2}, θ_{i3} фазы φ_{ik} (5) опорного сигнала a_{ikq}^0 должно удовлетворять фазовому

условию $\theta_{i2}, \theta_{i3} = \theta_0$, где $\theta_0 = 3\pi/2$ – его оптимальное дискретное приращение, которое может быть определено на основе анализа обусловленности системы уравнений (4).

При одновременном выполнении амплитудного ограничения $6 \leq \Delta \leq 14$ дБ и фазового условия $\theta_{i2}, \theta_{i3} = \theta_0 = 3\pi/2$ суммарная погрешность Δ_Γ измерения ККО Γ_{Hj} на любом из $q = \overline{1, 5}$ поддиапазонов составляет $|\Delta_\Gamma| \leq [|\Delta_\Gamma|] = 0,05 |\Gamma_{Hj}|$ по модулю и $\varphi_\Gamma \leq [\varphi_\Gamma] = 5^0$ по фазе, где $[|\Delta_\Gamma|]$ и $|\varphi_\Gamma|$ – предел допуска на погрешность измерения Δ_Γ по модулю $|\Delta_\Gamma|$ и фазе φ_Γ .

Если $b_i < |a_{iq}^0|$, реализуется режим адаптации ИА сверху в виде одностороннего амплитудного ограничения $\Delta \leq \Delta_{\max}$. Этому режиму в (6) соответствует знак «минус». Недостатком последнего режима является то, что предельная суммарная погрешность Δ_Γ измерения ККО Γ_{Hj} при его модуле $|\Gamma_{Hj}| \leq 0,3$ превышает предел ее допуска $\Delta_\Gamma > [\Delta_\Gamma]$.

Для аттестации методики по погрешности измерения ККО Γ использовались нагрузки Э9-83/5 №161 и НОВ-23-1.14, аттестованные ФГУП СНИИМ с погрешностью $\leq 0,024 |\Gamma|$ по модулю и $\leq 1^0$ по фазе. Погрешность измерения ККО Γ этих нагрузок составила $\leq 0,07 |\Gamma|$ по модулю и $\leq 4^0$ по фазе.

Методика измерения нагрузочных ККО Γ_{Hj} реализуется следующим образом. АК (транзистор) подключают к КП_{*i*}; $i = 1, 2$ ККУ ИА (см. рис. 1) и осуществляют имитационное моделирование усилителя или автогенератора.

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

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

В процессе имитационного моделирования задают эксплуатационные характеристики транзистора, определяющие его режим по постоянному току. А именно, с помощью БНПУ (см. рис. 1) задают напряжения питания U_{pi} АК (в режиме усиления или генерации), а с помощью СС амплитуду $|a_1|$ входного непрерывного зондирующего сигнала a_1 транзистора (в режиме усиления). Заданные эксплуатационные характеристики АК регистрируются КИП. Кроме того, посредством емкостного шлейфа входного ($j = 1$) и выходного ($j = 2$) ПСТ задают нагрузочные ККО Γ_{Hj} АК, обеспечивающие его режим усиления (как усилителя) или генерации (как автогенератора) этого прибора [25]. Положение шлейфов задается напряжениями управления U_{yi} , формируемыми БНПУ.

Для облегчения выбора нагрузочных ККО Γ_{Hj} может быть использован метод анализа устойчивости АК.

Перечисленные выше эксплуатационные характеристики АК должны быть выбраны так, чтобы технические характеристики имитируемого усилителя или автогенератора, такие как 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 на проектирование этих устройств.

После выбора эксплуатационных характеристик АК осуществляют измерение нагрузочных ККО Γ_{Hj} (1) при непосредственном соединении входов КП_{*i*} в плоскостях $i-i$ ($i = 1, 2$) встык. Такое измерение нагрузочных ККО Γ_{Hj} является адекватным.

Калибровка ИА

Возможность подключения к КП_{*i*} 7 ККУ [18–21] стандартных коаксиальных мер l_2 (см. рис. 2, з) позволяет осуществить калибровку ИА относительно плоскостей $i-i$ измерительных входов КП_{*i*}; $i = 1, 2$, которые одновременно являются плоскостями подключения

АК 4 с ленточными 9 (см. рис. 2, б) или полосковыми 10 (см. рис. 2, в) выводами, которые подключаются к КП_i 7 посредством цанг 8.

Для определения комплексных параметров G_{i1} , G_{i2} и G_{i3} , входящих в формулу (1), необходимо выполнить измерение напряжений U_{ikqm} на детекторе выходного плеча i -го НМ (см. рис. 1) при подключении к плоскости $i-i$ входа КП_i; $i=1, 2$ стандартной подвижной короткозамкнутой меры для четырех $m=\overline{1,4}$ различных фиксированных значений ее фазы [21–24]

$$\varphi_m = 2\beta l_m \pm \pi, \quad (8)$$

где $\beta = 2\pi/\lambda$ и $l_m \leq \lambda/4$ – фазовая постоянная и переменная шкалы этой меры, причем при $m=4$ значения $l_4=0$ и $W_4=-1$; λ – длина волны.

Измерение напряжений U_{ikqm} и определение эквивалентного ККО ρ_{iqm} (6) необходимо осуществлять на первом ($q=1$) поддиапазоне. При этом начальное ослабление α_{i1} амплитуды χ_{i1} (2) и дискретные приращения θ_{i2} , θ_{i3} фазовых сдвигов φ_{ik} ; $k=2, 3$ (5) должны быть выбраны так, чтобы динамический диапазон Δ_i (7) и дискретные приращения θ_{i2} , r_j, φ_j удовлетворяли амплитудному $Q=5$ ($(\Delta_{\min} + \Delta_{\max})/2$) и фазовому R_i условиям, что обеспечивает минимум погрешности $\Delta W_m = \min \Delta W_m \equiv \min \Delta \Gamma_i^1$ измерения ККО $\Gamma_{hj} = W_m$ и, следовательно, минимум погрешности $\Delta G_{ij} = \min G_{ij}$ последующего определения эквивалентных комплексных параметров G_{ij} (1) i -го НМ.

Так как для первого ($q=1$) поддиапазона относительная амплитуда $\chi_{iq}=1$ (2), формула (1) при $\Gamma_i = W_m$ была преобразована к виду

$$G_{i1} + a_{im2}G_{i2} + a_{im3}G_{i3} = a_{im4}; \quad m = \overline{1,3}, \quad (9)$$

где $a_{im2} = -W_m$; $a_{im3} = -\tilde{\rho}_{ilm}W_m$; $a_{im4} = \tilde{\rho}_{ilm}$, причем $\tilde{\rho}_{ilm} = \rho_{ilm}/\rho_{i14}$ – эквивалентный

ККО (определяют из (6)) при измерении ККО $\Gamma_i = W_m$ подвижной короткозамкнутой меры, подключаемой в плоскости $i-i$ измерительных входов КП_i для трех ($m = \overline{1,3}$) состояний ее фазы φ_m (8).

Решение системы уравнений (9) позволяет определить комплексные параметры $G_{i1} = D_{i1}/D$, $G_{i2} = D_{i2}/D$ и $G_{i3} = D_{i3}/D$ (8) i -го НМ, где D_{i1} , D_{i2} , D_{i3} и D – определители системы.

Если же ослабление α_{iq} амплитуды $|a_{iq}^0|$ опорного сигнала a_{ikq}^0 неизвестно, то относительную амплитуду χ_{iq} (2) на q -м поддиапазоне измерения можно определить как

$$\tilde{\chi}_{iq} = \left| \tilde{\rho}_{iqq} \frac{1 + G_{i3}W_q}{G_{i1} + G_{i2}W_q} \right|, \quad (10)$$

где $\tilde{\rho}_{iqq} = \rho_{iqq}/\rho_{i14}$.

Для определения эквивалентного ρ_{iqq} (9) на q -м поддиапазоне измерения необходимо измерить напряжения U_{ikq} на выходном плече i -го НМ при подключении в плоскости $i-i$ измерительного входа КП_i; $i=1, 2$ 7 коаксиальной меры 12 (см. рис. 2, з) с модулем ККО $|W_q| = \{1; 0,8; 0,5; 0,33; 0,18\}$. Значения модулей выбираются так, чтобы предельно допустимый интервал динамического диапазона $\Delta_{\min} \leq \Delta \leq \Delta_{\max}$ для нагрузочных ККО Γ_{hj} с модулем $0 < |\Gamma_{hj}| \leq 1$ не нарушался. Согласно указанному набору значений модуля ККО $|W_q|$ для обеспечения $|\Delta_\Gamma| \leq [|\Delta_\Gamma|] = 0,05 |\Gamma_{hj}|$ и $\varphi_\Gamma \leq [\varphi_\Gamma] = 5^\circ$ количество поддиапазонов измерения должно составлять $Q = 5$.

Для нормировки нагрузочных ККО Γ_{hj} АК, измеренных в коаксиальном тракте ИА, относительно микрополоскового тракта, в котором в последующем будет осуществлен расчет и проектирование усилителя или автогенератора, необходима калибровка КП_i совместно с НМ расчетным микрополосковым калибратором

ром 13 (см. рис. 2, д) или же двумя отрезками микрополосковой линии (МПЛ) [20, 21]. Калибратор содержит отрезки МПЛ 10, которые с одной стороны нагружены на согласованную резистивную нагрузку 18, а с другой снабжены ленточным выводом 9. Схема подключения такого калибратора к КП_i показана на рис. 3, где Z₀ – волновое сопротивление отрезка МПЛ, который нагружен на согласованную нагрузку с сопротивлением Z_н = Z₀.

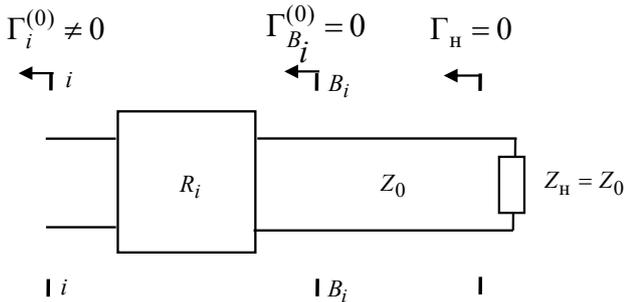


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения КП_i при подключении к нему согласованного микрополоскового калибратора

При подключении МПЛ к КП_i в плоскостях *i*–*i* возникают неоднородности, обусловленные конструктивными различиями этих узлов. В процессе измерений ККО Γ_i⁽⁰⁾ при калибровке КП_i эти неоднородности моделируются вводом вспомогательных плоскостей B_i–B_i и введением между плоскостями *i*–*i* и B_i–B_i четырехполюсников с R_i-параметрами рассеяния, характеризующими указанные неоднородности. При этом плоскости *i*–*i* и B_i–B_i для одинаковых значений *i* совмещены в пространстве, а в плоскостях B_i–B_i ККО Γ_{B_i}⁽⁰⁾ ≠ 0.

По измеренным ККО Γ_i⁽⁰⁾ R_i-параметры рассеяния определяют следующим образом:

$$\begin{aligned} R_{11i} &= \Gamma_i^{(0)}; \quad R_{12i} = R_{21i} = (1 + R_{11i})\sqrt{Z_i / Z_0}; \\ R_{22i} &= (1 + R_{11i})Z_i / Z_0 - 1; \quad i = 1, 2, \end{aligned} \quad (11)$$

где Z_i – волновое сопротивление КП_i, равное волновому сопротивлению коаксиальных мер, используемых при калибровке ИА.

R_i-параметры (11) могут быть нормированы на произвольное волновое сопротивление Z₀ согласованного полоскового калибратора, выбранного для калибровки КП_i.

С учетом R_i-параметров (11) нагрузочные ККО Γ_{нj} АК в микрополосковом тракте можно определить следующим образом:

$$\Gamma'_{нj} = (R_{11i} - \Gamma_{нj}) / (\Delta R_i - R_{22i} \Gamma_{нj}), \quad (12)$$

где ΔR_i = R_{11i}R_{22i} - R_{12i}R_{21i}; i, j = 1, 2; i ≠ j.

Метод анализа устойчивости

Предварительным этапом имитационного моделирования усилителя или автогенератора является анализ устойчивости их АК [22]. Сущность такого анализа сводится к измерению трех значений нагрузочных ККО Γ_{нj}^(m); m = 1, 3 АК в режиме регенерации, который является промежуточным режимом между его режимами усиления и автогенерации, как показано на рис. 4.

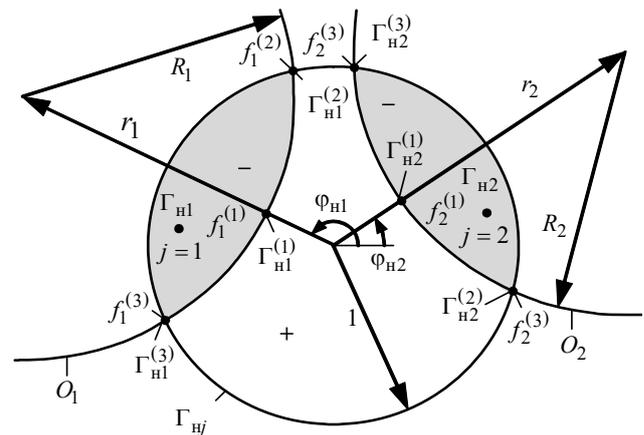


Рис. 4. Области неустойчивых «-» и устойчивых «+» нагрузочных ККО Γ_{нj}

Измеренные нагрузочные ККО Γ_{нj}^(m) позволяют определить границы O_j, разделяющие комплексные плоскости входного (j = 1)

и выходного ($j = 2$) нагрузочных ККО Γ_{Hj} АК на устойчивые (на рис. 4 отмечены знаком плюс «+») и неустойчивые (отмечены знаком минус «-») области. Координаты центров r_j, φ_j границ O_j этих областей и их радиусы R_j являются параметрами устойчивости.

Метод анализа устойчивости реализуется следующим образом. АК посредством входного и выходного ПСТ вводят в режим устойчивой автогенерации, выбирая его нагрузочные ККО Γ_{Hj} так, чтобы они находились в неустойчивых областях их комплексной плоскости (знаки «-» на рис. 4, где точками $j = 1, 2$ отмечены их выбранные значения). При этом в каждом из ПСТ используют только один шлейф ($N = 1$).

Далее при фиксированном значении выходного нагрузочного ККО $\Gamma_{H2} = \text{const}$ в точке $j = 2$ осуществляют прогонку входного нагрузочного ККО Γ_{H1} , уменьшая, а затем увеличивая его модуль $|\Gamma_{H1}|$ с вариацией фазы его $\varphi_1 = 0 - 2\pi$ для каждого из выбираемых значений модуля $0 \leq |\Gamma_{H1}| \leq 1$. Изменение модуля $|\Gamma_{H1}|$ обеспечивается изменением глубины погружения емкостного шлейфа входного ПСТ, а его фазы φ_1 – перемещением этого емкостного шлейфа по длине ПСТ.

Прогонкой входного нагрузочного ККО Γ_{H1} находят минимальное $\Gamma_{H1}^{(1)}$ и два максимальных граничных значения его модуля $\Gamma_{H1}^{(2)}, \Gamma_{H1}^{(3)}$ (см. рис. 4), при которых наблюдается срыв автогенерации. После чего АК отключают и измеряют эти три значения нагрузочных ККО Γ_{H1} при непосредственном соединении входов КП_{*i*}; $i = 1, 2$ в плоскостях $i - i$ встык. Далее входной нагрузочный ККО Γ_{H1} возвращают в исходную точку $j = 1$ и осуществляют аналогичное измерение трех значений $\Gamma_{H2}^{(1)}, \Gamma_{H2}^{(2)}$ и $\Gamma_{H2}^{(3)}$ выходного нагрузочного ККО Γ_{H2} .

Параметры устойчивости r_j, φ_j и R_j – координаты центров и радиусы границ O_j

неустойчивых областей «-» нагрузочных ККО Γ_{Hj} – определяются решением системы уравнений:

$$|\Gamma_{Hj}^{(m)}| = x_j + a_m y_j + b_m z_j; m = \overline{1, 3}, \quad (13)$$

где $a_m = 2|\Gamma_{Hj}^{(m)}| \cos \varphi_{Tj}^{(m)}$ и $b_m = 2|\Gamma_{Hj}^{(m)}| \sin \varphi_{Tj}^{(m)}$ – константы, значения которых зависят от модуля $|\Gamma_{Hj}^{(m)}|$ и фазы $\varphi_{Tj}^{(m)}$ измеренных нагрузочных ККО $\Gamma_{Hj}^{(m)}$;

$$x_j = R_j^2 - r_j^2; y_j = r_j \cos \varphi_j; z_j = r_j \sin \varphi_j \quad (14)$$

переменные, с учетом которых определяются параметры устойчивости:

$$r_j = \sqrt{x_j^2 + y_j^2}; \varphi_j = \arccos(y_j/r_j); R_j = \sqrt{x_j^2 + r_j^2}. \quad (15)$$

Значения модуля $|\Gamma_{Hj}|$ нагрузочного ККО Γ_{Hj} , принадлежащие границам O_j в зависимости от его фазы φ_{Tj} , можно рассчитать по формуле

$$|\Gamma_{Hj}| = R_j \cos(\varphi_j - \varphi_{Tj}) - \sqrt{R_j^2 \cos^2(\varphi_j - \varphi_{Tj}) + r_j^2}. \quad (16)$$

При необходимости может быть определен максимально достижимый диапазон перестройки частоты f_j генерации АК по его входу и выходу

$$\Delta f_j = |f_j^{(2)} - f_j^{(3)}|, \quad (17)$$

где $f_j^{(2)}$ и $f_j^{(3)}$ – граничные частоты срыва автогенерации (см. рис. 4).

При имитационном моделировании усилителей во входном и выходном ПСТ используется по три шлейфа, что обеспечивает относительную полосу пропускания порядка 10–15 % на центральной частоте f в пределах 4–12 ГГц. При имитационном моделировании автогенераторов в ПСТ используют по одному шлейфу. При имитационном моделировании усилителей нагрузочные ККО Γ_{Hj} выбираются из устойчивой области «+», а при имитационном моделировании автогенераторов – в их неустойчивых областях «-», которые показаны на рис. 4.

Заключение

Таким образом, рассмотрена методика точного и адекватного измерения нагрузочных ККО $\Gamma_{нj}$ транзисторов, исключающая необходимость трудоемкого измерения их S -параметров. Кроме того, рассмотрена структурная схема ИА и конструкция ИП, реализующих эту методику.

Погрешность измерения нагрузочных ККО $\Gamma_{нj}$ составляет $\leq 0,07 |G|$ по модулю и $\leq 5^\circ$ по фазе без коррекции измерений и $\leq 0,04 |S|$ по модулю и $\leq 3^\circ$ по фазе с коррекцией по среднему.

Эта погрешность измерения меньше суммарной погрешности измерения S -параметров транзисторов, которую из-за отсутствия

активных проходных мер невозможно достоверно оценить.

Точное и адекватное измерение нагрузочных ККО $\Gamma_{нj}$ обеспечивает сокращение цикла опытно-конструкторских работ не менее чем в 2 раза, так как исключает необходимость воспроизводства и технологической коррекции опытного образца этих имитируемых устройств за счет того, что в ИА им является перестраиваемый ИП. При этом воспроизводимый после проектирования образец в пределах его технологических подстроек удовлетворяет ТЗ.

Рассмотренный метод анализа устойчивости транзистора облегчает выбор его нагрузочных ККО $\Gamma_{нj}$ при имитационном моделировании усилителей и автогенераторов без использования S -параметров.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Полупроводниковые входные устройства СВЧ / под ред. В. С. Эткина. – М. : Сов. радио, 1975. – Т. 1. – 344 с.
2. User's Guide. Agilent E5061A/E5062A ENA Series RF Network Analyzers. – Agilent Technologies : Manufacturing № E5061-90050, June 2007. – 413 p.
3. Dunsmore J. P. Handbook of Microwave Component Measurements: with Advanced VNA Techniques. – Wiley, 2012. – 636 p.
4. Teppati V., Ferrero A., Sayed M. Modern RF and Microwave Measurement Techniques. – Cambridge University Press, 2013. – 476 p.
5. Коротков К. С., Левченко А. С., Мильченко Д. Н., Гатченко М. А. Особенности измерения S -параметров с помощью рефлектометров в диапазоне СВЧ // Экологический вестник научных центров Черноморского экономического сотрудничества. – 2010. – № 3. – С. 20–24.
6. Коротков К. С., Мильченко Д. Н. Особенности измерителей, использующих рефлектометры для определения S -параметров четырехполосников СВЧ // Телекоммуникации. – 2011. – № 9. – С. 22–26.
7. Савин А. А., Губа В. Г., Быкова О. Н. Определение погрешности измерений импеданса электронных компонентов с помощью векторного анализатора цепей // Метрология. – 2014. – № 10. – С. 20–29.
8. Крылов А. А., Лавричев О. В., Никулин С. М. Измерение S -параметров электронных компонентов в полосковых линиях передачи // Датчики и системы. – 2014. – № 11. – С. 34–41.
9. Измерение S_{22} в «горячем» режиме с импульсными сигналами на анализаторе цепей. R&SZVA [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.rohde-schwarz.ru/439/AN001rus_HotS22_pulse.pdf.
10. Root D. E., Horn J., Betts L., Gillese Ch., Verspecht J. X-параметры: новый принцип измерений, моделирования и разработки нелинейных ВЧ и СВЧ компонентов // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2009. – № 2. – С. 20–24.
11. Саяпин В. Ю. Описание нелинейных цепей на основе X-параметров и методика их измерения // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2 (26). – Ч. 1. – С. 83–86.
12. Никулин С. М., Торгованов А. И. Измерение S -параметров нелинейных СВЧ-цепей методом пространственно удаленной переменной нагрузки // Датчики и системы. – 2014. – № 11 (186). – С. 27–34.
13. Никулин С. М., Торгованов А. И. Измерение S -параметров СВЧ транзисторов при высоком уровне мощности методом пространственно удаленной нагрузки // Датчики и системы. – 2014. – № 4 (191). – С. 14–18.

14. Никулин С. М., Торгованов А. И. Проектирование усилителей СВЧ-мощности. Эффективность метода удаленной переменной нагрузки // *Электроника: Наука, технология, бизнес.* – 2015. – № 3 (143). – С. 148–153.
15. Савин А. А., Губа В. Г. Измерение параметров полупроводниковых приборов на пластине // *Измерительная техника.* – 2016. – № 7. – С. 56–61.
16. Энген Г. Ф. Успехи в области СВЧ измерений // *Труды института инженеров по электронике и радиоэлектронике.* – 1987. – Т. 66. – № 4. – С. 8–20.
17. Петров, В. П., Рясный Ю.В. Коммутационные многополюсные измерители параметров цепей СВЧ // *Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП-96): Тр. третьей международной науч.-техн. конф.* – Новосибирск, 1996. – Т. 4. – С. 8–9.
18. Савелькаев С. В., Ромасько С. В., Литовченко В. А., Заржецкая Н. В. Теоретические основы построения имитатора-анализатора активных СВЧ-цепей // *Вестник СГУГиТ.* – 2016. – Вып. 1 (33). – С. 175–188.
19. Савелькаев С. В. Теоретические основы построения имитаторов-анализаторов усилителей и автогенераторов СВЧ: монография. – СПб.: Лань, 2019. – 100 с.
20. Савелькаев С. В., Данилевич С. Б. Проектирование и контроль качества устройств СВЧ методами и средствами имитационного моделирования и измерения: монография. – Новосибирск: СГУГиТ, 2019. – 187 с.
21. Savel'kaev S. V., Danilevich S. B. (2020). *Methods and Tools for Simulation and Quality Control of Design and Production of Microwave Devices.* – Newcastle upon Tyne, United Kingdom Publisher: Cambridge Scholars Publishing, 283 p.
22. Литовченко В. А. Методы анализа устойчивости активных СВЧ-цепей и измерения их *S*-параметров // *Вестник СГГА.* – 2014. – Вып. 1 (29). – С. 90–100.
23. Заржецкая Н. В., Литовченко В. А. Коаксиальное контактное устройство и способ его калибровки // *Интерэкспо Гео-Сибирь: XV Междунар. науч. конгр. : Междунар. науч. конф. «Наука. Обороны. Безопасность–2019» : сб. материалов (Новосибирск, 24–26 апреля 2019 г.).* – Новосибирск: СГУГиТ, 2019. – Т. 9. – С. 77–86.
24. Zhu N. H. Phase uncertainty in calibrating microwave test fixtures // *IEEE Trans.* – 1999. – Vol. VTT-47, № 10. – P. 1917–1922.
25. Савелькаев С. В., Литовченко В. А. Отсчетный *N*-шлейфный перестраиваемый согласующий трансформатор для имитаторов-анализаторов усилителей и автогенераторов СВЧ // *Вестник СГУГиТ.* – 2018. – Т. 23, № 1. – С. 200–213.
26. Петров В. П., Рясный Ю. В., Пальчун Ю. А., Хворостов Б. А. Оценка погрешности методик выполнения измерений // *Законодательная и прикладная метрология.* – 1998. – № 4. – С. 47–51.

Получено 16.09.2020

© С. В. Савелькаев, Н. А. Вихарева, Н. В. Чеботун, 2021

METHOD OF COMPLEX REFLECTION PARAMETERS MEASUREMENT OF TRANSISTOR LOADS USING A SIMULATOR-ANALYZER OF MICROWAVE AMPLIFIERS AND OSCILLATORS

Sergei V. Savelkaev

Siberian State University of Geosystems and Technologies, 10, Plakhotnogo St., Novosibirsk, 630108, Russia, D. Sc., Professor, Department of Special Devices, Innovations and Metrology, phone: (383)361-07-31, e-mail: sergei.savelkaev@yandex.ru

Nadezhda A. Vikhareva

Siberian State University of Geosystems and Technologies, 10, Plakhotnogo St., Novosibirsk, 630108, Russia, Ph. D., Associate Professor, Department of Special Devices, Innovations and Metrology, phone: (383)361-07-31, e-mail: milana-maria@mail.ru

Natalia V. Chekotun

Siberian State University of Geosystems and Technologies, 10, Plakhotnogo St., Novosibirsk, 630108, Russia, Senior Lecturer, Department of Special Devices, Innovations, and Metrology, phone: (383)361-07-31

The article considers a simulator/analyzer that provides simulation modeling of microwave amplifiers and oscillators in accordance with their technical specifications, followed by the measurement of complex load reflection coefficients of the active component of these devices for their design. It also considers a method of measurement of these parameters and a method of calibration of the simulator/analyzer providing transfer of measurement results from the coaxial measuring line of the simulator-analyzer to the microstrip line. In addition, the article considers a method for analyzing the stability of the active component in the space of complex reflection coefficients of its loads, which facilitates their selection in the simulation of amplifiers and oscillators.

Keywords: simulator/analyzer, calibration, measurement technique, complex reflection coefficient and its normalization, stability analysis method

REFERENCES

1. Etkin, V. S. (Ed.). (1975). *Poluprovodnikovye vkhodnye ustroystva SVCh: T. 1 [Semiconductor input devices of microwave: Vol. 1]*. Moscow: Sov. Radio Publ., 344 p. [in Russian].
2. User's Guide. Agilent E5061A/E5062A. ENA Series RF Network Analyzers. Agilent Technologies: Manufacturing No. E5061-90050, June 2007, 413 p.
3. Dunsmore, J. P. (2012). *Handbook of Microwave Component Measurements: with Advanced VNA Techniques*. Wiley, 636 p.
4. Teppati, V., Ferrero, A., & Sayed, M. (2013). *Modern RF and Microwave Measurement Techniques*. Cambridge University Press, 476 p.
5. Korotkov, K. S., Levchenko, A. S., Milchenko, D. N., & Gatchenko, M. A. (2010). Features of measuring S -parameters using reflectometers in the microwave range. *Ekologicheskiiy vestnik nauchnykh tsentrov Chernomorskogo ekonomicheskogo sotrudnichestva [Ecological Bulletin of Scientific Centers of the Black Sea Economic Cooperation]*, 3, 20–24 [in Russian].
6. Korotkov, K. S., & Milchenko, D. N. (2011). Features of meters using reflectometers for determining the S -parameters of four-pole microwave. *Telekommunikatsii [Telecommunications]*, 9, 22–26 [in Russian].
7. Savin, A. A., Guba, V. G., & Bykova, O. N. (2014). Determination of the measurement error of the impedance of electronic components using a vector circuit analyzer. *Metrologiya [Metrology]*, 10, 20–29 [in Russian].
8. Krylov, A. A., Lavrichev, O. V., & Nikulin, S. M. (2014). Measurement of S -parameters of electronic components in strip transmission lines. *Datchiki i sistemy [Sensors and Systems]*, 11, 34–41 [in Russian].
9. Measurement in "hot" mode with pulse signals on the circuit analyzer. R&SZVA. (n. d.). Retrieved from www.rohde-schwarz.ru/439/AN001rus_HotS22_pulse.pdf.
10. Root, D. E., Horn, J., Betts, L., Gillease, Ch., & Verspecht, J. (2009). X-parameters: a new principle of measurement, modeling and development of non-linear RF and microwave components / Control and measurement devices and systems. *Agilent Technologies*, 2, 20–24.
11. Sayapin, V. Yu. (2012). Description of nonlinear circuits based on X-parameters and methods of their measurement. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki [Reports of the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics]*, 2-1(26), 83–86 [in Russian].
12. Nikulin, S. M., & Torgovanov, A. I. (2014). Measurement of S -parameters of nonlinear microwave circuits by the method of spatially remote Variable load. *Datchiki i sistemy [Sensors and Systems]*, 11(186), 27–34 [in Russian].
13. Nikulin, S. M., & Torgovanov, A. I. (2014). Measurement of S -parameters of microwave transistors at a high power Level by the method of spatially remote load. *Datchiki i sistemy [Sensors and Systems]*, 4(191), 14–18 [in Russian].
14. Nikulin, S. M., & Torgovanov, A. I. (2015). Design of microwave power amplifiers efficiency of the remote variable load method. *Elektronika: Nauka, tekhnologiya, biznes [Electronics: Science, Technology, Business]*, 3(143), 148–153 [in Russian].
15. Savin, A. A., & Guba, V. G. (2016). Measurement of parameters of semiconductor devices on a plate. *Izmeritel'naya tekhnika [Measuring Equipment]*, 7, 56–61 [in Russian].
16. Engen, G. F. (1987). Successes in the field of microwave measurements. *Trudy instituta inzhenerov po elektronike i radioelektronike [Proceedings of the Institute of Electronics and Radioelectronics Engineers]*, 66(4), 8–20 [in Russian].

17. Petrov, V. P., & Ryasny, Yu. V. (1996). Switching multipolar meters of parameters of microwave circuits. In *Sbornik trudov tret'ey mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii: T. 4. Aktual'nye problemy elektronnoy priborostroeniya (APEP-96) [Proceedings of the Third International Scientific and Technical Conference: Vol. 4. Actual Problems of Electronic Instrument Making (APEP-96)]* (pp. 8–9). Novosibirsk [in Russian].
18. Savel'kaev, S. V., Romas'ko, S. V., Litovchenko, V. A., & Zarzhetskaya, N. V. (2017). Theoretical bases of construction of the simulator-analyzer of active microwave circuits. *Uspekhi sovremennoy radio-tehniki [Successes of Modern Radio Engineering]*, 2, 50–61 [in Russian].
19. Savel'kaev, S. V. (2019). *Teoreticheskie osnovy postroeniya imitatorov-analizatorov usiliteley i avto-generatorov SVCh [Theoretical bases of construction of imitators-analyzers of amplifiers and microwave autogenerators]*. St. Petersburg: Lan Publ., 100 p. [in Russian].
20. Savel'kaev, S. V., & Danilevich, S. B. (2019). *Proektirovanie i kontrol' kachestva ustroystv SVCh metodami i sredstvami imitatsionnogo modelirovaniya i izmereniya [Design and quality control of microwave devices by methods and means of simulation and measurement]*. Novosibirsk: SSUGT Publ., 187 p. [in Russian].
21. Savel'kaev, S. V., & Danilevich, S. B. (2020). *Methods and Tools for Simulation and Quality Control of Design and Production of Microwave Devices*. Newcastle upon Tyne, United Kingdom Publisher: Cambridge Scholars Publishing, 283 p.
22. Litovchenko, V. A. (2014). Methods for analyzing the stability of active microwave circuits and measuring their S-parameters. *Vestnik SGGA [Vestnik SSGA]*, 1(29), 90–100 [in Russian].
23. Zarzhetskaya, N. V., & Litovchenko, V. A. (2019). Coaxial contact device and its calibration method. In *Sbornik materialov Interekspo GEO-Sibir'-2019: Mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii: T. 9. Nauka. Oborona. Bezopasnost' – 2019 [Proceedings of Interexpo GEO-Siberia-2019: International Scientific Conference: Vol. 9. Science. Defense. Security – 2019]* (pp. 77–86). Novosibirsk: SSUGT Publ. [in Russian].
24. Zhu, N. H. (1999). Phase uncertainty in calibrating microwave test fixtures. *IEEE Trans., VTT-47(10)*, 1917–1922.
25. Savel'kaev, S. V., & Litovchenko, V. A. (2018). Reference-loop tunable matching transformer for imitators-analyzers of amplifiers and microwave autogenerators. *Vestnik SGUGiT [Vestnik SSUGT]*, 23(1), 200–213 [in Russian].
26. Petrov, V. P., Ryasny, Y. V., Palchun, Y. A., & Hvorostov, B. A. (1998). Estimation of the error of measurement methods. *Zakonodatel'naya i prikladnaya metrologiya [Legislative and Applied Methodology]*, 4, 47–51 [in Russian].

Received 16.09.2020

© S. V. Savelkaev, N. A. Vikhareva, N. V. Chekotun, 2021