

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ СВЧ-МОЩНОСТИ

## ЭФФЕКТИВНОСТЬ МЕТОДА УДАЛЕННОЙ ПЕРЕМЕННОЙ НАГРУЗКИ

С. Никулин, д. т. н. [nikulin-serg2006@yandex.ru](mailto:nikulin-serg2006@yandex.ru)  
А. Торгованов [alexey.torgovanov@rohde-schwarz.com](mailto:alexey.torgovanov@rohde-schwarz.com)

Транзисторные усилители СВЧ-мощности определяют важнейшие тактико-технические параметры радиотехнических систем: излучаемую и потребляемую мощность, ширину полосы рабочих частот, габариты и массу, надежность и стоимость. Для проектирования усилителей требуется определить S-параметры транзистора при больших мощностях входного сигнала и нелинейных режимах работы, чтобы синтезировать входные и выходные согласующие цепи усилительного каскада. В работе рассматривается новый метод определения S-параметров и анализируется его эффективность для создания усилителей мощности.

**Д**ля определения S-параметров сегодня используют такие известные способы как метод переменной нагрузки [1], "горячие  $S_{22}$ " [1, 2], метод X-параметров [3]. Еще один метод – Cardiff Lite – разработан британской компанией Mesuro. Метод X-параметров работает с гармониками третьего порядка, а модель Cardiff Lite использует гармоники более высокого порядка, что повышает точность моделирования. Разнообразие методов обусловлено их несовершенством и/или сложностью реализации. Так, метод "горячих  $S_{22}$ " имеет ограниченную сферу применения из-за отсутствия информации об обратном коэффициенте передачи  $S_{12}$ , а метод X-параметров обходится недешево и сложен в освоении на практике.

В методах переменной нагрузки, X-параметров и Cardiff Lite используются тюнеры импеданса для приведения входного и выходного импедансов транзисторов к стандартному волновому

сопротивлению 50 Ом. Тюнер представляет собой отрезок воздушной линии передачи с подвижной переменной емкостью. Применение тюнеров существенно ограничивает уровни допустимых значений мощности входных сигналов, подаваемых на транзистор, из-за вероятности возникновения электрического пробоя в воздушном зазоре подвижного переменного конденсатора.

Авторы предлагают использовать свободный от этого недостатка метод пространственно удаленной переменной нагрузки для определения S-параметров транзисторов при высоких уровнях мощности входного сигнала [4–6].

### МЕТОД ПРОСТРАНСТВЕННО УДАЛЕННОЙ ПЕРЕМЕННОЙ НАГРУЗКИ

Суть предлагаемого решения состоит в измерении векторным анализатором цепей (ВАЦ) входных коэффициентов отражения  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$  и коэффициентов прямой передачи  $K_1$ ,  $K_2$  каскадного соединения

транзистора с удаленной переменной нагрузкой  $Z_N$  (рис.1). Транзистор обычно размещается в специальном контактном устройстве с полосковой линией передачи (об этом в следующем разделе).

Функцию пространственно удаленной переменной нагрузки, которая характеризуется входными коэффициентами отражения  $\Gamma_{1n}$ ,  $\Gamma_{2n}$  и коэффициентами передачи  $K_{1n}$ ,  $K_{2n}$ , выполняют отрезок коаксиального кабеля длиной  $L$  и нагрузка  $Z_N$ , принимающая два значения -  $Z_{N1}$  и  $Z_{N2}$ . Параметры удаленной нагрузки измеряются в процессе калибровочной процедуры при отсутствии транзистора (рис.1а, б). При подаче на вход транзистора (рис.1в, г) зондирующего сигнала заданной амплитуды его S-параметры определяют из соотношений:

$$S_{21} = \frac{K_1 K_2 (\Gamma_{2n} - \Gamma_{1n})}{K_{1n} K_2 \Gamma_{2n} - K_{2n} K_1 \Gamma_{1n}},$$

$$S_{22} = \frac{K_{1n} K_2 - K_{2n} K_1}{K_{1n} K_2 \Gamma_{2n} - K_{2n} K_1 \Gamma_{1n}},$$

$$S_{11} = \frac{(\Gamma_1 K_2 \Gamma_{2n} / K_{2n}) - (\Gamma_2 K_1 \Gamma_{1n} / K_{1n})}{(K_2 \Gamma_{2n} / K_{2n}) - (K_1 \Gamma_{1n} / K_{1n})},$$

$$S_{12} = \frac{\Gamma_2 - \Gamma_1}{(K_2 \Gamma_{2n} / K_{2n}) - (K_1 \Gamma_{1n} / K_{1n})}.$$

Полученные S-параметры транзистора являются функциями как амплитуды входного сигнала, которая не изменяется в процессе измерений, так и импедансов удаленной нагрузки. Импедансы нагрузки  $a$ , следовательно, и коэффициенты отражения  $\Gamma_{1n}$ ,  $\Gamma_{2n}$ , являются периодическими функциями частоты зондирующего сигнала, причем средняя линия этих зависимостей, за счет использования коаксиального кабеля стандартного волнового сопротивления 50 Ом, соответствует условию идеального согласования. По этой причине графики частотных зависимостей S-параметров имеют осциллирующий характер. Применение сглаживающих алгоритмов обработки данных позволяет практически полностью устранить этот отрицательный эффект.

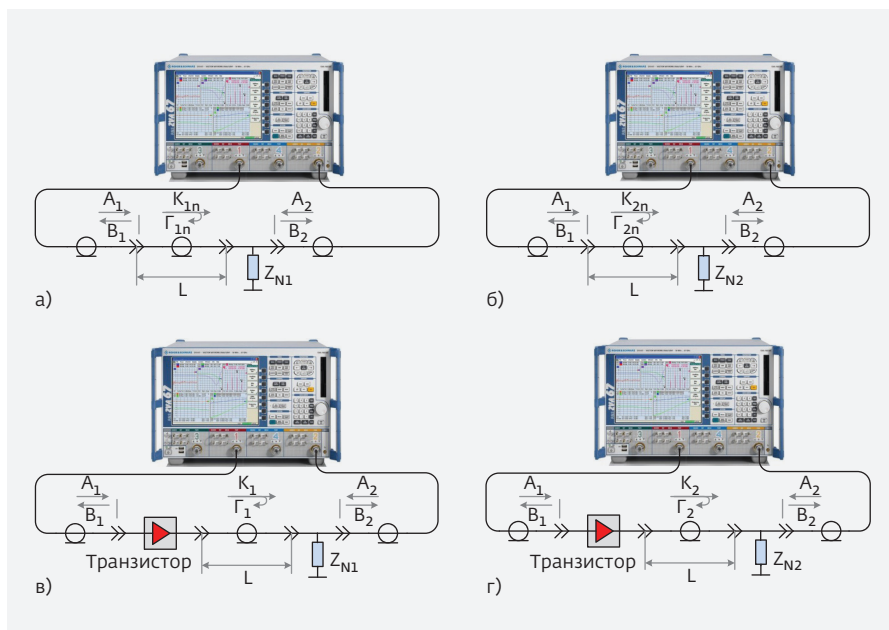


Рис.1. Процедура калибровки (а, б) и измерений (в, г) методом удаленной переменной нагрузки

Предлагаемый метод отличается простотой технической реализации. Отсутствие тюнеров импеданса, требующих экспериментального подбора условий оптимального согласования, существенно сокращает время измерений.

Для определения S-параметров транзистора в заданном диапазоне частот входного сигнала следует:

- провести полную векторную калибровку первого порта векторного анализатора цепей на выходе соединительного кабеля методом трех эталонов OSM (O – холостой ход, S – короткое замыкание, M – согласованная нагрузка);
- подключить переменную удаленную нагрузку между соединительными кабелями анализатора цепей, измерить входные коэффициенты отражения  $\Gamma_{1n}$ ,  $\Gamma_{2n}$  и прямые коэффициенты передачи  $K_{1n}$ ,  $K_{2n}$ ;
- подключить анализируемое устройство между соединительным кабелем первого порта и переменной удаленной нагрузкой, установить заданный уровень мощности входного сигнала, затем измерить комплексные коэффициенты отражения и передачи  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$  и  $K_1$ ,  $K_2$  для тех же состояний нагрузки, которые были установлены при калибровке;
- вычислить S-параметры контактного устройства с транзистором для всех частот входного сигнала с помощью вышеприведенных соотношений и обработать результаты измерений

с использованием сглаживающих алгоритмов фильтрации данных [6];

- определить S-параметры транзистора относительно его физических границ в полосковой линии передачи, используя известные способы исключения влияния S-параметров контактного устройства на результаты измерений [7].

С математической точки зрения особенности решаемой задачи состоят в слабой обусловленности системы уравнений в комплексной области и скачкообразном изменении фазы искоемых величин на 180 градусов при перестройке частоты электромагнитных колебаний. Поэтому следует использовать представление S-параметров в виде их реальных и мнимых частей, являющихся непрерывными функциями частоты.

Обрабатывать данные удобно в среде NI LabView (рис.2), позволяющей выполнить считывание/запись файлов в формате touchstone, фильтрацию данных в частотном окне с применением робастных методов и сглаживающих алгоритмов,

графический вывод результатов на экран в различных форматах.

Для определения допустимых значений уровней мощности входного сигнала, подаваемого на транзистор, необходимо проанализировать его амплитудную характеристику.

### АНАЛИЗ АМПЛИТУДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

По амплитудной характеристике транзистора определяют уровни мощности входного сигнала, при которых проявляются нелинейные свойства транзистора. Границей между линейным и нелинейным режимами принято считать уровень входной мощности, при которой компрессия коэффициента передачи составляет 1 дБ. Схема измерений (рис.3) состоит из двухпортового векторного анализатора цепей ZVA24 компании Rohde & Schwarz с двумя опорными (Ref. Rx) и двумя измерительными (Meas. Rx) приемниками, источника питания Nameg HMP2020, датчика мощности NRP-Z52 и калибровочного набора ZVZ 235 (на рис.3 не показан).

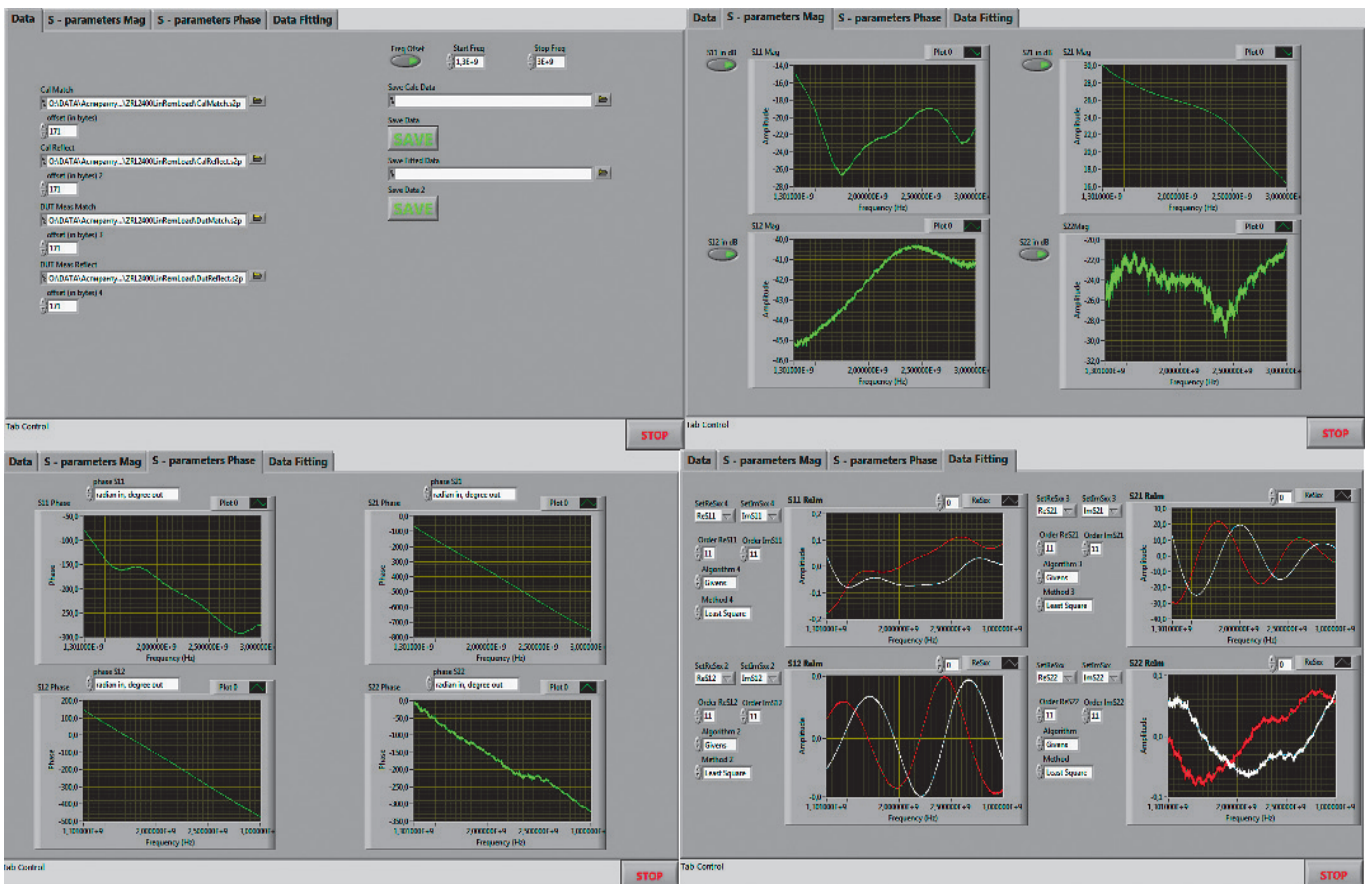


Рис.2. Интерфейс программного обеспечения для определения S-параметров методом пространственно удаленной переменной нагрузки

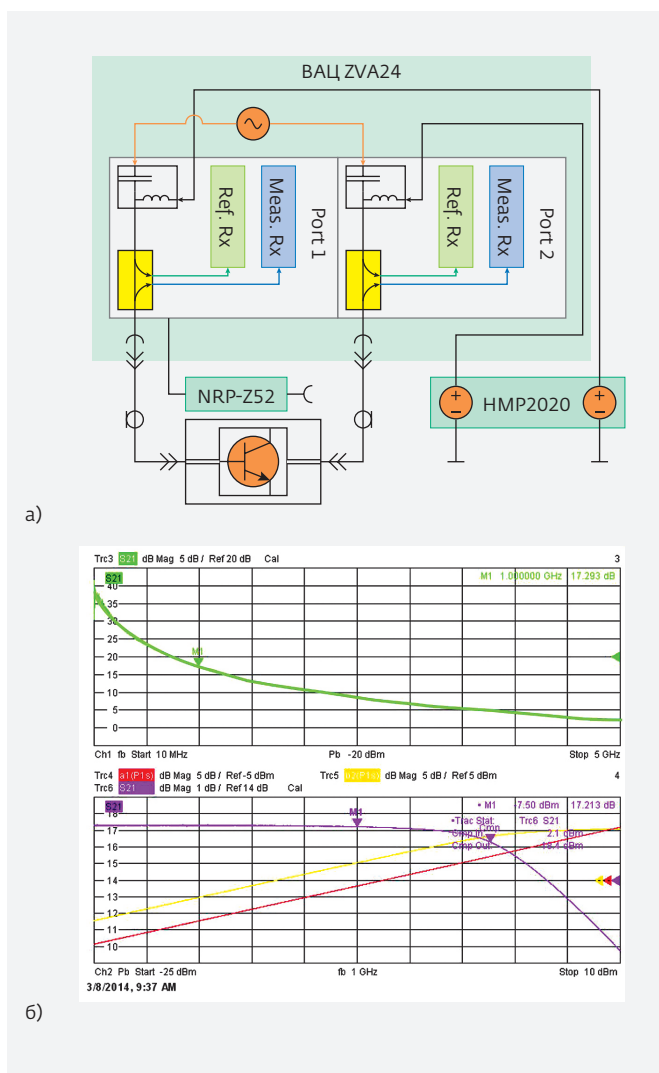


Рис.3. Схема (а) и результаты измерений (б)  $S_{21}$  и амплитудной характеристики

Исследуемый транзистор VFP450 компании Infineon подключался в измерительный коаксиальный тракт с помощью специального контактного устройства (рис.4). В нем использованы коаксиально-полосковые переходы 292-04А-5 с соединителем типа SMA (производитель Southwest Microwave), предназначенные для подключения к полосковым и копланарным линиям передачи. Транзистор устанавливался в полосковую линию передачи в разрыв полоскового проводника (см. рис.4). Питание по постоянному току подводилось через соединительные кабели анализатора цепей.

Для выбора рабочего режима транзистора по уровню мощности входного сигнала коэффициент передачи  $S_{21}$  измерялся в диапазоне мощностей в пределах от -25 до 10 дБм. Частота

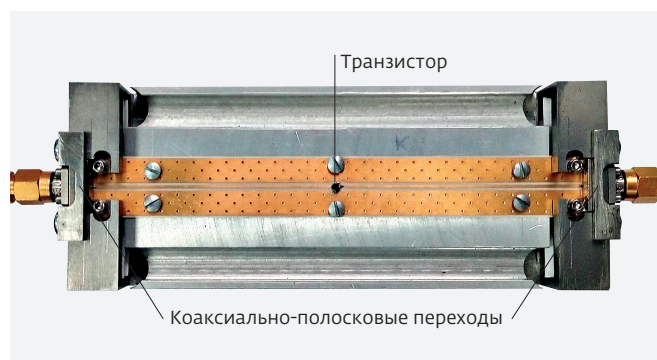


Рис.4. Контактное устройство

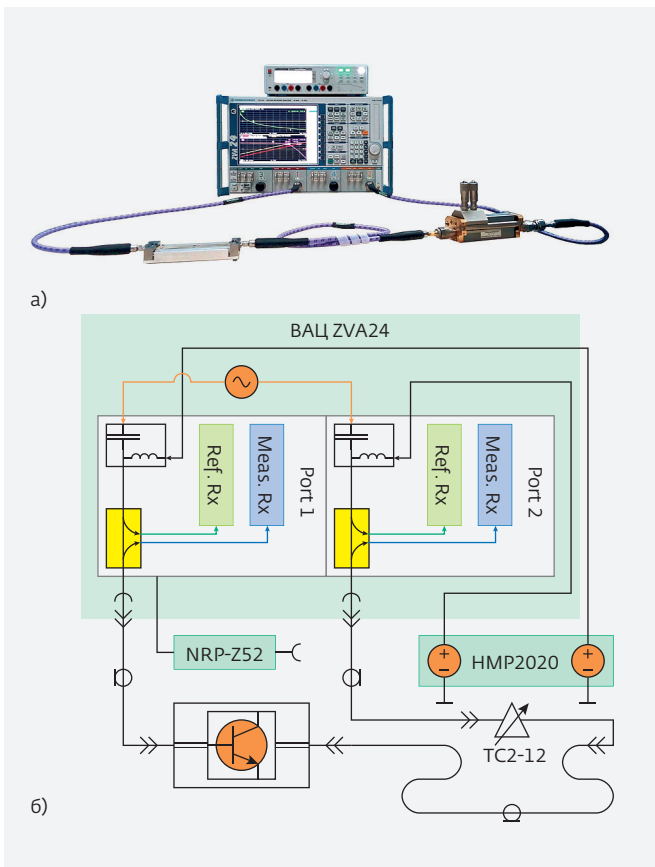
синусоидального сигнала изменялась в диапазоне от 10 МГц до 5 ГГц с шагом 10 МГц. Модуль коэффициента передачи  $S_{21}$  транзистора уменьшается по мере увеличения частоты зондирующего сигнала (рис.3б, верхний график). Для дальнейшего анализа была выбрана частота 1 ГГц (типичная для исследуемого транзистора), ей соответствует метка M1 на графике частотной зависимости. Параметр  $S_{21}$  на этой частоте равен 17,3 дБ. На частоте 1 ГГц исследовались зависимость модуля  $S_{21}$  от уровня входной мощности (сиреневая кривая на нижнем графике рис.3б) и амплитудная характеристика (желтая кривая на нижнем графике рис.3б). По амплитудной характеристике определялась точка компрессии коэффициента передачи в 1 дБ (ей соответствует метка). Мощность сигнала в этой точке ( $P_{1дБ}$ ) составила 2 дБм.

На основе результатов измерений были определены оптимальный режим питания транзистора (напряжение база-эмиттер  $V_{бэ} = 0,865$  В, напряжение коллектор-эмиттер  $V_{кэ} = 3$  В) и точки компрессии  $P_{2дБ} = 4$  дБм,  $P_{5дБ} = 8$  дБм. Точки компрессии, превышающие уровень 1 дБ, выбраны для того, чтобы показать эффективность применения предлагаемого метода определения S-параметров при существенно нелинейном режиме работы транзистора.

### ИЗМЕРЕНИЕ S-ПАРАМЕТРОВ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЯ

Полученные характеристики транзистора были использованы в эксперименте по определению его S-параметров вышеописанным методом пространственно удаленной переменной нагрузки (рис.5). Эффект переменной нагрузки создавался с помощью трансформатора полных сопротивлений TC2-12. На переднем плане стенда (см. рис.5а) можно увидеть контактное



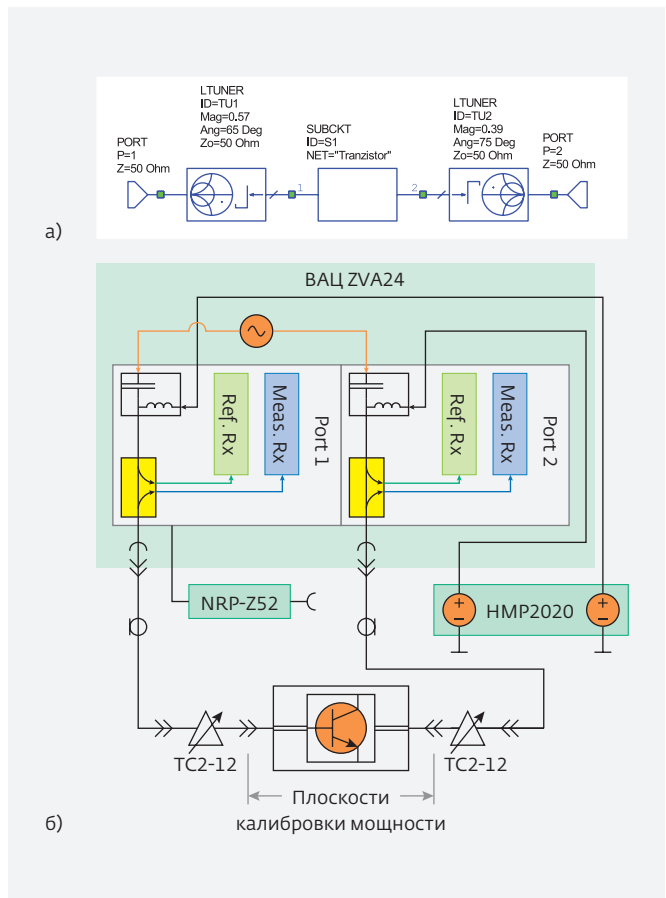


**Рис.5.** Внешний вид (а) и схема (б) системы измерения S-параметров методом пространственно удаленной переменной нагрузки

устройство, коаксиальный кабель, свернутый в кольцо, и трансформатор TC2-12. Измерения проводились в точках с уровнями компрессии 2 и 5 дБ, соответствующих нелинейному режиму работы транзистора. Полученные значения S-параметров использовались в модели усилительного модуля.

Автоматизированное проектирование усилительных модулей на основе полученных S-параметров выполняется средствами линейного анализа цепей. Достаточно лишь сформировать массивы S-параметров транзистора для требуемых уровней мощности входного сигнала.

Эффективность предлагаемого решения для проектирования усилителя оценивалась путем сравнения параметров схемной модели усилительного модуля, построенной на основе измеренных S-параметров транзистора в САПР Microwave Office (MWO), и натурного образца в виде каскадного соединения входного, выходного трансформаторов сопротивлений TC2-12 и контактного устройства с транзистором (рис.6).



**Рис.6.** Схемная (а) и физическая (б) модели усилителя с трансформаторами сопротивлений

Модели тюнеров импеданса LTUNER позволяют установить значения модулей (Mag) и фаз (Ang) коэффициентов отражения на входе (GM1) и выходе (GM2) модели транзистора (см. рис.6а). Они подбираются таким образом, чтобы обеспечить режим комплексно-сопряженного согласования в соответствии с S-параметрами, частотой и амплитудой зондирующего сигнала, при котором в процессе измерений достигается тот или иной уровень компрессии. Аналогичные значения коэффициентов отражения были выставлены с помощью трансформаторов сопротивлений в физической модели усилительного модуля. Калибровка анализатора цепей ZVA24 по мощности проводилась в отсчетных плоскостях, соответствующих входу и выходу контактного устройства, с помощью термального датчика мощности NRP-Z52 (см. рис.6б).

В результате исследований было установлено, что коэффициенты усиления схемной и физической моделей усилителя практически совпадают; в согласованном режиме выходная мощность

Параметры усилительного модуля, полученные в результате моделирования и экспериментально

Параметр	Компрессия 2 дБ		Компрессия 5 дБ	
	ВАЦ	MWO	ВАЦ	MWO
K <sub>y</sub> , дБ	9,72	10,10	9,91	9,5
K <sub>yc</sub> , дБ	12,83	12,07	11,80	11,51
P <sub>вх</sub> /P <sub>вхс</sub> , дБм	4,14/3,88		8,23/7,98	
P <sub>вых</sub> /P <sub>выхс</sub> , дБм	13,88/16,71		18,14/19,68	
GM1 (модуль; фаза)	0,57; 65°		0,56; 75°	
GM2 (модуль; фаза)	0,39; 75°		0,29; 26°	
Питание по постоянному току				
V <sub>бэ</sub> /V <sub>бэс</sub> , В	0,865/0,865		0,865/0,865	
I <sub>бэ</sub> /I <sub>бэс</sub> , мА	0,60/0,50		0,70/0,50	
V <sub>кэ</sub> /V <sub>кэс</sub> , В	3,00/3,00		3,00/3,00	
I <sub>кэ</sub> /I <sub>кэс</sub> , мА	65,00/64,00		67,50/59,50	
η <sub>тр</sub> /η <sub>с</sub> , %	11,10/22,80		28,80/48,50	

K<sub>y</sub> – коэффициент усиления, P<sub>вх</sub> и P<sub>вых</sub> – соответственно входная и выходная падающие мощности, I<sub>бэ</sub> – ток база-эмиттер, I<sub>кэ</sub> – ток коллектор-эмиттер. Индекс "с" соответствует согласованному режиму.

и коэффициент усиления увеличиваются, а потребляемый ток снижается (см. таблицу).

Еще один важный параметр усилителя мощности – коэффициент полезного действия (КПД), который определялся по формуле:

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}} - P_{\text{вх}}}{P_{\text{пост}}} 100\% = \frac{P_{\text{вых}} - P_{\text{вх}}}{V_{\text{пост}} \cdot I_{\text{пост}}} 100\%,$$

где индекс "пост" соответствует режиму питания по постоянному току.

КПД для компрессии 2 дБ в режимах без согласования и с согласованием имеет следующие значения:

$$\eta_{\text{тр}2\text{дБ}} = \frac{13,88 \text{ дБм} - 4,14 \text{ дБм}}{3 \text{ В} \cdot 65 \text{ мА}} 100\% = \frac{21,6 \text{ мВт}}{195 \text{ мВт}} 100\% = 11,1\%,$$

$$\eta_{\text{с}2\text{дБ}} = \frac{16,71 \text{ дБм} - 3,88 \text{ дБм}}{3 \text{ В} \cdot 64 \text{ мА}} 100\% = \frac{44,4 \text{ мВт}}{192 \text{ мВт}} 100\% = 22,8\%,$$

а для компрессии 5 дБ:

$$\eta_{\text{тр}5\text{дБ}} = \frac{18,14 \text{ дБм} - 8,23 \text{ дБм}}{3 \text{ В} \cdot 67,50 \text{ мА}} 100\% = \frac{58,5 \text{ мВт}}{202,5 \text{ мВт}} 100\% = 28,8\%,$$

$$\eta_{\text{с}5\text{дБ}} = \frac{19,68 \text{ дБм} - 7,98 \text{ дБм}}{3 \text{ В} \cdot 59,50 \text{ мА}} 100\% = \frac{86,61 \text{ мВт}}{178,5 \text{ мВт}} 100\% = 48,5\%.$$

Видно, что КПД в согласованном режиме значительно возрастает; для компрессии 2 дБ в два раза.

Таким образом, в результате исследований доказана эффективность измерения S-параметров транзисторов методом удаленной переменной нагрузки для проектирования усилителей СВЧ-мощности. Следует отметить, что автоматизированное проектирование транзисторных усилительных модулей на основе полученных S-параметров выполняется с помощью линейного анализа цепей.

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Хибель М.** Основы векторного анализа цепей. – Пер. с англ. С. М. Смольского под ред. У. Филлипп. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009.
2. Измерение S<sub>22</sub> в "горячем" режиме с импульсными сигналами на анализаторе цепей R&S ZVA – [www.rohde-schwarz.ru/439/AN001rus\\_HotS22\\_pulse.pdf](http://www.rohde-schwarz.ru/439/AN001rus_HotS22_pulse.pdf).
3. **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.
4. **Никулин С. М., Белова Ю. В.** Измерение и идентификация большесигнальных S-параметров нелинейных СВЧ цепей. – Датчики и системы, 2014, № 12, с. 62–65.
5. **Кудрявцев А. М., Никулин С. М.** Интеллектуальный анализ СВЧ цепей и антенн: учебное пособие. – Н. Новгород, Нижегород. тех. гос. ун-т, 2005, 121 с.
6. **Торгованов А. И., Никулин С. М.** Измерение S-параметров нелинейных СВЧ цепей методом пространственно удаленной переменной нагрузки. – Датчики и системы, 2014, № 11, с. 27–34.
7. **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.