

УДК 621.385.6

DOI: 10.33764/2411-1759-2019-24-4-306-327

## ОБЗОР МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ $S$ -ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ СВЧ В РЕЖИМЕ БОЛЬШОГО СИГНАЛА

*Владимир Анатольевич Литовченко*

Новосибирское высшее военное командное училище, 630117, Россия, г. Новосибирск, ул. Иванова, 49, начальник инструкторской группы кафедры разведки (и воздушно-десантной подготовки), тел. (383)332-50-45, e-mail: litovchienko.vladimir@mail.ru; Сибирский государственный университет геосистем и технологий, 630108, Россия, г. Новосибирск, ул. Плахотного, 10, аспирант, тел. (923)100-89-86

*Наталья Викторовна Заржецкая*

Сибирский государственный университет геосистем и технологий, 630108, Россия, г. Новосибирск, ул. Плахотного, 10, аспирант, старший преподаватель, тел. (383)361-07-31, e-mail: zarjetskaya@yandex.ru

В диапазоне СВЧ для измерения  $S$ -параметров транзисторов широко используют методы, которые не обеспечивают адекватного измерения  $S$ -параметров транзисторов. Необходимо выявить самый эффективный метод среди методов измерения  $S$ -параметров транзисторов путем сопоставления преимуществ и недостатков рассматриваемых методов.

В статье в хронологическом порядке рассмотрены: двухсигнальный метод измерения  $S$ -параметров транзисторов, модификация этого метода и разработанный на их основе метод адекватного измерения  $S$ -параметров таких приборов. Методы реализуются коаксиальным имитатором-анализатором усилителей и автогенераторов СВЧ как в согласованных, так и в рассогласованных с нагрузками измерительных каналах этого имитатора-анализатора. Анализируется область применения и взаимосвязь рассматриваемых методов с указанием их преимуществ и недостатков. Также рассмотрена методика нормировки  $S$ -параметров транзистора и комплексных коэффициентов отражения его нагрузок, измеренных в коаксиальном измерительном тракте имитатора-анализатора, относительно микрополоскового тракта, в котором будет использован данный прибор при его эксплуатации.

**Ключевые слова:**  $S$ -параметры, адекватное измерение, двухсигнальный метод измерения, техническое задание, коаксиальный имитатор-анализатор, математическая модель, калибровка, усилители, автогенераторы.

### *Введение*

В настоящее время в диапазоне СВЧ для измерения  $S$ -параметров транзисторов широко используют методы переменной нагрузки [1], «горячих  $S_{22}$ » [1, 2],  $X$ -параметров [3], а также метод Cardiff Lite, который разработан британ-

ской компанией Mesuro. Разнообразие этих методов обусловлено их несовершенством и сложностью реализации. Так, например, метод переменной нагрузки не обеспечивает разделение измеряемых  $S_{12}S_{21}$ -параметров, что недопустимо применительно к невзаимным приборам, таким как транзисторы. Метод «горячих  $S_{22}$ » имеет ограниченную сферу применения из-за отсутствия возможности измерения  $S_{12}$ -параметра, а метод  $X$ -параметров дорогостоящ и сложен в освоении и на практике.

Для устранения указанных недостатков в работе [4] предложен метод пространственно-удаленной переменной нагрузки, который обеспечивает измерение  $S$ -параметров транзистора в режиме усиления. Однако с помощью этого метода нельзя измерять  $S$ -параметры транзисторов в режиме генерации и анализировать устойчивость таких приборов [5].

Общим недостатком перечисленных методов является то, что они не обеспечивают адекватное измерение  $S$ -параметров транзисторов. Эта проблема связана с тем, что  $S$ -параметры транзистора, который в общем случае является активным нелинейным прибором, зависят от его эксплуатационных характеристик. К ним относятся комплексные коэффициенты отражения (ККО)  $\Gamma_{нj}$  нагрузок транзистора (нагрузочные ККО  $\Gamma_{нj}$ ) и его напряжения питания  $U_{пi}$ , задающие его режим усиления или генерации, а также мощность входного сигнала транзистора в режиме усиления, дискретные частоты в заданном диапазоне частот в режиме усиления и частота автоколебаний в режиме генерации. Множеству возможных значений эксплуатационных характеристик транзистора соответствует множество значений его  $S$ -параметров в режиме усиления или генерации. При этом будем исходить из того, что, в отличие от умножителей частоты в усилителе или автогенераторе, транзистор работает в линейном режиме, а именно – в его одномодовом режиме.

В дальнейшем под адекватным измерением  $S$ -параметров транзистора будем понимать их измерение при заданных эксплуатационных характеристиках этого прибора, которые перечислены выше. При этом выбор эксплуатационных характеристик, обеспечивающих реальные условия эксплуатации транзистора в имитируемом усилителе или автогенераторе, осуществляется исходя из того, что технические характеристики имитируемого усилителя или автогенератора, такие как их выходная мощность, дискретные частоты усиления в заданном диапазоне частот и частота генерации, коэффициент усиления по мощности и коэффициент шума, фазовые шумы и др., удовлетворяют техническому заданию (ТЗ) на проектирование таких устройств.

В статье в хронологическом порядке рассмотрены: двухсигнальный метод измерения [6, 7]  $S$ -параметров транзисторов, модификация этого метода [8] и разработанный на их основе метод адекватного измерения  $S$ -параметров таких приборов [9]. Методы реализуются коаксиальным имитатором-анализатором (ИА) усилителей и автогенераторов СВЧ, как в согласованных ( $\Gamma_{нj} = 0$ ),

так и в рассогласованных ( $\Gamma_{Hj} \neq 0$ ) с нагрузками измерительных каналов этого ИА [10]. Анализируется область применения и взаимосвязь рассматриваемых методов с указанием их преимуществ и недостатков. Также рассмотрена методика нормировки  $S$ -параметров транзистора и его нагрузочных ККО  $\Gamma_{Hj}$ , измеренных в коаксиальном измерительном тракте ИА, относительно микрополоскового тракта, в котором будет использован данный прибор при его эксплуатации.

### Структурная схема имитатора-анализатора

Упрощенная структурная схема ИА показана на рис. 1 [10].

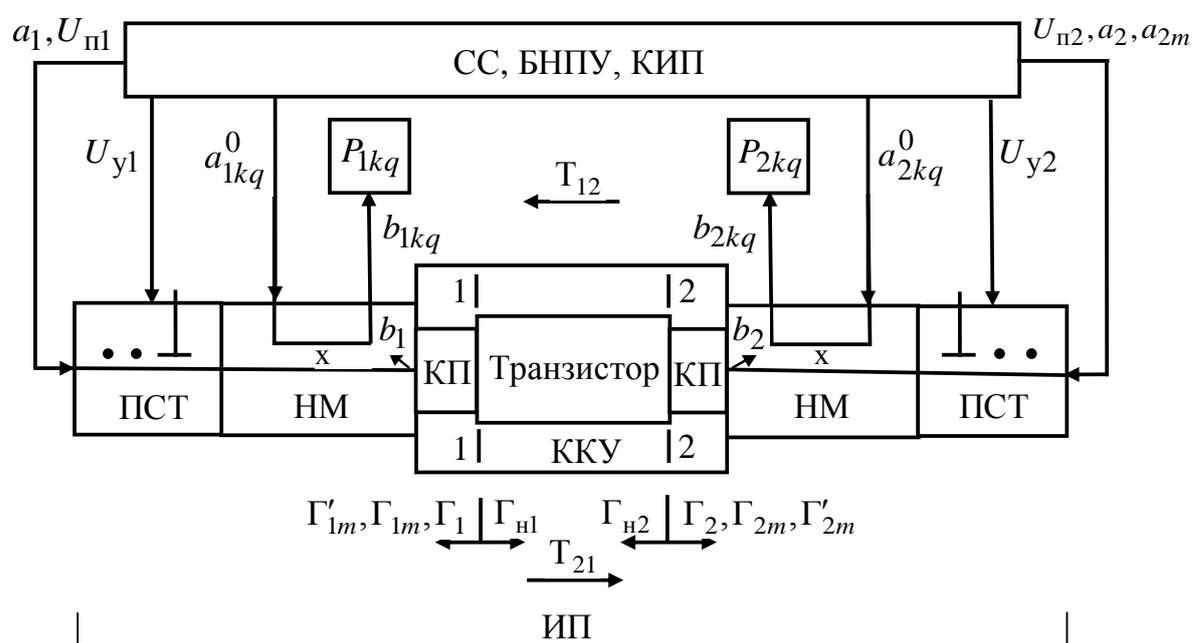


Рис. 1. Упрощенная структурная схема ИА:

ИП – измерительный преобразователь; СС – синтезатор зондирующих  $a_i$ ,  $a_{2m}$  и опорных  $a_{ikq}^0$  сигналов; БНПУ – блок напряжений питания  $U_{пi}$  и управления  $U_{yi}$ ; КИП – контрольно-измерительные приборы; ПСТ – перестраиваемый согласующий трансформатор; НМ – направленный мост; КП – коаксиальный переход; ККУ – коаксиальное контактное устройство

Его основным функциональным узлом является измерительный преобразователь, который обеспечивает имитационное моделирование усилителей и автогенераторов СВЧ. ИП содержит коаксиальное контактное устройство [11], которое с помощью двух ( $i = 1, 2$ ) коаксиальных переходов ( $КП_i$ ) обеспечивает подключение полоскового транзистора к входному ( $i = 1$ ) и выходному ( $i = 2$ ) 15 дБ направленным мостам. НМ обеспечивают физическое преобразо-

вание: одно- и двухсигнальных ККО  $\Gamma_i(a_i, a_{ikq}^0)$  и  $\Gamma_{im}(a_1, a_{2m}, a_{ikq}^0)$  (название по одному зондирующему сигналу  $a_i$  или двум –зондирующему и опорному  $a_1, a_{2m}$ ), измеряемых на входе ( $i = 1$ ) и выходе ( $i = 2$ ) транзистора; его нагрузочных и двухсигнальных ККО  $\Gamma_{hj}(a_j, a_{jkq}^0)$ ;  $j = 1, 2$  и  $\Gamma'_{im}(a_1, a_{2m}, a_{ikq}^0)$ , измеряемых при непосредственном соединении входов коаксиальных переходов КП<sub>*i*</sub> 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  $i - i$ , в дискретные значения мощностей  $P_{ikq}$  стоячей волны, регистрируемых на выходе каждого из НМ.

Каждый из НМ нагружен на перестраиваемый согласующий трансформатор с  $N \leq 3$  емкостными шлейфами. Оба ПСТ управляются напряжениями управления  $U_{yi}$ ;  $i = 1, 2$ , которые вырабатывает блок напряжений питания  $U_{\text{пи}}$  и управления  $U_{yi}$ . Напряжения питания  $U_{\text{пи}}$  транзистора задают его режим по постоянному току, тогда как ПСТ задают нагрузочные ККО  $\Gamma_{hj}$  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 этих сигналов. 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, как показано на рис. 1.

### Математическая модель имитатора-анализатора

Система измерительных уравнений ИА имеет вид [9, 10]:

$$P_{ikq} = |b_{ikq}|^2 / 2 = E_{iq} [1 + |\rho_{iq}|^2 + 2|\rho_{iq}| \cos(\varphi_{ip} + \varphi_{ik})]; \quad k = \overline{1, 3}, \quad (1)$$

$$P_{ikq} = U_{ikq}^2 / 2,$$

где  $P_{ikq}$  – мощность, которая в случае квадратичного детектирования определена напряжением  $U_{ikq}$ , измеряемым на выходном плече  $i$ -го НМ;

$q = \overline{1, Q}$  и  $k = \overline{1, 3}$  – индексы состояний амплитуды  $|a_{iq}^0|$  и фазы  $\varphi_{ik}^0$  опорного сигнала  $a_{ikq}^0$ , первый из которых определяет поддиапазон  $q$  измерения ККО  $\Gamma_i$  и  $\Gamma_{hj}$  из их общего количества  $Q$ , а второй – текущий  $k$ -й дискретный сдвиг

$$\varphi_{ik} = \pm \sum_k \theta_{ik}; \quad k = \overline{1, 3} \quad (2)$$

фазы  $\varphi_{ik}^0$  опорного сигнала  $a_{ikq}^0$  относительно фазы  $\varphi_i$  зондирующего сигнала  $a_i$ , здесь  $\theta_{ik} = \varphi_i - \varphi_{ik}^0$ , причем при  $k = 1$   $\theta_{i1}$  – неизвестный начальный сдвиг фазы  $\varphi_{ik}^0$  опорного сигнала  $a_{ikq}^0$  относительно фазы  $\varphi_i$  зондирующего сигнала  $a_i$ , подлежащий исключению при калибровке ИА, а при  $k = 1, 2$   $\theta_{ik}$  – его известные дискретные приращения. Знак «плюс» в (2) выбирается, если стоячая волна мощности  $P_{ikq}$  движется к плоскости ее индикатора, «минус» – при движении в противоположном направлении.

Кроме того, в формуле (1)  $|\rho_{iq}|$  и  $\varphi_{ip}$  – модуль и фаза эквивалентного ККО, измеряемого ККО  $\Gamma_i$  или  $\Gamma_{hj}$  (при замене  $\Gamma_i$  на  $\Gamma_{hj}$ ):

$$\rho_{iq} = C_{i1} \frac{1 + C_{i2} \Gamma_i}{1 + C_{i3} \Gamma_i} \chi_{iq}; \quad (3)$$

$C_{i1}$ ,  $C_{i2}$  и  $C_{i3}$  – комплексные константы НМ;  $\chi_{iq}$  – относительная амплитуда зондирующего  $a_i$  и опорного  $a_{ikq}^0$  сигналов на  $q$ -м поддиапазоне измерения ККО  $\Gamma_i$  или  $\Gamma_{hj}$ :

$$\chi_{iq} = |a_i / a_{ikq}^0| = |a_i / a_i^0| 10^{\alpha_{iq}/20}; \quad (4)$$

$|a_i / a_i^0|$  – неизвестное начальное отношение амплитуд зондирующего  $a_i$  и опорного  $a_{ikq}^0$  сигналов, подлежащее исключению при калибровке ИА;  $\alpha_{iq}$  – ослабление амплитуды  $|a_i^0|$  опорного сигнала  $a_{ikq}^0$  на  $q$ -м поддиапазоне измерения;  $E_{iq}$  – амплитудный коэффициент, зависящий от мощности  $P_{iq}^0 = |a_{iq}^0|^2 / 2$  опорного сигнала  $a_{ikq}^0$  на  $q$ -м поддиапазоне измерения.

По эквивалентному ККО  $\rho_{iq}$  (3) значения измеренных ККО  $\Gamma_i$  и  $\Gamma_{hj}$  можно определить из формулы

$$\Gamma_i, \Gamma_{hj} = \frac{G_{i1} \tilde{\chi}_{iq} - \tilde{\rho}_{iq}}{G_{i3} \tilde{\rho}_{iq} - G_{i2} \tilde{\chi}_{iq}}; \quad i, j = 1, 2; i \neq j, \quad (5)$$

где  $\tilde{\rho}_{iq} = \rho_{iq} / \rho_{i1}$  и  $\rho_{i1}$  – нормированный эквивалентный ККО эквивалентного ККО  $\rho_{iq}$  (3) и нормирующий эквивалентный ККО, измеренный при калибровке

анализатора короткозамкнутой скользящей коаксиальной мерой с ККО  $\Gamma_i = W_4 = -1$  на  $q = 1$  поддиапазоне измерения;

$\tilde{\chi}_{iq}$  – нормированная относительная амплитуда:

$$\tilde{\chi}_{iq} = \chi_{iq} / \chi_{i1} = 10^{(\alpha_{iq} - \alpha_{i1})/20} \quad (6)$$

(здесь  $\chi_{i1}$  и  $\alpha_{i1}$  – относительная амплитуда и начальное ослабление амплитуды  $|a_{iq}^0|$  опорного сигнала  $a_{ikq}^0$  на  $q = 1$  поддиапазоне измерения);

$G_1 = [(1 - C_1) / (1 - C_2)]$ ,  $G_2 = C_2[(1 - C_3) / (1 - C_2)]$  и  $G_3 = C_3$  – нормированные комплексные константы НМ, подлежащие определению при калибровке анализатора короткозамкнутой подвижной коаксиальной мерой [10, 12].

Измеренный эквивалентный ККО  $\rho_{iq}$  (3) и нормирующий эквивалентный ККО  $\rho_{i1}$  определяются посредством решения системы измерительных уравнений (1) для трех  $k = \overline{1, 3}$  значений регистрируемых мощностей  $P_{ikq}$ .

Для определения измеренного ККП  $T_{ij}$  транзистора представим его сигнальным графом в виде нагруженного четырехполюсника (см. рис. 2, а, где нагрузочные ККО  $\Gamma_{nj}$  отнесены к плоскостям  $i - i$  его входа ( $i, j = 1$ ) и выхода ( $i, j = 2$ )), а также представим граф непосредственного соединения плоскостей  $i - i$  измерительных входов КПи ( $i = 1, 2$ ) ККУ встык, показанный на рис. 2, б.

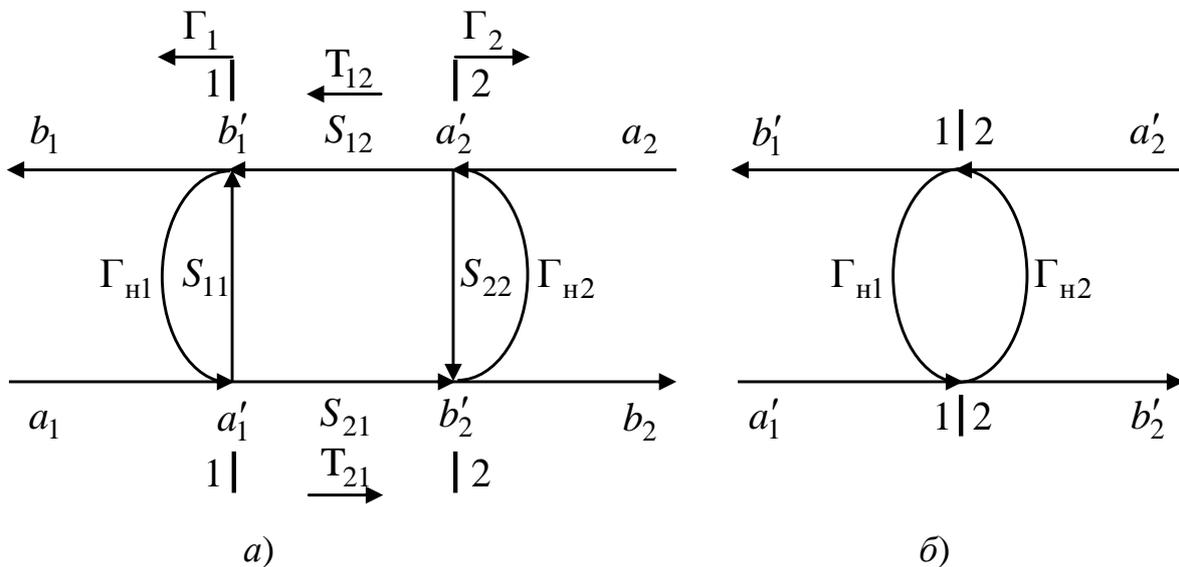


Рис. 2. Сигнальный граф: а) сигнальный граф нагруженного четырехполюсника; б) сигнальный граф непосредственного соединения плоскостей  $i - i$  измерительных входов КПи ( $i = 1, 2$ ) ККУ встык

Для определения измеренного ККП  $\Gamma_{ij}$  необходимо:

– измерить отношение волны  $b_i$ , прошедшей через транзистор к плоскости  $i - i$  его входа ( $i = 1$ ) или выхода ( $i = 2$ ) (см. рис. 2, а), к  $i$ -му опорному сигналу  $a_{iq}^0$  (индекс  $k$  опорного сигнала  $a_{ikq}^0$  для простоты анализа упущен):

$$\rho_{iq} = \frac{b_i}{a_{iq}^0} \Big| a_i = 0, a_{iq}^0 \neq 0, a_j \neq 0; i, j = 1, 2; i \neq j, \quad (7)$$

где  $\rho_{iq}$  – некоторый измеряемый эквивалентный ККО, который может быть определен посредством решения системы измерительных уравнений (1) для трех  $k = 1, 3$  значений регистрируемых мощностей  $P_{ikq}$ ;

– измерить отношение волны  $b'_i$ , прошедшей к плоскостям  $i - i$  измерительных входов КК<sub>1</sub> ( $i = 1, 2$ ) ККУ при их непосредственном соединении встык (см. рис. 2, б), к  $i$ -му опорному сигналу  $a_{iq}^0$

$$\rho'_{iq} = \frac{b'_i}{a_{iq}^0} \Big| a_i = 0, a_{iq}^0 \neq 0, a_j \neq 0; i, j = 1, 2; i \neq j, \quad (8)$$

где  $\rho'_{iq}$  – некоторый измеряемый эквивалентный ККО, который также может быть определен из системы измерительных уравнений (1).

Из сигнального графа, показанного на рис. 2, б, волну  $b'_i$  можно определить как

$$b'_i = \frac{a_j}{1 - \Gamma_{н1}\Gamma_{н2}}; i, j = 1, 2; i \neq j. \quad (9)$$

Подставив (9) в (8), а затем, разделив (7) на полученное, найдем измеренный ККП:

$$\Gamma_{ij} = \frac{b_i}{a_j} = \frac{\rho_{iq}}{\rho'_{iq}(1 - \Gamma_{н1}\Gamma_{н2})} \Big| a_i = 0, a_j \neq 0; a_{iq}^0 \neq 0, a_{jq}^0 = 0; i, j = 1, 2; i \neq j. \quad (10)$$

### Методы измерения *S*-параметров

Классическим методом измерения *S*-параметров четырехполюсников 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 четырехполюсника можно определить как

$$S_{ii} = \Gamma_i, S_{ij} = T_{ij}; i, j = 1, 2; i \neq j, \quad (11)$$

где  $\Gamma_i$  и  $T_{ij}$  – ККО (5) и ККП (10) четырехполюсника, измеряемые в плоскостях  $i - i$  его входа ( $i = 1$ ) и выхода ( $i = 2$ ) при  $\Gamma_{nj} = 0$ .

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

Таблица 1

Содержание теста зондирующих и опорных сигналов для классического метода измерения  $S$ -параметров

Измеряемый параметр	$\Gamma_i$	$T_{ij}$
Непрерывный сигнал	$a_i, a_{ikq}^0$	$a_j, a_{ikq}^0$

Также известен метод измерения  $S = f(\Gamma_{im}, G_{jm})$ -параметров четырехполюсников [6, 7], основанный на измерении двухсигнальных ККО в плоскостях  $i - i$  входа ( $i = 1$ ) и выхода ( $i = 2$ ) четырехполюсника при  $\Gamma_{nj} = 0$  и двух  $m = 1, 2$  различных сдвигах фазы  $\Delta\varphi_{2m} = \{0; \pi/2\}$  зондирующего сигнала  $a_{2m}$ , а также на 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):

$$\Gamma_{im} = S_{ii} + S_{ij}G_{jm}; i, j, m = 1, 2; i \neq j. \quad (12)$$

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  $\Gamma_{im}$  (12).

Решение системы уравнений (12) позволяет определить измеренные  $S$ -параметры четырехполюсника в виде

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{\Gamma_{12}G_{21} - \Gamma_{11}G_{22}}{G_{21} - G_{22}}; & S_{22} &= \frac{\Gamma_{22}G_{11} - \Gamma_{21}G_{12}}{G_{11} - G_{12}}; \\ S_{12} &= \frac{\Gamma_{12} - \Gamma_{11}}{G_{22} - G_{21}}; & S_{21} &= \frac{\Gamma_{22} - \Gamma_{21}}{G_{12} - G_{11}}. \end{aligned} \quad (13)$$

Согласно (13) 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.

Таблица 2

Содержание теста зондирующих и опорных сигналов для метода, основанного на измерении двухсигнальных ККО

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

Областью применения рассмотренных методов (11) и (13) является измерение  $S$ -параметров пассивных и активных четырехполюсников (последние транзисторы) в режиме малого сигнала.

Недостатком этих методов является то, что их реализация возможна только при согласованных ( $\Gamma_{nj} = 0$ ) измерительных каналах ИА. В обычных анализаторах СВЧ-цепей (АЦ) из-за неидеальности их измерительных каналов  $\Gamma_{nj} \neq 0$ . Это приводит к снижению точности измерения  $S$ -параметров четырехполюсников посредством этих методов.

Для устранения данного недостатка относительные возбуждения  $G_{im}$  (13) в работе [12] определялись в виде

$$G_{jm} = K_{jm} \frac{1 - \Gamma_i \Gamma_{ni}}{1 - \Gamma_j \Gamma_{nj}}; \quad K_{jm} = \Gamma'_{im} (1 - \Gamma_{n1} \Gamma_{n2}),$$

где  $\Gamma'_{im}$  – двухсигнальные ККО, измеряемые при непосредственном соединении плоскостей  $i - i$  и относительных сдвигах фаз  $\Delta\varphi_{2m}$ , которые были выбраны при измерении ККО  $\Gamma_{im}$  (13). Однако такой метод измерения  $S$ -параметров является приближенным.

Для повышения точности измерения  $S$ -параметров четырехполюсников в рассогласованных ( $\Gamma_{nj} \neq 0$ ) измерительных каналах ИА в работах [8, 9] была предложена модификация метода (13). Предложенный метод измерения  $S = f(\Gamma_{im}, \Gamma_i, \Gamma'_{im}, \Gamma_{nj}, T_{ij})$ -параметров четырехполюсников основан на измерении одно- и двухсигнальных ККО  $\Gamma_i$  (5) и  $\Gamma_{im}$  (12) в плоскостях  $i - i$  входа ( $i = 1$ ) или выхода ( $i = 2$ ) этого четырехполюсника, а также измерении его нагрузочных и двухсигнальных ККО  $\Gamma'_{im}$  (12), измеряемых при непосредственном соединении входов коаксиальных переходов КП<sub>*i*</sub> ККУ в плоскостях  $i - i$  встык для сдвигов фаз  $\Delta\varphi_{2m}$ , которые были выбраны при измерении двухсигнальных ККО  $\Gamma_{im}$  (12), включая измерение нагрузочных ККО  $\Gamma_{nj}$  (5) четырехполюсника и его ККП  $T_{ij}$  (10) в этих же плоскостях  $i - i$  ( $i, j = 1, 2; i \neq j$ ).

Для аналитического определения двухсигнальных ККО  $\Gamma_{im}$  четырехполюсника, включенного в рассогласованные ( $\Gamma_{nj} \neq 0$ ) измерительные каналы

ИА, рассмотрим сигнальный граф четырехполюсника, показанный на рис. 2, а, где индексация по  $m$  для простоты упущена.

Используя правило некасающихся контуров [13], определим сигналы возбуждения  $b'_{im}$  и  $a'_{im}$  плоскостей  $i - i$  входа ( $i = 1$ ) и выхода ( $i = 2$ ) четырехполюсника:

$$\begin{aligned} b'_{im} &= S_{ii}(1 - S_{jj}\Gamma_{hj})a_i + S_{ij}S_{ji}\Gamma_{hj}a_i + S_{ij}a_{jm}; \\ a'_{im} &= (1 - S_{jj}\Gamma_{hj})a_i + S_{ij}\Gamma_{hi}a_{jm}; \quad i, j, m = 1, 2; i \neq j, \end{aligned} \quad (14)$$

где  $\Gamma_{hi}$  и  $\Gamma_{hj}$  – нагрузочные ККО четырехполюсника в индексации по  $i$  и  $j$ .

Измерение нагрузочных ККО  $\Gamma_{hi}$  и  $\Gamma_{hj}$  (5) осуществляют при непосредственном соединении плоскостей  $i - i$  входов входного ( $i = 1$ ) и выходного ( $i = 2$ ) измерительных каналов ИА.

Взяв отношение  $b'_{im} / a'_{im}$  сигналов (14), получим:

$$\Gamma_{im} = \frac{b'_{im}}{a'_{im}} = \frac{S_{ii} - \Delta_S \Gamma_{hj} + S_{ij}G_{jm}}{1 - S_{jj}\Gamma_{hj} + S_{ij}\Gamma_{hi}G_{jm}}; \quad i, j, m = 1, 2; i \neq j, \quad (15)$$

где  $\Delta_S = S_{ii}S_{jj} - S_{ij}S_{ji}$ .

Кроме того, определим односигнальные ККО  $\Gamma_i$ ,  $a_i \neq 0, a_{jm} = 0$ ;  $i, j = 1, 2$ ;  $i \neq j$  на входе ( $i \neq 1$ ) и выходе ( $i \neq 2$ ) четырехполюсника. Полагая в (15)  $G_{jm} = 0$ , найдем

$$\Gamma_i = \frac{S_{ii} - \Delta_S \Gamma_{hj}}{1 - S_{jj}\Gamma_{hj}}; \quad i, j = 1, 2; i \neq j. \quad (16)$$

Для определения относительных возбуждений  $G_{jm}$  (15) рассмотрим сигнальный граф ИА при непосредственном соединении плоскостей  $i - i$  входов его входного ( $i = 1$ ) и выходного ( $i = 2$ ) измерительных каналов, показанный на рис. 2, б, где индексация по  $m$  для простоты упущена. Из сигнального графа сигналы возбуждения  $b'_{im}$  и  $a'_{im}$  определим в виде

$$b'_{im} = \Gamma_{hj}a_i + a_{jm}; \quad a'_{im} = a_i + \Gamma_{hi}a_{jm}; \quad i, j, m = 1, 2; i \neq j. \quad (17)$$

Взяв отношение  $b'_{im} / a'_{im}$  сигналов (17), получим

$$\Gamma'_{im} = \frac{\Gamma_{hj} + G_{jm}}{1 + \Gamma_{hi}G_{jm}}; \quad i, j, m = 1, 2; i \neq j,$$

откуда

$$G_{jm} = \frac{\Gamma'_{im} - \Gamma_{nj}}{1 - \Gamma'_{im}\Gamma_{ni}}; \quad i, j, m = 1, 2; i \neq j. \quad (18)$$

Применяя к сигнальному графу, показанному на рис. 2, а, правило некасающихся контуров [13], определим ККП  $T_{ij}$  четырехполюсника:

$$T_{ij} = \frac{S_{ij}}{\Delta}; \quad i, j = 1, 2; i \neq j, \quad (19)$$

где  $\Delta$  – определитель,

$$\Delta = (1 - S_{11}\Gamma_{n1})(1 - S_{22}\Gamma_{n2}) - S_{12}S_{21}\Gamma_{n1}\Gamma_{n2}. \quad (20)$$

Вынося поочередно первые два члена  $(1 - S_{11}\Gamma_{n1})$  и  $(1 - S_{22}\Gamma_{n2})$  определителя  $\Delta$  (20) и осуществляя свертку согласно (16), получим другой его вид:

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

ККП  $T_{ij}$  (19), выраженный через определитель  $\Delta$  (21), при поочередной подстановке в него  $S_{ij}$ -параметра при  $i, j = 1, 2; i \neq j$ , полученного из (16), позволяет установить полезные связи между  $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ -параметрами [12]:

$$\begin{aligned} T_{12} &= \frac{\Gamma_2 - S_{22}}{(1 - \Gamma_2\Gamma_{n2})S_{21}\Gamma_{n1}} = \frac{\Gamma_1 - S_{11}}{(1 - \Gamma_1\Gamma_{n1})S_{21}\Gamma_{n2}}; \\ T_{21} &= \frac{\Gamma_2 - S_{22}}{(1 - \Gamma_2\Gamma_{n2})S_{12}\Gamma_{n1}} = \frac{\Gamma_1 - S_{11}}{(1 - \Gamma_1\Gamma_{n1})S_{12}\Gamma_{n2}}. \end{aligned} \quad (22)$$

Так как система четырех уравнений (15) не имеет решения относительно  $S_{ii}$ -параметров, то для определения  $S_{12}$  и  $S_{21}$ -параметров поочередно решим по два уравнения этой системы при  $i = 1, j = 2$  и  $m = 1, 2$  относительно  $S_{12}$  и при  $i = 2, j = 1$  и  $m = 1, 2$  относительно  $S_{21}$  с исключением  $S_{ii} - \Delta_S\Gamma_{nj}$ . Решение дает

$$\begin{aligned} S_{12} &= \frac{(\Gamma_{12} - \Gamma_{11})(1 - S_{22}\Gamma_{n2})}{G_{22}(1 - \Gamma_{12}\Gamma_{n1}) - G_{21}(1 - \Gamma_{11}\Gamma_{n1})}; \\ S_{21} &= \frac{(\Gamma_{22} - \Gamma_{21})(1 - S_{11}\Gamma_{n1})}{G_{12}(1 - \Gamma_{22}\Gamma_{n2}) - G_{11}(1 - \Gamma_{21}\Gamma_{n2})}. \end{aligned} \quad (23)$$

При  $\Gamma_{n1} = \Gamma_{n2} = 0$  выражения (23) переходят в (13).

Используя первое выражение (22), а также выражения (23),  $S_{ii}$ -параметры можно определить следующим образом:

$$S_{11} = \frac{T_{12}\Gamma_{H2}(\Gamma_{22} - \Gamma_{21})(1 - \Gamma_1\Gamma_{H1}) + \Gamma_1[G_{11}(1 - \Gamma_{21}\Gamma_{H2}) - G_{12}(1 - \Gamma_{22}\Gamma_{H2})]}{T_{12}\Gamma_{H1}\Gamma_{H2}(\Gamma_{22} - \Gamma_{21})(1 - \Gamma_1\Gamma_{H1}) + G_{11}(1 - \Gamma_{21}\Gamma_{H2}) - G_{12}(1 - \Gamma_{22}\Gamma_{H2})},$$

$$S_{22} = \frac{T_{21}\Gamma_{H1}(\Gamma_{12} - \Gamma_{11})(1 - \Gamma_2\Gamma_{H2}) + \Gamma_2[G_{21}(1 - \Gamma_{11}\Gamma_{H1}) - G_{22}(1 - \Gamma_{12}\Gamma_{H1})]}{T_{21}\Gamma_{H1}\Gamma_{H2}(\Gamma_{12} - \Gamma_{11})(1 - \Gamma_2\Gamma_{H2}) + G_{21}(1 - \Gamma_{11}\Gamma_{H1}) - G_{22}(1 - \Gamma_{12}\Gamma_{H1})}. \quad (24)$$

При  $\Gamma_{H1} = \Gamma_{H2} = 0$  значения  $S_{11} = \Gamma_1$  и  $S_{22} = \Gamma_2$ .

Таким образом, выражения (23), (24) устанавливают связь измеренных ККО  $\Gamma_{im}, \Gamma'_{im}$  (15),  $\Gamma_i, \Gamma_{Hj}$  (5) и ККП  $T_{ij}$  (10) с  $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{im}, \Gamma'_{im}, \Gamma_{Hj}, T_{ij})$ -параметрами четырехполюсника. Здесь измерение  $S$ -параметров четырехполюсника также является косвенным.

Содержание теста зондирующих  $a_i, a_{2m}$  и опорных  $a_{ikq}^0$  сигналов для этого метода приведено в табл. 3.

Таблица 3

Содержание теста зондирующих и опорных сигналов для метода измерения  $S$ -параметров в режиме малого сигнала

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

Областью применения рассмотренного метода (23), (24) является измерение  $S$ -параметров пассивных четырехполюсников и транзисторов в режиме малого сигнала. Это обусловлено тем, что в режиме большого сигнала зондирующий сигнал  $a_2$  на выходе транзистора (который для поддержания динамического диапазона  $\Delta$  [10, 12] измерения ККО  $\Gamma_{1m}$  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  $\Gamma_{1m}$  необходимо исключить.

Преимуществом метода (23), (24) является то, что он повышает точность измерения по методу (13).

Недостаток метода заключается в том, что он 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 бы отсутствовало измерение ККО  $\Gamma_{1m}$ .

Для устранения этих недостатков в работах [9, 10, 12] был предложен метод адекватного измерения  $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{21}, \Gamma'_{21}, \Gamma_{hj}, T_{ij})$ -параметров транзисторов, исключая необходимость измерения ККО  $\Gamma_{1m}$ . Он основан на измерении одно- и двухсигнальных ККО  $\Gamma_i$  (5) и  $\Gamma_{21}$  (15) в плоскостях  $i - i$  входа ( $i = 1$ ) и выхода ( $i = 2$ ) транзистора при его включении в ККУ (см. рис. 1), а также измерении двухсигнальных ККО  $\Gamma'_{21}$  (15), измеряемых при непосредственном соединении входов коаксиальных переходов КПи ККУ в плоскостях  $i - i$  встык, включая измерение нагрузочных ККО  $\Gamma_{hj}$  (5) и ККП  $T_{ij}$  (10) транзистора в этих же плоскостях  $i - i$ . Этот метод является модификацией метода  $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{im}, \Gamma'_{im}, \Gamma_{hj}, T_{ij})$  (23), (24).

В этом методе для определения  $S_{11}$ -параметра было использовано уравнение (15) при  $i = 2, j = 1$  и  $m = 1$ :

$$S_{21}G_{11}(1 - \Gamma_{21}\Gamma_{h2}) + S_{11}\Gamma_{h1}(\Gamma_{21} - \Gamma_2) = \Gamma_{21} - \Gamma_2. \quad (25)$$

Исключение из этого уравнения  $S_{21}$ -параметра с помощью первого выражения (22) позволило определить

$$S_{11} = \frac{\Gamma_1 G_{11}(1 - \Gamma_{21}\Gamma_{h2}) - T_{12}\Gamma_{h2}(\Gamma_{21} - \Gamma_2)(1 - \Gamma_1\Gamma_{h1})}{G_{11}(1 - \Gamma_{21}\Gamma_{h2}) - T_{12}\Gamma_{h1}\Gamma_{h2}(\Gamma_{21} - \Gamma_2)(1 - \Gamma_1\Gamma_{h1})}. \quad (26)$$

При  $\Gamma_{h1} = \Gamma_{h2} = 0$  значение  $S_{11} = \Gamma_1$ .

$S_{ij}$ -параметры можно определить из формул (19) при  $i, j = 1, 2; i \neq j$ :

$$S_{12} = T_{12}\Delta; S_{21} = T_{21}\Delta. \quad (27)$$

С учетом (27)  $S_{22}$ -параметр можно определить из первого выражения (22) в виде

$$S_{22} = \Gamma_2 - T_{12}T_{21}\Delta\Gamma_{h1}(1 - \Gamma_2\Gamma_{h2}). \quad (28)$$

При  $\Gamma_{h1} = \Gamma_{h2} = 0$  значение  $S_{22} = \Gamma_2$ .

Метод реализуется следующим образом. Транзистор подключают к КПи;  $i = 1, 2$  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 транзистора 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  $U_{\text{пи}}$  транзистора (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 транзистора регистрируются КИП. Кроме того, посредством емкостного шлейфа входного ( $j = 1$ ) и выходного ( $j = 2$ ) ПСТ задают нагрузочные ККО  $\Gamma_{\text{н}j}$  транзистора, обеспечивающие его режим усиления (как усилителя) или генерации (как автогенератора) этого прибора. Положение шлейфов задается напряжениями управления  $U_{yi}$ , формируемыми синтезаторами зондирующих и опорных сигналов.

Для облегчения выбора нагрузочных ККО  $\Gamma_{\text{н}j}$  может быть использован метод анализа устойчивости транзистора, предложенный в работе [5].

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 на проектирование этих устройств.

После выбора эксплуатационных характеристик транзистора осуществляют измерение одно- и двухсигнальных ККО  $\Gamma_i$  (5) и  $\Gamma_{21}$  (15) в плоскостях  $i - i$  входа ( $i = 1$ ) и выхода ( $i = 2$ ) транзистора, а также измерение двухсигнальных ККО  $\Gamma'_{21}$  (15), измеряемых при непосредственном соединении входов коаксиальных переходов  $\text{КП}_i$  ККУ в плоскостях  $i - i$  встык, включая измерение нагрузочных ККО  $\Gamma_{\text{н}j}$  (5) и ККП  $T_{ij}$  (15) транзистора в этих же плоскостях  $i - i$ , для последующего определения  $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{21}, \Gamma'_{21}, \Gamma_{\text{н}j}, T_{ij})$ -параметров этого транзистора (26)–(28).

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

Таблица 4

Содержание теста зондирующих и опорных сигналов при методе адекватного измерения  $S$ -параметров

Сигнал	Режим усиления					
	$\Gamma_1$	$\Gamma_2$	$\Gamma_{21}, \Gamma'_{21}$	$\Gamma_{nj}$	$T_{12}$	$T_{21}$
Непрерывный модулированный	$a_1, a_{1kq}^0$	$a_1, a_{2kq}^0$	$a_1, a_2, a_{2kq}^0$	$a_j, a_{jkq}^0$	$a_1, a_{1kq}^0$	$a_1, a_{2kq}^0$
Сигнал	Режим генерации					
	$\Gamma_1$	$\Gamma_2$	$\Gamma_{21}, \Gamma'_{21}$	$\Gamma_{nj}$	$T_{12}$	$T_{21}$
Модулированный	$a_1, a_{1kq}^0$	$a_2, a_{2kq}^0$	$a_1, a_2, a_{2kq}^0$	$a_j, a_{jkq}^0$	$a_2, a_{1kq}^0$	$a_1, a_{2kq}^0$

Режим усиления транзистора задается входным непрерывным зондирующим сигналом  $a_1$ . При этом измерение ККО  $\Gamma_2$  и ККП  $T_{12}$  транзистора осуществляется методом выделения амплитудно-модулированных зондирующих и опорных сигналов  $a_2$  и  $a_{1kq}^0$ , что обеспечивает их селекцию от его входного непрерывного зондирующего сигнала  $a_1$ . В режиме генерации измерение ККО  $\Gamma_i, \Gamma_{21}, \Gamma'_{21}, \Gamma_{nj}$  и ККП  $T_{ij}$  осуществляется методом выделения амплитудно-модулированных зондирующих и опорных сигналов  $a_i$  и  $a_{ikq}^0$ , что обеспечивает их селекцию от его собственного выходного сигнала  $b_2$  транзистора. Амплитуда  $|a_2|$  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 (26)–(28) 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. Существенным преимуществом и отличием этого метода от аналога  $S = f(\Gamma_i, \Gamma_{im}, \Gamma'_{im}, \Gamma_{nj}, T_{ij})$  (23), (24) является то, что в этом методе отсутствует необходимость в измерении ККО  $\Gamma_{1m}, \Gamma'_{1m}$ , а также 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 его режимах усиления и автогенерации.

Для нормировки  $S$ -параметров транзистора, измеренных с помощью любого из рассмотренных методов, к волновому сопротивлению  $Z_0$  микрополосковой линии (МПЛ), для включения в которую предназначен этот транзистор при

его эксплуатации, необходима дополнительная калибровка ИА расчетным микрополосковым согласованным калибратором или же двумя отрезками МПЛ [8–12]. Так, например, согласованный калибратор содержит отрезок МПЛ, который с одной стороны нагружен на согласованную резистивную нагрузку, а с другой снабжен ленточным выводом. Подключение такого калибратора в плоскости  $i - i$  входа КП показано на рис. 3, где  $Z_0$  – волновое сопротивление отрезка МПЛ, нагруженного на согласованную нагрузку с сопротивлением  $Z_H = Z_0$ .

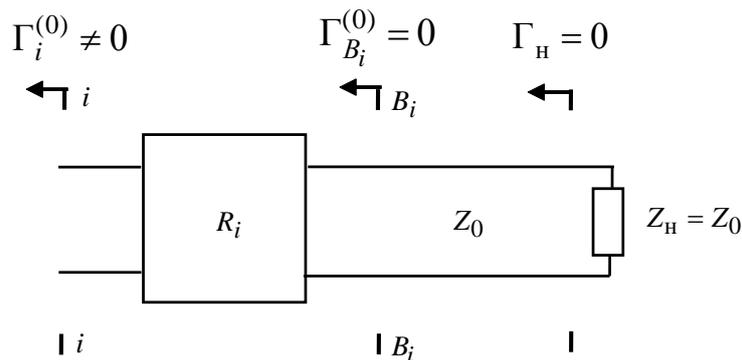


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения КП при подключении к нему согласованного микрополоскового калибратора

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  $B_i - B_i$  четырехполюсников с  $R_i$ -параметрами рассеяния [12]. Эти четырехполюсники характеризуют неоднородность, которая существует в плоскостях  $i - i$  подключения МПЛ к КП. Сами неоднородности обусловлены конструктивным различием МПЛ к КП.

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

$$R_{11i} = \Gamma_i^{(0)}; \quad R_{12i} = R_{21i} = (1 + R_{11i})\sqrt{Z_i / Z_0}; \quad (29)$$

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

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

Нормировка  $Z_i / Z_0$   $R_i$ -параметров (29) и последующая нормировка  $S$ -параметров (11), (13), (23), (24), (26)–(28) транзистора, измеренных в коаксиальных измерительных каналах ИА, может быть осуществлена относительно произвольного волнового сопротивления  $Z_0$  согласованного полоскового калибратора, выбранного для калибровки ИА.

С учетом  $R_i$ -параметров (29)  $S$ -параметры (11), (13), (23), (24), (26)–(28) транзистора в коаксиальных измерительных каналах ИА можно представить в виде каскадного соединения  $S = f(R_1, S'', R_2)$ . Отсюда  $S''$ -параметры транзистора в МПЛ можно определить из выражений [8–12]:

$$\begin{aligned} S''_{11} &= [R_{112}(R_{111}S_{22} - \Delta_S) + (S_{11} - R_{111})\Delta_{R2}] / \Delta; \\ S''_{12} &= -R_{211}R_{212}S_{12} / \Delta, \quad S''_{21} = -R_{121}R_{122}S_{21} / \Delta; \\ S''_{22} &= [R_{221}(R_{222}S_{11} - \Delta_S) + (S_{22} - R_{222})\Delta_{R1}] / \Delta, \end{aligned} \quad (30)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta_S &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}; \\ \Delta_{R1} &= R_{111}R_{221} - R_{121}R_{211}; \quad \Delta_{R2} = R_{112}R_{222} - R_{122}R_{212}; \\ \Delta &= R_{112}(S_{22}\Delta_{R1} - R_{221}\Delta_S) + (R_{221}S_{11} - \Delta_{R1})\Delta_{R2}. \end{aligned}$$

Для  $S$ -параметров коаксиальных узлов  $S'' = S$ . При необходимости можно определить нормированные нагрузочные ККО  $\Gamma''_{Hj}$  (5) для непосредственного расчета топологий входной и выходной согласующих цепей (СЦ) усилителя или автогенератора без непосредственного использования  $S$ -параметров (30) транзистора этих устройств:

$$\Gamma''_{Hj} = (R_{11i} - \Gamma_{Hj}) / (\Delta_{Ri} - R_{22i}\Gamma_{Hj}); \quad i, j = 1, 2; \quad i \neq j. \quad (31)$$

### Заключение

Возможность реализации и взаимосвязь двухсигнального (23), (24) и адекватного (22), (26), (27), (28) методов измерения  $S$ -параметров определяются установленной зависимостью  $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ -параметров четырехполюсника и его ККО  $\Gamma_i, \Gamma_{Hj}$  и ККП  $T_{ij}; i, j = 1, 2; i \neq j$  (22). Эта связь позволяет определить  $S_{ii}$ -параметры ( $i = 1, 2$  для первого метода и  $i = 1$  для второго), которые нельзя было получить из системы уравнений (15).

На основе анализа и синтеза методов показано, что наиболее эффективным является метод адекватного измерения  $S$ -параметров транзисторов, обеспечивающий повышение экономической эффективности систем автоматизированного проектирования усилителей и автогенераторов СВЧ. Это достигается тем, что данный метод позволяют сократить цикл опытно-конструкторских работ (ОКР) в 2–3 раза. Сокращение цикла ОКР достигается высокоточным (5 % по фазе и  $0,05|S|$  по модулю) и одновременно адекватным измерением  $S$ -параметров транзисторов в режиме усиления или генерации, что исключает необходимость многократной технологической коррекции опытного образца этих устройств. Результаты были частично рассмотрены в работах [13–29] и обобщены в данной статье.

Другим преимуществом этого метода является то, что измеряемые нагрузочные ККО  $\Gamma''_{Hj}$  (31) транзистора могут быть использованы для непосредственного проектирования топологий входной и выходной согласующих цепей усилителей и автогенераторов СВЧ без использования  $S$ -параметров.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Хибель М. Основы векторного анализа цепей / пер. с англ. С. М. Смоленского ; под ред. У. Филлипп. – М. : ИД МЭИ, 2009. – 500 с.
2. Измерение  $S_{22}$  в «горячем» режиме с импульсными сигналами на анализаторе цепей. R&SZVA [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [www.rohde-schwarz.ru/439/AN001rus\\_Hot\\_S22\\_pulse.pdf](http://www.rohde-schwarz.ru/439/AN001rus_Hot_S22_pulse.pdf).
3. X-параметры: новый принцип измерений, моделирования и разработки нелинейных ВЧ и СВЧ компонентов / D. E. Root, J. Horn, L. Betts, Ch. Gillease, J. Verspecht // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2009. – № 2. – С. 20–24.
4. Никулин С. М., Торгованов А. И. Измерение  $S$ -параметров СВЧ транзисторов при высоком уровне мощности методом пространственно удаленной нагрузки // Датчики и системы. – 2015. – № 4 (191). – С. 14–18.
5. Савелькаев С. В. Методы анализа устойчивости активных СВЧ-цепей и измерения их  $S$ -параметров // Метрология. – 2005. – № 4. – С. 19–28.
6. Mazumder S. R. Two-signal parameters of transistors // IEEE Trans. – 1978. – Vol. MTT-26, No 6. – P. 417–420.
7. Li S. H., Bosisio R. G. Automatic analysis of two-port active microwave network // Electronics Letters. – 1982. – Vol. 18, No 24. – P. 1033–1034.
8. Савелькаев С. В., Ромасько С. В. Способ измерения  $S$ -параметров четырехполюсников, предназначенных для включения в микрополосковый тракт // Вестник СГУГиТ. – 2017. – Т. 22, № 2. – С. 260–270.
9. Савелькаев С. В., Ромасько С. В. Метод измерения  $S$ -параметров транзисторов на имитаторе-анализаторе усилителей и автогенераторов // Метрология. – 2017. – № 2. – С. 31–44.
10. Теоретические основы построения имитатора-анализатора активных СВЧ-цепей / С. В. Савелькаев, С. В. Ромасько, В. А. Литовченко, Н. В. Заржецкая // Успехи современной радиотехники. – 2017. – № 2. – С. 50–61.
11. Савелькаев С. В. Коаксиальное контактное устройство // Измерительная техника. – 2005. – № 5. – С. 65–68.

12. 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.
13. Силаев М. А., Брянцев С. Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств. – М. : Советское радио, 1970. – 248 с.
14. Теоретические основы построения имитатора-анализатора активных СВЧ-цепей / С. В. Савелькаев, С. В. Ромасько, В. А. Литовченко, Н. В. Заржецкая // Вестник СГУГиТ. – 2016. – Вып. 1 (33). – С. 175–188.
15. Теоретические основы построения имитатора-анализатора усилителей и автогенераторов СВЧ / С. В. Савелькаев, С. В. Ромасько, В. А. Литовченко, Н. В. Заржецкая // Известия высших заведений России. Радиоэлектроника. – 2017. – Вып. 1. – С. 63–74.
16. Савелькаев С. В., Заржецкая Н. В. Расчет и проектирование автогенераторов СВЧ в пространстве S-параметров // Известия высших заведений России. Радиоэлектроника. – 2016. – Вып. 1. – С. 41–53.
17. Полупроводниковые входные устройства СВЧ / под ред. В. С. Эткина. – М. : Сов. радио, 1975, Т. 1. – 344 с.
18. Савелькаев С. В., Ромасько С. В., Литовченко В. А. Математическая модель имитатора-анализатора усилителей и автогенераторов СВЧ // Интерэкспо ГЕО-Сибирь-2017. XIII Междунар. науч. конгр. : Национ. научн. конф. «Наука. Оборона. Безопасность-2017»: сб. материалов в 2 т. (Новосибирск, 17–21 апреля 2017 г.). – Новосибирск : СГУГиТ, 2017. Т. 2. – С. 131–137.
19. Савелькаев С. В., Айрапетян В. С., Литовченко В. А. Методика расчета автогенератора СВЧ в пространстве S-параметров // Интерэкспо ГЕО-Сибирь-2014. XXI Междунар. научн. конгр. : Междунар. научн. конф. «СибОптика-2014» : сб. материалов в 2 т. (Новосибирск, 8–18 апреля 2014 г.). – Новосибирск: СГГА, 2014. Т. 2. – С. 164–171.
20. Литовченко В. А. Методы анализа устойчивости активных СВЧ-цепей и измерения их S-параметров // Вестник СГУГиТ. – 2015. – Вып. 1 (29). – С. 90–100.
21. Савелькаев С. В., Айрапетян В. С., Литовченко В. А. Трехсекционная дрейфово-диффузионная математическая модель полевого транзистора с барьером шоттки // Вестник НГУ. Серия: Физика твердого тела, полупроводников наноструктур. – 2015. – Т. 10, № 1. – С. 57–62.
22. Савелькаев С. В., Литовченко В. А. Способ калибровки полоскового контактного устройства // Интерэкспо ГЕО-Сибирь-2015. XI Междунар. науч. конгр.: Междунар. науч. конф. «СибОптика-2015»: сб. материалов в 3 т. (Новосибирск, 13–25 апреля 2015 г.). – Новосибирск : СГУГиТ, 2015. Т. 3. – С. 37–41.
23. Савелькаев С. В., Литовченко В. А. Методика расчета автогенератора СВЧ в пространстве S-параметров // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2016. – № 8. – С. 36–46.
24. Метод анализа устойчивости активных СВЧ-цепей / С. В. Савелькаев, С. В. Ромасько, В. А. Литовченко, Н. В. Заржецкая // Интерэкспо ГЕО-Сибирь-2016. XI Междунар. науч. конгр. : Междунар. науч. конф. «СибОптика-2016»: сб. материалов в 5 т. (Новосибирск, 13–25 апреля 2015 г.). – Новосибирск : СГУГиТ, 2016. Т. 5. – С. 224–228.
25. Анализ высокоточных методов измерения параметров отражения в коаксиальных трактах / С. В. Владимирова, Ю. А. Пальчун [и др.] // Вестник ТГТУ. – 2012. – Т. 18, № 4. – С. 856–862.
26. Владимирова С. В., Пальчун Ю. А., Колпаков А. В. Использование интерполирующих и экстраполирующих функций для определения межповерочного интервала коаксиальных мер // ГЕО-Сибирь-2010. VI Междунар. науч. конгр.: сб. материалов в 6 т. (Новосибирск, 19–29 апреля 2010 г.). – Новосибирск : СГГА, 2010. Т. 5, ч. 2. – С. 127–129.

27. Владимирова С. В., Пальчун Ю. А. Алгоритмические методы определения функции поправки по модулю при измерении параметров отражения // ГЕО-Сибирь-2011. VII Междунар. науч. конгр. : сб. материалов в 6 т. (Новосибирск, 19–29 апреля 2011 г.). – Новосибирск : СГГА, 2011. Т. 5, ч. 2. – С. 261–263.

28. Ромасько С. В. Методика определения коэффициентов интерполяции и экстраполяции СВЧ мер ослабления по модулю коэффициента отражения // ГЕО-Сибирь-2015. XI Междунар. науч. конгр.: сб. материалов в 6 т. (Новосибирск, 20–24 апреля 2015 г.). – Новосибирск: СГУГиТ, 2015. Т. 5, ч. 2. – С. 127–129.

29. Савелькаев С. В., Литовченко В. А. Вариационная методика оценки суммарной погрешности измерения имитаторов-анализаторов усилителей и автогенераторов СВЧ // Интерэкспо ГЕО-Сибирь-2018. XIV Междунар. науч. конгр. : «Наука. Оборона. Безопасность-2018»: сб. материалов (Новосибирск, 23–27 апреля 2018 г.). – Новосибирск: СГУГиТ, 2018. Т. 1. – С. 3–12.

Получено 08.07.2019

© В. А. Литовченко, Н. В. Заржецкая, 2019

## OVERVIEW OF METHODS FOR MEASURING S-PARAMETERS OF MICROWAVE TRANSISTORS IN BIG SIGNAL MODE

*Vladimir A. Litovchenko*

Novosibirsk Higher Military Command School, 49, Ivanova St., Novosibirsk, 630117, Russia, Head of Instructor Group, Department of Educational Intelligence (and Airborne Training), phone: (383)332-50-45, e-mail: litovchienko.vladimir@mail.ru; Siberian State University of Geosystems and Technologies, 10, Plakhotnogo St., Novosibirsk, 630108, Russia, Ph. D. Student, phone: (923)100-89-86

*Natalia V. Zarzhetskaya*

Siberian State University of Geosystems and Technologies, 10, Plakhotnogo St., Novosibirsk, 630108, Russia, Ph. D. Student, Senior Lecturer, phone: (383)361-07-31, e-mail: zarzhetskaya@yandex.ru

In the microwave range for measurement S-parameters of transistors they widely use the methods that do not adequately measure the S-parameters of transistors. It is necessary to identify the most effective method, among the methods of measuring the S-parameters of transistors, by identifying the advantages and disadvantages of the considered methods.

The article considers in chronological order: two-signal method of measurement of S-parameters of transistors, modification of this method and, developed on their basis, the method of adequate measurement of S-parameters of such devices. The methods are implemented by a coaxial simulator-analyzer of amplifiers and microwave autogenerators in both coordinated and non-coordinated with load measuring channels of this simulator-analyzer.

The scope of application and interrelation of the considered methods with indication of their advantages and disadvantages are analyzed. The technique of normalization of the transistor S-parameters and complex reflection coefficients of its loads measured in the coaxial measuring path of the simulator-analyzer, relative to the microstrip path, in which this device will be used during its operation, is also considered.

**Key words:** S-parameters, adequate measurement, two-signal measurement method, technical specification, coaxial simulator-analyzer, mathematical model, calibration, amplifiers, autogenerators.

## REFERENCES

1. Khibel', M. (2009). *Osnovy vektornogo analiza tsepey [Fundamentals of vector network analysis]*. S. M. Smolenskiy (Trans.). Moscow: MEI Publ., 500 p. [in Russian].
2. Measurement in "hot" mode with pulsed signals on a network analyzer. (n. d.). R&SZVA. Retrieved from at: [www.rohde-schwarz.ru/439/AN001rus\\_Hot\\_S22\\_pulse.pdf](http://www.rohde-schwarz.ru/439/AN001rus_Hot_S22_pulse.pdf) [in Russian].
3. Root, D. E., Horn, J., Betts, L., Gillease, Ch., & Verspecht, J. (2009). X-parameters: the new paradigm for measurement, modeling, and design of nonlinear rf and microwave components. *Kontrol'-no-izmeritel'nye pribory i sistemy [Test & Measuring Instruments and Systems]*, 2, 20–24 [in Russian].
4. Nikulin, S. M., & Torgovanov, A. I. (2015). Large signal microwave transistor S-parameters measurements using spatially remote load. *Datchiki i sistemy [Sensors & Systems]*, 4(191), 14–18 [in Russian].
5. Savel'kaev, S. V. (2005). Methods of analysis stability of active microwave circuits and their measurement of S-parameters. *Metrologiya [Metrology]*, 4, 19–28 [in Russian].
6. Mazumder, S. R. (1978). Two-signal method of measuring the large-signal S-parameters of transistors. *IEEE Trans., MTT-26*(6), 417–420 [in Russian].
7. Li, S. H., & Bosisio, R. G. (1982). Automatic analysis of two-port active microwave network. *Electronics Letters*, 18(24), 1033–1034 [in Russian].
8. Savel'kaev, S. V., & Romas'ko, S. V. (2017). Method of measurement S-parameters of two-port microwave, intended for inclusion in microstrip. *Vestnik SGUGiT [Vestnik SSUGT]*, 22(2), 260–270 [in Russian].
9. Savel'kaev, S. V., & Romas'ko, S. V. (2017). A method of measuring the S-parameters of transistors on a simulator-analyzer of amplifiers and UNF self-excited oscillators. *Measurement Techniques*, 60(6), 612–619 [in Russian].
10. Savel'kaev, S. V., Romas'ko, S. V., Litovchenko, V. A., & Zarzhetskaya, N. V. (2017). Theoretical basis for the design of simulator-analyzer active microwave circuits. *Uspekhi sovremennoy radiotekhniki [Achievements of Modern Radioelectronics]*, 2, 50–61 [in Russian].
11. Savel'kaev, S. V. (2005). Coaxial contact device. *Izmeritel'naya tekhnika [Measuring Equipment]*, 5, 65–68 [in Russian].
12. Savel'kaev S. V. (2006) Development and research of methods and precision means for measuring S-parameters of active microwave circuits. *Doctor's thesis*. Novosibirsk, 189 p. [in Russian].
13. Silaev, M. A., & Bryantsev, S. F. (1970). *Prilozhenie matrits i grafov k analizu SVCh ustroystv [Application of matrices and graphs to the analysis of microwave devices]*. Moscow: Sov. Radio Publ., 248 p. [in Russian].
14. Savel'kaev, S. V., Romas'ko, S. V., Litovchenko, V. A., & Zarzhetskaya, N. V. (2016). Theoretical basis for the design of simulator-analyzer active microwave circuits. *Vestnik SGUGiT [Vestnik SSUGT]*, 1(33), 175–188 [in Russian].
15. Savel'kaev, S. V., Romas'ko, S. V., Litovchenko, V. A., & Zarzhetskaya, N. V. (2017). Theoretical basis for the design of simulator-analyzer active microwave circuits. *Radioelektronika. [Radio Engineering]*, 1, 63–74 [in Russian].
16. Savel'kaev, S. V., & Zarzhetskaya, N. V. (2016). Calculation and design of self-excitation microwave devices in the S-parameters space. *Radioelektronika [Radio Engineering]*, 1, 41–53 [in Russian].
17. Etkina, V. S. (Ed.). (1975). *Poluprovodnikovye vkhodnye ustroystva SVCh: T. 1 [The semiconductor device of the microwave input: Vol. 1]*. Moscow: Sov. Radio Publ., 344 p. [in Russian].
18. Savel'kaev, S. V., Romas'ko, S. V., & Litovchenko, V. A. (2017). Mathematical model of the imitator of analyzer of amplifiers and autogenerators microwave. In *Sbornik materialov Interjekspos GEO-Sibir'-2017: Nacional'noy konferencii: T. 2. Nauka. Oborona. Bezopasnost'-2017 [Interexpo GEO-Siberia-2017: National Conference: Vol. 2. Science. Defense. Security-2017]* (pp. 131–137). Novosibirsk: SSUGT Publ. [in Russian].

19. Savel'kaev, S. V., Ayrapetyan, V. S., & Litovchenko, V. A. (2014). Calculation autogenerators microwave in space S-parameters. In *Sbornik materialov Interekspo GEO-Sibir'-2014: Mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii: T. 2. SibOptika-2014 [Interexpo GEO-Siberia-2014: International Scientific Conference: Vol. 2. SibOptica-2014]* (pp. 164–171). Novosibirsk: SSGA Publ. [in Russian].
20. Litovchenko, V. A. (2015). Techniques for analysing active SHF-circuits stability and their S-parameters measurement. *Vestnik SGUGiT [Vestnik SSUGT]*, 1(29), 90–100 [in Russian].
21. Savel'kaev, S. V., Ayrapetyan, V. S., & Litovchenko, V. A. (2015). Three sectional drift-diffusion mathematical model of the field effect transistor with a schottky barrier. *Vestnik NGU. Seriya: Fizika tverdogo tela, poluprovodnikov nanostruktur [Bulletin of NSU. Series: Solid State Physics, Semiconductor Nanostructures]*, 10, 57–62 [in Russian].
22. Savel'kaev, S. V., & Litovchenko, V. A. (2015). A method for calibrating a stripe contact devices. In *Sbornik materialov Interekspo GEO-Sibir'-2015: Mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii: SibOptika T. 3. [Interexpo GEO-Siberia-2015: International Scientific Conference: SibOptics. Vol. 3]* (pp. 37–41). Novosibirsk: SSUGT Publ. [in Russian].
23. Savel'kaev, S. V., & Litovchenko, V. A. (2016). Method of calculation of the microwave oscillator in the space of S-parameters. *Elektromagnitnye volny i jelektronnye sistemy [Radio engineering. Journal of Electromagnetic Waves and Electronic Systems]*, 8, 36–46 [in Russian].
24. Savel'kaev, S. V., Romas'ko, S. V., Litovchenko, V. A., & Zarzhetskaya, N. V. (2016). Stability analysis method of active microwave circuits. In *Sbornik materialov Interekspo GEO-Sibir'-2016: Mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii: T. 5. SibOptika [Interexpo GEO-Siberia-2016: International Scientific Conference: Vol. 5. SibOptics]* (pp. 224–228). Novosibirsk: SSUGT publ. [in Russian].
25. Vladimirova, S. V., & Pal'chun Ju. A. (2012). Analysis of high-precision methods for measuring reflection parameters in coaxial paths. *Vestnik TGTU [Transactions of the TSTU]*, 18, 856–862 [in Russian].
26. Vladimirova, S. V., Pal'chun, Ju. A., & Kolpakov, A. V. (2010). Use the interpolations and extrapolations functions for definition calibration interval for coaxial load In *Sbornik materialov Interekspo GEO-Sibir'-2010: Mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii: T. 5. SibOptika [Interexpo GEO-Siberia-2010: International Scientific Conference: Vol. 5. SibOptics]* (pp. 127–129). Novosibirsk: SSGA Publ. [in Russian].
27. Vladimirova, S. V., Pal'chun, Ju. A., & Kolpakov, A. V. (2011). Algorithmic methods of definition of function of the amendment at measurement of parameters of reflection. In *Sbornik materialov Interekspo GEO-Sibir'-2011: Mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii: T. 5. SibOptika [Interexpo GEO-Siberia-2011: International Scientific Conference: Vol. 5. SibOptics]* (pp. 261–263). Novosibirsk: SSGA Publ. [in Russian].
28. Romas'ko, S. V. (2015). Technique of determination of coefficients of interpolation and extrapolation of the microwave oven of measures of easing for reflection coefficient module. In *Sbornik materialov Interekspo GEO-Sibir'-2015: Mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii: T. 5. SibOptika [Interexpo GEO-Siberia-2011: International Scientific Conference: Vol. 5. SibOptics]* (pp. 127–129). Novosibirsk: SSUGT Publ. [in Russian].
29. Savel'kaev, S. V. (2018). Variational methodology of estimation of the total merchant of measurement simulator-analyzer of microwave amplifiers and auto-generators. In *Sbornik materialov Interjekspo GEO-Sibir'-2018: Nacional'noy konferencii: T. 1. Nauka. Oborona. Bezopasnost'-2018 [Interexpo GEO-Siberia-2018: National Conference: Vol. 1. Science. Defense. Security-2018]* (pp. 2–12). Novosibirsk: SSUGT Publ. [in Russian].

Received 08.07.2019

© V. A. Litovchenko, N. V. Zarzhetskaya, 2019