



УДК 621.382

DOI: 10.22184/NanoRus.2019.12.89.453.462

# РАЗРАБОТКА МЕТОДИК И ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛЕЙ БАЗОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СВЧ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

## DEVELOPING TECHNIQUES AND SOFTWARE FOR MICROWAVE MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT ELEMENT AUTOMATIC MODELING

ДОБУШ ИГОРЬ МИРОСЛАВОВИЧ

DOBUSH IGOR M.

САЛЬНИКОВ АНДРЕЙ СЕРГЕЕВИЧ

SALNIKOV ANDREY S.

КАЛЕНТЬЕВ АЛЕКСЕЙ АНАТОЛЬЕВИЧ

KALENTYEV ALEXEY A.

ГОРЯИНОВ АЛЕКСАНДР ЕВГЕНЬЕВИЧ

GORYAINOV ALEXANDER E.

ПОПОВ АРТЕМ АЛЕКСАНДРОВИЧ

POPOV ARTYOM A.

БИЛЕВИЧ ДМИТРИЙ ВЯЧЕСЛАВОВИЧ

BILEVICH DMITRY V.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники  
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40  
ООО «50ом Технолоджиз»  
634033, г. Томск, пер. Б. Хмельницкого, 12а, оф. 26  
info@50ohm.tech

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics  
(TUSUR University)  
40 Lenina Ave., Tomsk, 634050, Russia  
“50ohm Technologies” LLC  
of. 26, 12a B. Hmelnickogo Lane, Tomsk, 634033, Russia  
info@50ohm.tech

Приведены результаты разработки методик для автоматического построения моделей активных и пассивных элементов СВЧ монолитных интегральных схем (МИС), позволяющих значительно сократить время их построения при сохранении приемлемой точности. Для удобства применения разработчиками СВЧ МИС предложенные методики реализованы в программном комплексе 50ohm Tech M3-Suite.

**Ключевые слова:** СВЧ монолитная интегральная схема; автоматическое построение моделей; активные и пассивные элементы; GaAs; Si; САПР электронных устройств.

The paper deals with developing active and passive microwave monolithic integrated circuit components automatic modeling techniques which allow one to significantly reduce modeling time preserving acceptable accuracy. The proposed techniques are implemented in the 50ohm Tech M3-Suite software to make technique usage easier.

**Keywords:** monolithic microwave integrated circuit, automated extraction technique, active and passive elements, GaAs, Si, electronic design automation.

### ВВЕДЕНИЕ

Для эффективной разработки СВЧ монолитных интегральных схем (МИС) требуются адекватные и быстродействующие модели базовых элементов. К базовым активным и пассивным элементам СВЧ МИС относятся [1, 2]: транзисторы, диоды, квазисосредоточенные элементы (спиральные катушки индуктивности, встречно-штыревые и МДМ-конденсаторы, полупроводниковые и тонкопленочные резисторы, сквозное отверстие, воздушный мост), линии передачи и неоднородности (отрезки микрополосковой и копланарной линии, короткозамкнутый и холостоходный шлейфы, изгиб линии, скачок ширины, перекрестное и Т-соединение). Построение таких моделей занимает значительную часть рабочего времени специалиста даже с применением современных программно-аппаратных средств. Например, построение только одной нелинейной модели НЕМТ-транзистора может занимать до трех месяцев. Результатом успешного построения модели является соответствие ее

характеристик экспериментальным, полученным при измерении реального элемента СВЧ МИС в процессе верификации.

Среди всех пассивных элементов наиболее сложной для моделирования является спиральная катушка индуктивности. Точность модели спиральной катушки индуктивности определяет качество проектирования СВЧ-схем, предназначенных для усиления, преобразования частоты, управления фазой и амплитуды сигнала [3, 4]. Сложность современных СВЧ МИС, особенно при реализации в виде системы на кристалле, устанавливает строгие требования к точности и быстродействию моделей интегральных катушек индуктивности. Например, многофункциональная МИС для активной фазированной антенной решетки Х-диапазона [5, 6] содержит более 20 катушек индуктивности. В работах [4, 7, 8] представлены несколько методик автоматизированного получения всех или части параметров модели в виде эквивалентной схемы (ЭС) на основе методов оптимизации с использованием дифференциальной эволюции



[4], классических методов оптимизации [7], генетических алгоритмов [8]. С одной стороны, при использовании оптимизации связь между физическими эффектами в катушке индуктивности и параметрами ЭС теряется. С другой стороны, сложность ЭС затрудняет получение аналитических выражений для прямой экстракции параметров модели.

СВЧ-транзисторы являются активным элементом и выполняют в схемах функции переключения, усиления сигнала, генерации, переноса частоты и т. д. Трудности с разработкой моделей состоят в том, что транзистор является нелинейным элементом, при моделировании нужно иметь в виду большое число разных параметров; кроме того, возникает необходимость расчета дополнительных параметров при масштабировании по геометрии и температуре. В настоящее время компактные нелинейные модели Angelov, Curtice и EEHEMT преимущественно используются для GaAs HEMT-транзисторов. Разрабатываются усовершенствованные версии таких моделей, каждая из которых разрабатывается с тем, чтобы повысить точность моделирования тех или иных эффектов в транзисторе. Например, методика [9] позволяет повысить точность экстракции паразитных элементов. Модели, описывающие BAX с учетом эффектов памяти, представлены в [10], а моделирование ловушек предложено в [11]. При этом исследование эффективных методик экстракции параметров является столь же важным вопросом, как и получение новых моделей. Экстракция и верификация модели является довольно трудоемким и времязатратным процессом.

Цель работы состояла в создании полностью автоматических методик построения (экстракции параметров) моделей базовых пассивных и активных элементов СВЧ МИС, позволяющих значительно сократить время их построения при сохранении приемлемой точности. В докладе приведены результаты построения спиральных катушек индуктивности на GaAs- и Si-подложках, а также нелинейной модели GaAs pHEMT-транзистора. Для удобства применения разработчиками СВЧ-устройств предложенные методики и разработанное программное обеспечение совместимы с коммерческой системой автоматизированного проектирования (САПР) NI AWR Microwave Office.

## INTRODUCTION

Appropriate and fast basic elements models are highly required for productive microwave monolithic integrated circuit (MMIC) design. Basic elements are active and passive devices including [1, 2]: a transistor, a diode, quasi-lumped elements (a spiral inductor, interdigital and metal-insulator-metal capacitors, mesa and thin-film resistors, a via hole, an air bridge), a transmission line and its discontinuities (microstrip and coplanar lines, a shorted line, an open-end line, a line bend, a width step, a cross-junction, a tee-junction). Building such a model takes a significant working time of a designer even if modern software and hardware are used. For example, HEMT nonlinear modeling can take up to three months. A successful result of model building is a coincidence of model characteristics and measurements that is checked during verification procedure.

Among all passive elements, a spiral inductor is the most complex for modeling. The quality of spiral inductor model determines the success of microwave circuit design for amplification, oscillation, frequency conversion, magnitude and phase control [3], [4]. Modern microwave circuit complexity especially in system-on-a-chip leads to strict requirements for accuracy and efficiency of spiral inductor modeling. For example, there are more than 20 inductors in GaAs- and Si-based X-band active phased array radar [5], [6]. In [4, 7, 8] some automated techniques using optimization of all or several EC parameters have been proposed: conventional differential evolution [4], optimization methods [7], genetic algorithms [8]. On the one hand, EC parameters may lose relation with physical effects in an inductor when optimization methods are used. On the other hand, complex EC topology complicates analytical equations obtaining.

A microwave transistor is an active element whose functions in an electrical circuit are: switching, signal amplification, signal generation, frequency conversion etc. The modeling difficulties arise from nonlinearity, a large number of parameters to be considered, especially increased by scalability and temperature influence. At the moment, compact nonlinear GaAs HEMT models such as Angelov, Curtice, and EEHEMT are mainly used. There are many techniques to build these models, each of which is designed to enhance the model accuracy in some aspects. For example, technique [9] improves the extrinsic parameters extraction accuracy. A model simulating IVC with respect to memory effects is described in [10], a model simulating the trapping effect is presented in [11]. An efficient extraction technique should be considered together with the development of new nonlinear models.

## ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛЕЙ СПИРАЛЬНЫХ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ НА GAAS- И SI-ПОДЛОЖКАХ

На рис. 1 приведены исследуемые модели в виде ЭС для спиральных катушек индуктивности на основе GaAs- и Si-технологий изготовления СВЧ МИС.

### Построение модели GaAs катушки индуктивности

Использованная в работе ЭС для GaAs-катушки индуктивности представлена на рис. 1а. Параметры подложки рассчитываются по общезвестным выражениям:

$$R_{sub1} = \operatorname{Re} \left( \frac{1}{y_{11} + y_{12}} \right), \quad R_{sub2} = \operatorname{Re} \left( \frac{1}{y_{22} + y_{12}} \right),$$

$$C_{sub1} = \left[ \omega \operatorname{Im} \left( \frac{1}{y_{11} + y_{12}} \right) \right]^{-1}, \quad C_{sub2} = \left[ \omega \operatorname{Im} \left( \frac{1}{y_{22} + y_{12}} \right) \right]^{-1}. \quad (1)$$

Параметры, описывающие проводник спирали, рассчитываются на низких частотах, где влиянием емкости  $C_p$  можно пренебречь:

$$L_p + L_s = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im} \left( \frac{-1}{y_{12}} \right), \quad R_s = \operatorname{Re} \left( \frac{-1}{y_{12}} \right). \quad (2)$$

Следует отметить, что низкая частота определяется для каждой катушки отдельно. В качестве эмпирического правила низкочастотным можно считать диапазон от первой измеренной частотной точки до частоты, где добротность достигает максимума. Для соотношения  $L_p/(L_p + L_s)$  эмпирический коэффициент  $k$  был рассчитан на основе исследованных ранее экспериментальных данных для GaAs катушек индуктивности:

$$k = \frac{17.125}{\sqrt{R_s(L_p + L_s) + 30.24}}, \quad (3)$$

где  $L_p$  и  $L_s$  выражены в нГн.

Наконец, последний неизвестный параметр  $C_p$  может быть рассчитан по выражению



$$C_p = \frac{1}{\omega} \left( \frac{\omega L_p - \text{Im}(z)}{\text{Re}^2(z) + \omega L_p - \text{Im}(z)} + \frac{\omega L_s}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} \right), \quad (4)$$

где  $z = (-1/y_{12})$ .  $C_p$  определяется на высоких частотах, которые можно определить как диапазон от частоты максимума добротности до частоты собственного резонанса.

Выражения (1)–(4) позволяют рассчитать параметры ЭС на каждой частоте, то есть дают зависимость параметров ЭС от частоты. Таким образом, конкретное значение параметра должно быть найдено для использования в ЭС. Значение параметра может быть просто усреднено в некотором диапазоне частот, однако это может приводить к значительным ошибкам. Инженер по моделированию обычно выбирает значения элемента на участке зависимости, где значение наиболее постоянно. Для автоматического определения такого значения предлагается метод модифицированной медианы.

Медиана — это значение, так описывающее выборку, что ровно половина ее элементов имеет значение больше медианы. В общем случае медиана выбирается в два шага: сначала выборка упорядочивается, затем берется центральный элемент

упорядоченной выборки. Преимущество медианы перед средним значением заключается в том, что она более устойчива к выбросам и шуму в исходных данных.

Предлагается метод модифицированной медианы, который позволяет автоматически определить участок зависимости, где значение параметра наиболее неизменно. Методика включает четыре шага:

- 1) экстракция значений параметров ЭС на каждой частоте и их сортировка;
- 2) разбиение полученной выборки на  $n = 4$  подвыборок;
- 3) расчет разности между наибольшим и наименьшим элементом в подвыборках (минимальная разница соответствует наименьшей частотной зависимости);
- 4) определение центрального элемента в той подвыборке, для которой разброс между максимальным и минимальным элементом наименьший.

Исследование на экспериментальных данных показало совпадение значения, полученного при работе алгоритма и выбранного инженером по моделированию. Преимуществом предложенной методики является возможность ее автоматизации.

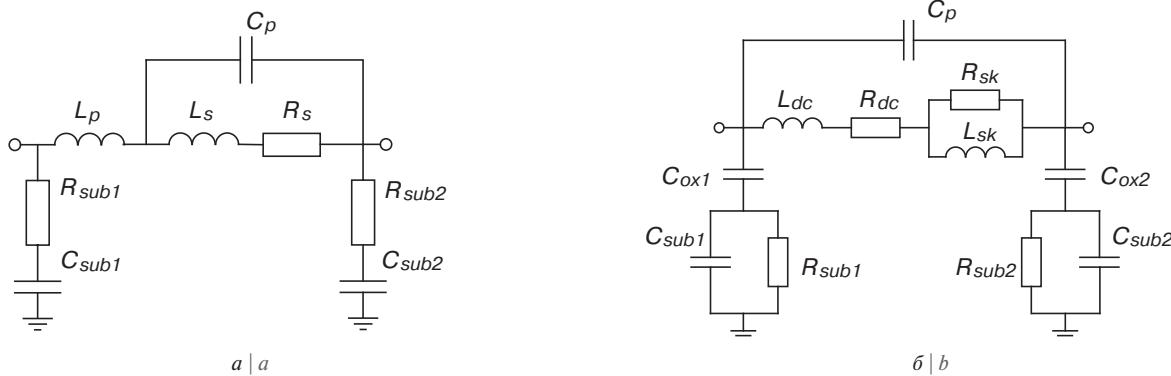


Рис. 1. Структуры ЭС катушек индуктивности: а) GaAs-технология, б) Si-технология  
Fig. 1. Spiral inductor model EC topologies: a — on GaAs substrate; b — on Si substrate

Extraction and verification of nonlinear models are labor-intensive as well as time-consuming procedures.

The research purpose was to create a completely automatic technique for an MMIC basic active and passive elements modeling (parameter extraction) which allows significantly reducing the model building time while the accuracy does not suffer. The report presents spiral inductors on GaAs and Si substrates and a nonlinear GaAs pHEMT modeling results. To increase technique usability for microwave designers, the proposed techniques are implemented as software tools compatible with NI AWR Design Environment.

### SPIRAL INDUCTORS ON GaAs AND Si SUBSTRATES MODELING

Figure 1 presents equivalent circuit (EC) topologies of spiral inductor models for GaAs and Si MMIC technologies.

*GaAs Inductor Modelling.* For GaAs inductor, we used EC that is shown in Fig. 1 a. Substrate parameters were calculated by the common equations:

$$\begin{aligned} R_{sub1} &= \text{Re} \left( \frac{1}{y_{11} + y_{12}} \right), \\ R_{sub2} &= \text{Re} \left( \frac{1}{y_{22} + y_{12}} \right), \\ C_{sub1} &= \left[ \omega \text{Im} \left( \frac{1}{y_{11} + y_{12}} \right) \right]^{-1}, \\ C_{sub2} &= \left[ \omega \text{Im} \left( \frac{1}{y_{22} + y_{12}} \right) \right]^{-1}. \end{aligned} \quad (1)$$

The spiral parameters are calculated at low frequencies assuming that  $C_p$  influence is negligible:

$$L_p + L_s = \frac{1}{\omega} \text{Im} \left( \frac{-1}{y_{12}} \right), \quad R_s = \text{Re} \left( \frac{-1}{y_{12}} \right). \quad (2)$$

It should be mentioned that low frequencies were defined for each inductor from the first frequency point in input data to a frequency where  $Q$ -factor reaches its maximum value. For  $L_p/(L_p + L_s)$  ratio an empirical coefficient  $k$  was calculated taking into account previously investigated inductors:

$$k = \frac{17.125}{\sqrt{R_s(L_p + L_s) + 30.24}}, \quad (3)$$

where  $L_p$  and  $L_s$  should be in nH.

Finally, the last unknown parameters  $C_p$  are to be determined:

$$C_p = \frac{1}{\omega} \left( \frac{\omega L_p - \text{Im}(z)}{\text{Re}^2(z) + \omega L_p - \text{Im}(z)} + \frac{\omega L_s}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} \right), \quad (4)$$

where  $z = (-1/y_{12})$ .  $C_p$  was determined at high frequencies which are defined in these techniques from  $Q$ -factor maximum frequency to self-resonant frequency.



### Построение модели Si катушки индуктивности

Для моделирования спиральной катушки индуктивности на Si-подложке использовалась ЭС, представленная на рис. 1б. Методика экстракции основана на методике, предложенной в [3]. В соответствии с этой методикой определяются значения  $R_{sub}$ ,  $C_{ox}$ ,  $C_{sub}$ ,  $R_{dc}$  и  $L_{low}$ . Под значением  $L_{low}$  понимается сумма ( $L_{dc} + L_{sk}$ ). Для автоматического определения параметров используется метод модифицированной медианы.

Порядок расчета параметров  $L_{sk}$ ,  $R_{sk}$ ,  $C_p$  отличается от предложенного ранее [3]. Предположим, что ЭС должна воспроизвести значение добротности в точке ее максимума и в точке собственного резонанса, и используем это требование для расчета параметров модели. Для ЭС, представленной на рис. 1б,  $y_{11}$  рассчитывается согласно выражению

$$y_{11}(\omega) = \frac{j\omega C_{ox1} \left( \frac{1}{R_{sub1}} + j\omega C_{sub1} \right)}{j\omega(C_{ox1} + C_{sub1}) + \frac{1}{R_{sub1}}} + j\omega C_p + \frac{1}{R_{dc} + j\omega L_{dc} + \frac{R_{sk} j\omega L_{sk}}{R_{sk} + j\omega L_{sk}}}. \quad (5)$$

Рассматривая схему с первого вывода при втором заземленном (первым обозначим левый, вторым — правый на рис. 1б), определим значение частоты собственного резонанса как  $\omega_{01}$ , значение максимума добротности — как  $Q_{max1}$  и частоту, где достигается максимум добротности, — как  $\omega_{q1}$ . Эти три величины могут быть получены из результатов измерений или ЭМ-моделирования. Таким образом, мы можем записать следующие выражения:

$$\text{Im}(y_{11}(\omega_{01})) = 0, \quad (6)$$

$$\frac{\text{Im}(y_{11}(\omega_{q1}))}{\text{Re}(y_{11}(\omega_{q1}))} = Q_{max1}. \quad (7)$$

Затем, заменяя значения  $\omega_{01}$ ,  $Q_{max1}$  и  $\omega_{q1}$ , а также уже известные значения параметров в (5) и приводя это выражение к виду (6)

и (7), мы получаем два уравнения. Аналогично запишем уравнение для  $y_{22}$  и определим для схемы, рассматривая ее второй вывод при правом заземленном, значение частоты собственного резонанса как  $\omega_{02}$ , значение максимума добротности — как  $Q_{max2}$ , достигаемую на частоте  $\omega_{q2}$ , и получим еще два выражения:

$$\text{Im}(y_{22}(\omega_{02})) = 0, \quad (8)$$

$$\frac{\text{Im}(y_{22}(\omega_{q2}))}{\text{Re}(y_{22}(\omega_{q2}))} = Q_{max2}. \quad (9)$$

Выражения (6)–(9) описывают переопределенную систему из четырех уравнений с тремя неизвестными  $L_{sk}$ ,  $R_{sk}$  и  $C_p$ . Наиболее простой способ решить такую систему — использовать один из методов нелинейной оптимизации, например симплекс. Границы изменения переменных определяются физическими ограничениями.

### Масштабируемая модель катушки индуктивности

В масштабируемой модели параметры ЭС описываются как функции от геометрических параметров элемента, например числа витков или ширины спирали. Эти функции могут быть выражены полиномами, значение коэффициентов которых определяется методом наименьших квадратов. Чаще всего у элемента более одного геометрического параметра и задача становится многомерной. Входными параметрами для получения полинома являются не только геометрические параметры и параметры ЭС, но также и степень полинома. Подходящая степень полинома обычно выбирается инженером по моделированию методом проб и ошибок, пока не удастся добиться удовлетворительной точности модели.

Подходящая степень полинома может быть определена по следующему алгоритму:

- 1) получение параметров ЭС;
- 2) задание приемлемой ошибки  $\Delta_0$ ;

Equations (1)–(4) allow calculating EC elements parameters at each frequency, i. e. find dependence of parameters on frequency. So, a certain value of the parameter should be found to use it in EC. The element's parameters can be simply averaged within some frequency range, but this may cause wrong parameter determination. A device modeling engineer usually chooses element value in a range where the curve of the parameter dependence on frequency becomes flat. For automatic determination of such values, we suggest a modified-median method.

Median is a value describing a data set in such a way that half of its samples possess a value that is higher than a median. Generally, median is determined by taking a central element of a preliminary sorted data set. The advantage of median against mean value is robustness to outliers and noise in a data set.

We propose a modified-median technique that facilitates an automated determination

of a range that contains frequency independent parameters. The technique has four steps:

- 1) extraction and ascending sorting of obtained EC parameters;
- 2) partition of the sorted dataset into  $n = 4$  data subsets;
- 3) calculation of a difference between a maximum and minimum element in each subset (minimum difference corresponds to weaker frequency dependence);
- 4) determination of central subset elements that correspond to the minimum difference.

Testing on experimental data has shown a good coincidence of technique results and a device modeling engineer choice. The advantage of proposed modified-median technique is the automation capability.

*Si Inductor Modeling.* For an inductor modeling on Si substrate the EC topology in Fig. 1b has been used. The EC extraction is based on the technique proposed in [3]. According to these techniques values  $R_{sub}$ ,  $C_{ox}$ ,

$C_{sub}$ ,  $R_{dc}$ , and  $L_{low}$ .  $L_{low}$  are equal to  $(L_{dc} + L_{sk})$ . For automatic parameter determination, we applied the modified-median technique.

The way of  $L_{sk}$ ,  $R_{sk}$ ,  $C_p$  determination differs from [3]. Let's suppose that EC reproduces  $Q$ -factor at a frequency of their maximum and self-resonant frequency and use this requirement to obtain EC parameters. For the EC represented in Fig. 1b  $y_{11}$  is calculated as follows:

$$y_{11}(\omega) = \frac{j\omega C_{ox1} \left( \frac{1}{R_{sub1}} + j\omega C_{sub1} \right)}{j\omega(C_{ox1} + C_{sub1}) + \frac{1}{R_{sub1}}} + j\omega C_p + \frac{1}{R_{dc} + j\omega L_{dc} + \frac{R_{sk} j\omega L_{sk}}{R_{sk} + j\omega L_{sk}}}. \quad (5)$$

And looking from the left side let's denote self-resonant frequency as  $\omega_{01}$ ,  $Q$ -factor maximum as  $Q_{max1}$ , and a frequency of  $Q$ -factor maximum as  $\omega_{q1}$ . These three quantities could

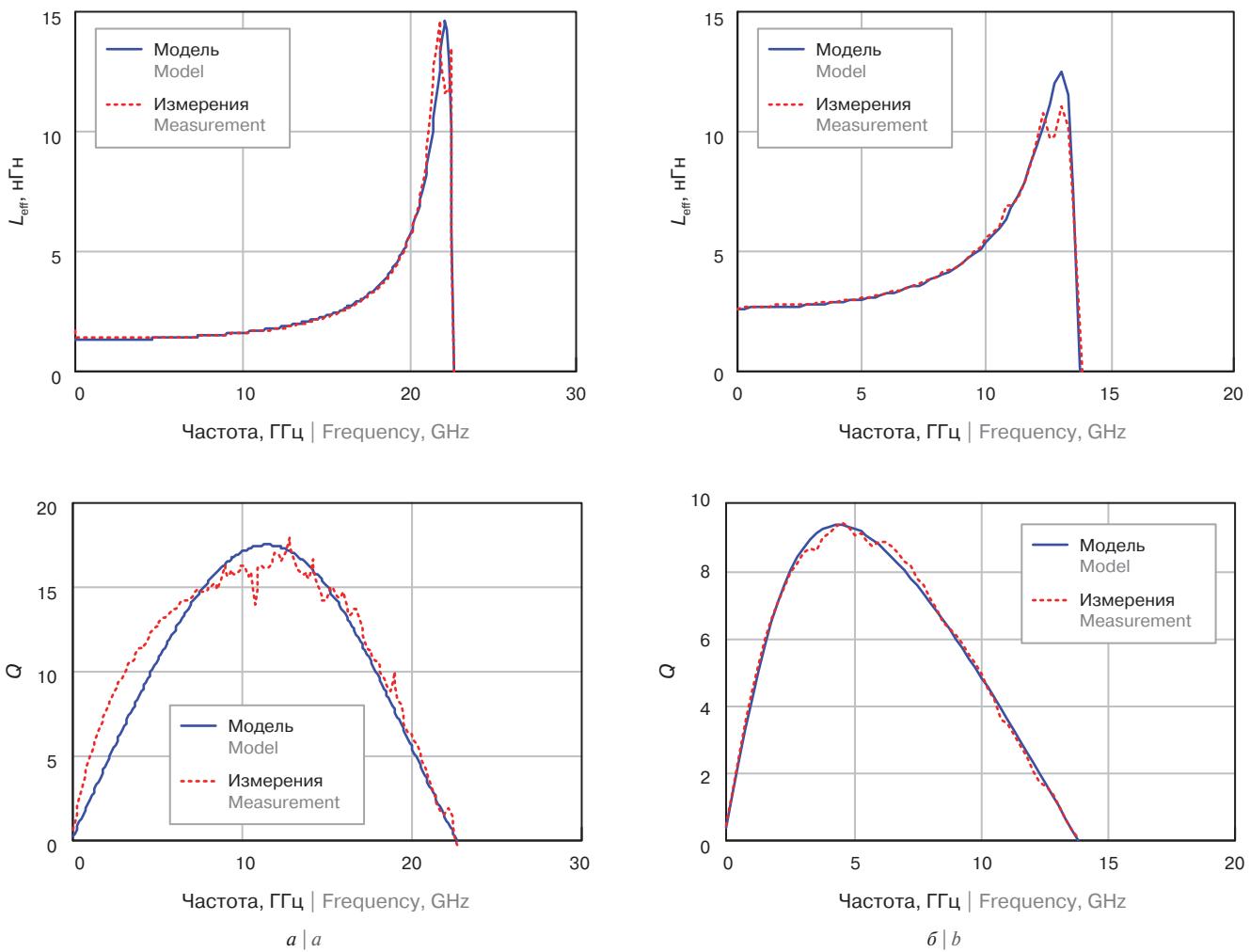


Рис. 2. Сравнение измеренных параметров и построенных моделей катушек индуктивности: а) GaAs-технология, б) Si-технология  
Fig. 2. Comparison of simulation and measurement parameters for spiral inductor: a) on GaAs substrate; b) on Si substrate.

be obtained from measured or EM simulated data. So, we can write the following equations:

$$\text{Im}(y_{11}(\omega_{01})) = 0, \quad (6)$$

$$\frac{\text{Im}(y_{11}(\omega_{q1}))}{\text{Re}(y_{11}(\omega_{q1}))} = Q_{\max1}. \quad (7)$$

Then substituting quantities  $\omega_{01}$ ,  $Q_{\max1}$  and  $\omega_{q1}$  together with already known EC parameters in (5) and converting it into the form of (6) and (7) we will get two equations. Similarly, we suggest to write an equation for  $y_{22}$ , determine self-resonant frequency as  $\omega_{02}$ ,  $Q$ -factor maximum as  $Q_{\max2}$  at frequency  $\omega_{q2}$ , and get two more equations:

$$\text{Im}(y_{22}(\omega_{02})) = 0, \quad (8)$$

$$\frac{\text{Im}(y_{22}(\omega_{q2}))}{\text{Re}(y_{22}(\omega_{q2}))} = Q_{\max2}. \quad (9)$$

Equations (6)–(9) form both an over-determined four equations system with three variables  $L_{sk}$ ,  $R_{sk}$ , and  $C_p$ . The simplest way to solve it is to use nonlinear optimization methods, e.g. simplex-based. Physical considerations determine variable constraints.

*Scalable Model for Inductor.* In scalable models, EC parameters are described by functions of element geometry parameters such as a turn number or spiral width. These functions could be expressed in the form of polynomial obtained with the least-square method. Usually, such polynomials are multidimensional. Therefore, input data for polynomial construction are not only EC parameters and geometry parameters but also a degree of polynomials. A device modeling engineer chooses an appropriate degree of polynomials by using the trial-and-error method until the required accuracy is reached. Such an approach is time-consuming.

An appropriate degree of polynomial could be determined with following algorithms:

- 1) EC parameter obtaining;
- 2) acceptable  $\Delta_0$  error specification;
- 3) maximum degree of polynomial  $M$  specification;
- 4) sequential construction of all possible variants of polynomials with the least square method;
- 5) calculation of a sum of each monomial degree (polynomial complexity,  $PC$ ) for every polynomial variant;
- 6) calculation of S-parameters description error;
- 7) searching for a polynomial with acceptable error (lesser than  $\Delta_0$ ) and the least  $PC$  value;
- 8) if there are no solutions with acceptable error,  $M$  will increase by 1 and steps 4–8 shall be repeated.

Root mean square error is suggested for approximation estimation in this algorithm. This algorithm can also be automated.



- 3) задание первого значения максимальной степени полинома  $M$ ;
- 4) последовательное построение всех вариантов полинома с помощью метода наименьших квадратов;
- 5) расчет суммы степеней всех членов полинома (сложности полинома  $PC$ ) для всех вариантов;
- 6) расчет ошибки описания S-параметров;
- 7) поиск полинома с приемлемой ошибкой (менее чем  $\Delta_0$ ) и наименьшим значением  $PC$ ;
- 8) если не найдено подходящего решения, увеличить  $M$  на 1 и повторить шаги 4–8.

### Результаты эксперимента

В работах [12, 13] приведено подробное описание предложенных методик и математические выражения для автоматической экстракции параметров ЭС.

На рис. 2 приведены результаты сравнения измеренных параметров и построенных моделей катушек индуктивности на GaAs и Si. Время построения модели одной конструкции спиральной катушки индуктивности в автоматическом режиме занимает менее 1 секунды.

### ПОСТРОЕНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ GAAS РНЕМТ-ТРАНЗИСТОРА

В настоящей работе предложена новая методика экстракции нелинейной модели СВЧ-транзистора. Блок малосигнальной экстракции основан на работах Дамбрини [14], Беррота [15] и Тайрани [16], однако дополнен процедурой автоматического получения модели. Для экстракции большесигнальных параметров была использована методика, предложенная Ангеловым для своей модели [17, 18], однако также были усовершенствованы для возможности ее автоматизации. Также была исследована процедура автоматического получения параметров, описывающих значения нелинейных емкостей. Предложенная методика

была проверена экспериментально при построении модели 0,15 мкм GaAs рНЕМТ-транзистора.

Методика экстракции включает пять шагов: 1) экстракция параметров источников  $Ids$ ; 2) малосигнальная экстракция; 3) расчет емкостей; 4) многостадийная оптимизация; 5) верификация модели.

На первом шаге проводится экстракция параметров, описывающих ВАХ транзистора. Параметры транзистора на постоянном токе в модели Ангелова преимущественно определяются управляемым источником тока [17, 18], описываемым выражением

$$I_{ds}(V_{ds}, V_{gs}) = I_{pk0} (1 + \tanh(\Psi)) \times \tanh((\alpha_r + \alpha_s (1 + \tanh(\Psi))) V_{ds}) (1 + \lambda V_{ds}), \quad (10)$$

где  $\Psi = P_{1m}(V_{gs} - V_{pk0}) + P_2(V_{gs} - V_{pk0})^2 + P_3(V_{gs} - V_{pk0})^3$ ,  $V_{pk0} = V_{pk0} + (V_{pks} - V_{pk0}) \tanh(\alpha_s V_{ds})$ ,  $P_{1m} = P_1 (1 + B_1 / \cos^2(B_2 \cdot V_{ds}))$ ,  $I_{pk0}$  — ток стока при максимальной крутизне;  $\alpha_r, \alpha_s$  — параметры режима насыщения;  $\lambda$  — коэффициент модуляции канала;  $V_{pk0}$ ,  $V_{pks}$  — напряжение на затворе при максимальной крутизне при  $V_{ds}$ , близком к нулю и к режиму насыщения;  $P_1, P_2, P_3, B_1, B_2$  — коэффициенты аппроксимации.

Аналитическая экстракция позволяет получить первое приближение для следующих параметров. Сопротивление истока и стока, обозначаемое как  $R_d$  и  $R_s$  соответственно, рассчитываются из малосигнальной модели [19]. Ток при максимуме крутизны  $I_{pk0}$  определяется как половина значения тока, в котором  $V_{ds}$  принимает значение коленного напряжения при положительном напряжении  $V_{gs}$ . Параметры  $\alpha_r$  и  $\alpha_s$  определяются линейной регрессией в точке, когда ток стока выходит на насыщение при  $V_{gs}$ , близком к нулю и отсечке соответственно. Параметр  $\lambda$  описывает эффект модуляции длины канала в режиме насыщения.  $V_{pks}$  определяется по передаточной ВАХ как напряжение  $V_{gs}$ ,

### Experiment results

In [12, 13] the proposed techniques and automatic EC extraction equations are described in more detail.

Figure 2 presents the comparison of GaAs and Si inductor model and measurement performance. It takes lesser than 1 second to build an inductor model for a single geometry automatically.

### GaAs PHEMT NONLINEAR MODELING

The presented article highlights a new technique for microwave transistor model extraction. A small-signal extraction block is based on Dambrine [14], Berroth [15], Tayrani [16] but has been enhanced by automation procedures. The technique proposed by Angelov [17, 18] for large-signal extraction has been modified for allowing automation and used as a part of the proposed technique as well. Automatic nonlinear capacitance extraction has also been investigated. The proposed

technique has been tested on 0.15 um GaAs pHEMT modeling.

The extraction techniques include five steps: 1) current source  $Ids$  parameter extraction; 2) small-signal extraction; 3) capacitance calculation; 4) multistage optimization; 5) model verification.

At the first step, IV-curve parameters are extracted. DC characteristics of transistors in the Angelov model are mainly determined by the voltage-controlled current source described as [17, 18]. An equation for this source is:

$$I_{ds}(V_{ds}, V_{gs}) = I_{pk0} (1 + \tanh(\Psi)) \times \tanh((\alpha_r + \alpha_s (1 + \tanh(\Psi))) V_{ds}) (1 + \lambda V_{ds}), \quad (10)$$

where  $\Psi = P_{1m}(V_{gs} - V_{pk0}) + P_2(V_{gs} - V_{pk0})^2 + P_3(V_{gs} - V_{pk0})^3$ ,  $V_{pk0} = V_{pk0} + (V_{pks} - V_{pk0}) \tanh(\alpha_s V_{ds})$ ,  $P_{1m} = P_1 (1 + B_1 / \cos^2(B_2 \cdot V_{ds}))$ ,  $I_{pk0}$  is drain current for maximum transconductance,  $\alpha_r, \alpha_s$  — saturation voltage parameters,

$\lambda$  — channel length modulation parameter,  $V_{pk0}, V_{pks}$  — gate voltage for maximum transconductance measured at  $V_{ds}$  close to zero and saturated region respectively,  $P_1, P_2, P_3, B_1, B_2$  are fitting parameters.

The analytical extraction allows obtaining an initial guess for following parameters. Drain and source resistance denoted as  $R_d$  and  $R_s$  respectively are extracted from a small-signal model [19]. Current at maximum transconductance  $I_{pk0}$  is determined as half of the current value at the point where  $V_{ds}$  is equal knee voltage while  $V_{gs}$  is positive. Parameters  $\alpha_r$  and  $\alpha_s$  are determined by linear regression when drain current starts to saturate with  $V_{gs}$  close to zero and pinch-off respectively. Parameter  $\lambda$  describes channel length modulation in the saturation region.  $V_{pks}$  is determined with the transfer IV-curve as  $V_{gs}$  when drain current reaches  $I_{pk0}$ . Fitting parameters  $P_1, P_2, P_3, B_1$  and  $B_2$  are determined using linear regression as well. The measured IV-curve is approximated by (10) after the extraction procedure

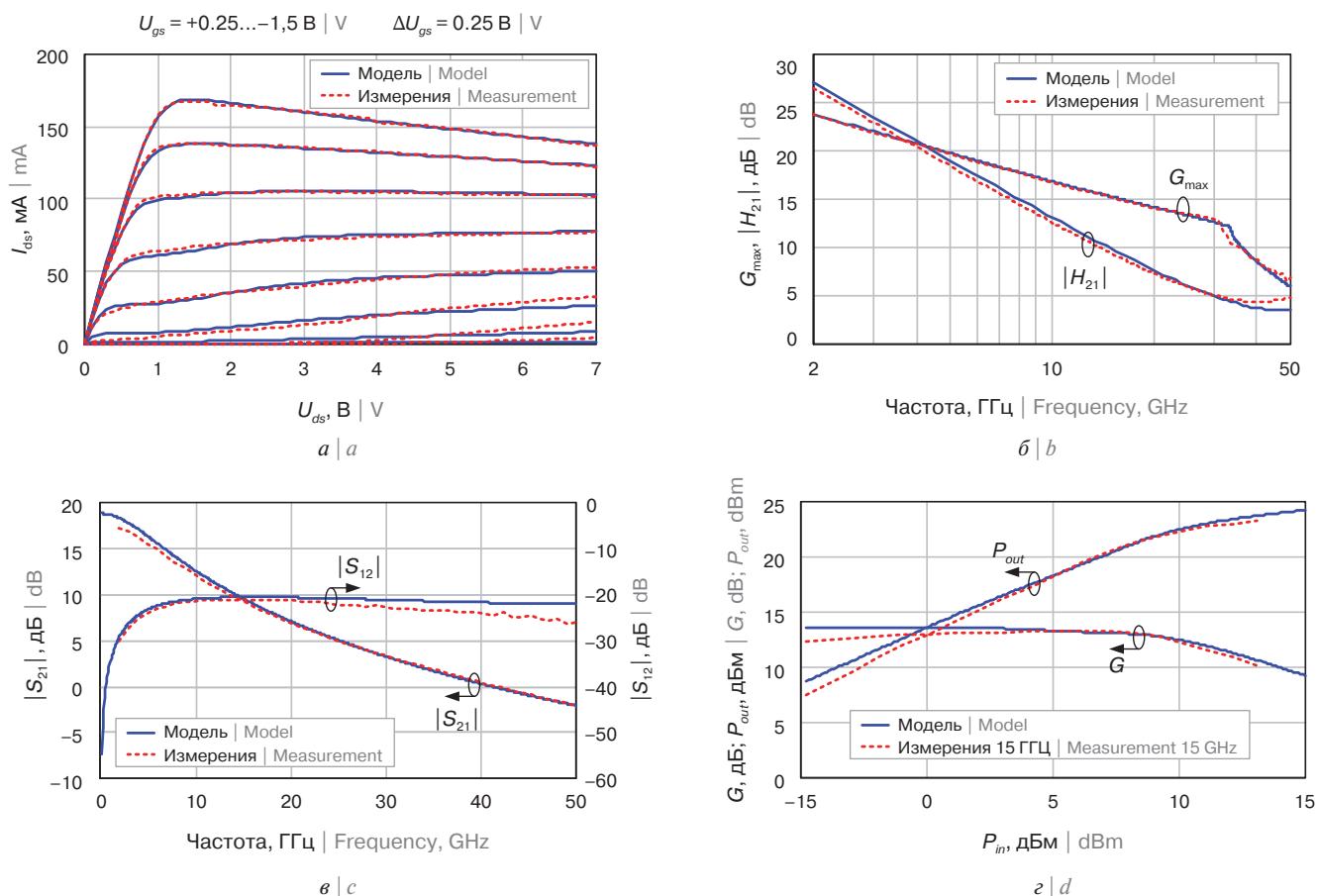


Рис. 3. Сравнение измеренных параметров и построенной модели GaAs pHEMT-транзистора: а) ВАХ, б)  $G_{max}$  и  $|H_{21}|$ , в) S-параметры, г) выходная мощность и коэффициент усиления

Fig. 3. Comparison of model and measurement parameters for GaAs pHEMT: a) IV-curve; b)  $G_{max}$  and  $|H_{21}|$ ; c) S-parameters; d) output power and gain

при котором ток достигает значения  $I_{pk0}$ . Параметры аппроксимации  $P_1, P_2, P_3, B_1$  и  $B_2$  определяются также с помощью линейной регрессии. После получения первого приближения с помощью аналитической экстракции измеренные ВАХ аппроксимируются выражением (10). Остальные параметры, описывающие поведение транзистора на постоянном токе, определяются в ходе аппроксимации. Аппроксимация выполняется с помощью алгоритма доверительных областей для решения задачи нелинейных наименьших квадратов.

На втором шаге малосигнальная модель восстанавливается из измеренных S-параметров для каждой рабочей точки, включая холодные режимы. Существующие методы экстракции малосигнальной модели транзистора [14–16] были использованы при разработке предложенной методики. Существующие методики позволяют рассчитать параметры малосигнальной ЭС на каждой частоте. Таким образом, в результате получается частотная зависимость параметров ЭС, которая не может быть использована напрямую. Ранее было отмечено, что инженер по моделированию графически выбирает такое значение параметра, которое соответствует наиболее постоянному участку графика. С другой стороны, значение может быть найдено обычным усреднением значений частотной зависимости, однако это зачастую дает неверные результаты. Для автоматического определения значения параметров используется метод модифицированной медианы, как описано в предыдущем разделе для пассивных элементов.

На третьем шаге определяются нелинейные емкости. Экспериментальные значения для емкостей могут быть получены из малосигнальных Y-параметров с помощью выражений

$$C_{gs} = \frac{(\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12}))}{f}, \quad (11)$$

$$C_{gd} = \frac{\text{Im}(Y_{12})}{f} \left( 1 + \left( \frac{\text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right), \quad (12)$$

где  $f$  — частота.

Y-параметры, в свою очередь, могут быть легко получены из измеренных S-параметров. Нелинейные емкости рассчитываются на низких частотах в диапазоне от 0 до 2 ГГц. Нелинейные емкости в модели Ангелова описываются с помощью выражений

$$C_{gs} = C_{gs0} (1 + \tanh \psi_1(V_{gs})) (1 + \tanh \psi_2(V_{ds})), \quad (13)$$

$$C_{gd} = C_{gd0} (1 + \tanh \psi_3(V_{gs})) (1 + \tanh \psi_4(V_{ds})), \quad (14)$$

где  $\psi_i = P_{0i} + P_{1i}V_x + P_{2i}V_x^2 + P_{3i}V_x^3 + \dots$ ,  $x$  обозначает  $ds$  или  $gs$ ,  $C_{gs0}$ ,  $C_{gd0}$  — емкости при отсутствии смещения,  $P_{ij}$  — параметры аппроксимации.

Значения  $C_{gs0}$  и  $C_{gd0}$  могут быть напрямую получены из измеренных данных. Первое приближение для некоторых из параметров аппроксимации может быть получено на постоянном токе:



$$P_{41} = P_{11} = P_1, \quad (15)$$

$$P_{40} = P_{10} = \frac{-V_{pks}}{P_{11}}, \quad (16)$$

$$P_{30} = P_{20} = 0,2, \quad (17)$$

$$P_{31} = P_{21} = \alpha_s. \quad (18)$$

После того как емкости  $C_{gs}$  и  $C_{gd}$ , как функции от напряжений  $V_{gs}$  и  $V_{ds}$ , получены из результатов измерений, они аппроксимируются выражениями (13) и (14) соответственно с использованием метода доверительных областей в целях получения остальных параметров аппроксимации.

По причине возможных измерительных ошибок и особых эффектов в конкретной технологии аналитическая экстракция, наиболее вероятно, не позволит достичь удовлетворительной точности модели. Чтобы повысить точность модели, на четвертом шаге выполняется многостадийная оптимизация. Характеристики транзистора зависят от частоты, рабочей точки, в некоторых видах моделей требуется также зависимость от температуры и размеров транзистора. С другой стороны, модель транзистора имеет до 80 параметров, которые необходимо подобрать при построении модели. Это приводит к высокой сложности многопараметрической оптимизации. Однако первые три шага дают хорошее начальное приближение и позволяет выполнить оптимизацию быстрее и повысить сходимость. Чтобы еще улучшить процедуру оптимизации, предложена процедура многостадийной оптимизации. Было показано, что многостадийная оптимизация позволяет повысить

скорость оптимизации и вероятность достижения результата. Каждый этап оптимизации отличается собственной целевой функцией и набором параметров, которые варьируются при оптимизации. Кроме того, диапазон изменений параметров ограничен, чтобы предотвратить получение нефизических значений.

На пятом шаге выполняется верификация полученной модели. Довольно большое число характеристик транзистора, которые необходимо принимать во внимание и которые к тому же зависят от частоты и рабочей точки, делает их сложными для визуализации и оценки. Это затрудняет верификацию модели. Визуализация наиболее важных характеристик, включая параметры по постоянному току, линейные и нелинейные характеристики, включена в методику для упрощения верификации.

В работе [20] представлено подробное описание предложенной методики для автоматического построения нелинейной модели Angelov [17] GaAs HEMT-транзистора.

Для верификации предложенной методики была построена нелинейная модель 0,15 мкм GaAs pHEMT-транзистора с шириной затвора 4×75 мкм. Сравнение измеренных и смоделированных BAX представлено на рис. 3а. Можно видеть, что модель довольно хорошо предсказывает параметры транзистора по постоянному току. Среднее значение абсолютной ошибки во всех точках равняется 1,6 мА, что составляет 1,2% от Idss. Абсолютная ошибка не превосходит 2 мА в 80% измеренных рабочих точек.

Также было проведено сравнение линейных параметров. Среднее значение абсолютной ошибки описания параметров рассеяния во всем частотном диапазоне не превосходит 1,3 дБ по модулю (кроме  $S_{22}$ ) и 4,5 градуса по фазе во всех рабочих точках. На рис. 3б

using obtained parameters as an initial guess. The rest DC parameters are obtained with an approximation. An approximation is performed with the trust region algorithm dedicated for nonlinear least squares problems.

At the second step small-signal models are extracted from measured  $S$ -parameters for every bias point including cold modes. Several existing small-signal extraction techniques [14–16] were combined in the proposed technique. The techniques allow calculating small-signal EC parameters at each frequency. Thus we get parameter's frequency dependence and cannot use it in EC directly. Usually, a device modeling engineer chooses a value manually observing dependence plot finding the flattest region. On the other hand, parameters dependence can be simply averaged within some frequency range, but usually, such a way gives inaccurate results. For automatic determination of a parameter's values, a modified-median method has been used, as it describes passive elements in the previous section.

At the third step, nonlinear capacitances parameters are determined. The experimental data to proceed are extracted from small-signal  $Y$ -parameters by:

$$C_{gs} = \frac{(\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12}))}{f}, \quad (11)$$

$$C_{gd} = \frac{\text{Im}(Y_{12})}{f} \left( 1 + \left( \frac{\text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right), \quad (12)$$

where  $f$  is frequency.

$Y$ -parameters in turn can be easily calculated from measured  $S$ -parameters. Nonlinear capacitances are obtained at the low-frequency region from 0 to 2 GHz. The nonlinear capacitances in the Angelov model are described with:

$$C_{gs} = C_{gs0} (1 + \tanh \psi_1(V_{gs})) (1 + \tanh \psi_2(V_{ds})), \quad (13)$$

$$C_{gd} = C_{gd0} (1 + \tanh \psi_3(V_{gs})) (1 + \tanh \psi_4(V_{ds})), \quad (14)$$

where  $\psi_i = P_{0i} + P_{1i}V_x + P_{2i}V_x^2 + P_{3i}V_x^3 + \dots$ ,  $x$  stands for  $ds$  or  $gs$ ,  $C_{gs0}$ ,  $C_{gd0}$  are unbiased capacitances,  $P_{ij}$  are fitting parameters.

Values  $C_{gs0}$  and  $C_{gd0}$  are directly obtained from measurements. The initial guess for some of the fitting parameters can be calculated from DC parameters:

$$P_{41} = P_{11} = P_1, \quad (15)$$

$$P_{40} = P_{10} = \frac{-V_{pks}}{P_{11}}, \quad (16)$$

$$P_{30} = P_{20} = 0,2, \quad (17)$$

$$P_{31} = P_{21} = \alpha_s. \quad (18)$$

After that capacitances  $C_{gs}$  and  $C_{gd}$  as functions over  $V_{gs}$  and  $V_{ds}$  obtained from measured data are approximated by (13) and (14) respectively using trust region method to get other nonlinear capacitances parameters.

Due to possible measurement errors and particular technology effects, analytical extraction is most likely not enough to get an accurate model. At the fourth step, a multistage optimization is performed to improve accuracy. A transistor behavior is varying with frequency, bias points, in some cases temperature and size could be added to a model. On the other hand, a transistor model has up to 80 parameters. This leads to a complex multiparameter optimization problem. But the three first steps of techniques give a good initial guess and make optimization process faster and more likely successful. In order to further optimize the process improvement, a multistage optimization procedure has been proposed. It has been shown that multistage optimization is more efficient in terms of speed and achievable accuracy. Each stage has its own set of goal functions and parameters to be optimized. Moreover, model parameter variation was limited to avoid non-physical values.

At the fifth step, verification of built model is performed. A rather significant number



Исследование выполнено  
при финансовой поддержке РФФИ  
в рамках научного проекта №18-37-00138.

показано сравнение измеренных и смоделированных параметров  $G_{max}$  и  $H_{21}$ . На рис. 3в показано сравнение измеренных и смоделированных  $S$ -параметров в рабочей точке  $V_{ds} = 5$  В,  $I_{ds} = 35$  мА. На рис. 3г показано сравнение измеренных и смоделированных нелинейных характеристик — коэффициента передачи и выходной мощности в рабочей точке  $V_{ds} = 5$  В,  $I_{ds} = 35$  мА при оптимальных импедансах генератора и нагрузки. Время построения модели транзистора в автоматическом режиме составило 12 часов.

### ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛЕЙ БАЗОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СВЧ МИС 50ОНМ ТЕСН М3-SUITE

Предложенные методики автоматического построения моделей элементов СВЧ МИС реализованы в программном комплексе 50ohm Tech M3-Suite, который предназначен для автоматизации задач на основных этапах разработки ВЧ- и СВЧ-устройств: измерения и характеризация, обработка данных и деэмбеддинг [21], построение моделей элементов. Для удобства применения в сквозном цикле проектирования СВЧ МИС разработанное программное обеспечение совместимо с САПР электронных устройств NI AWR Microwave Office.

Авторы считают, что в данной работе предложены новые методики построения моделей активных и пассивных элементов СВЧ МИС, сочетающие в себе аналитическую экстракцию и многоэтапную оптимизацию параметров. Основное преимущество предложенных методик заключается в возможности их полной автоматизации при сохранении приемлемой точности моделей.

of characteristics to be taken into account due to bias and frequency dependence make them difficult to visualize and estimate. That makes large-signal verification difficult. The essential visualization tools for DC measurements as well as linear and nonlinear measurements at microwave frequency are included in the techniques to simplify verification step.

In [20] the proposed technique for automatic nonlinear Angelov model [17] extraction for GaAs HEMT is presented in more detail.

A nonlinear model of 0.15  $\mu$ m GaAs pHEMT with 4  $\times$  75  $\mu$ m gate width was built to verify the suggested technique. A comparison of measured and simulated IV-curve is shown in Fig. 3a. It can be seen that the model quite accurately predicts IV-curve. A mean absolute error of drain current is 1.6 mA. Drain current absolute error is less than 2 mA in 80 % of measured bias points.

After that, small-signal parameters were evaluated. Mean absolute magnitude error among the whole frequency range is less than 1.3 dB (except  $S_{22}$ ) and mean absolute phase error among the whole frequency range is less than 4.5 degrees for every bias point. In Fig. 3b comparison of  $G_{max}$  and  $H_{21}$  is presented. In Fig. 3c comparison of S-parameters at bias  $V_{ds} = 5$  В,  $I_{ds} = 35$  мА is shown.

In Fig. 3d a comparison of nonlinear characteristics including large-signal gain and output power at  $V_{ds} = 5$  В,  $I_{ds} = 35$  мА is shown. It takes 12 hours to build the transistor nonlinear model automatically.

### SOFTWARE FOR AUTOMATIC MODELING OF BASIC MMIC ELEMENTS OF 50OHM TECH M3-SUITE

The proposed techniques for automatic MMIC elements modeling were implemented with 50ohm Tech M3-Suite software. This software suite is designed to automate tasks of major RF and microwave design steps: elements measurement and characterization, measurement data processing and de-embedding [21], elements modeling. The developed software is compatible with commercial EDA NI ARW Design Environment to simplify integration with design flow.

The authors consider that new techniques for MMIC active and passive modeling have been proposed in the paper. The techniques include analytical extraction and multistage parameter optimization. The main advantage of the proposed techniques is the possibility of full automation while appropriate model accuracy is sustained.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Chang K. *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering* // New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. P. 5832.
2. Dobush I. M., Kokolov A. A., Babak L. I. *Simulation and experimental investigation of coplanar elements for design of MMIC* // 20th International Crimean Conference on Microwave and Telecommunication Technology, KpbiMuKo 2010 CriMiCo, 2010. P. 208–209.
3. Oh N.J. *A Simple Model Parameter Extraction Methodology for an On-Chip Spiral Inductor* / N.J. Oh, S.G. Lee // ETRI journal, 2006. V. 28. № 1. P. 115–118.
4. Tang Y. et al. *Modeling of double- $\pi$  equivalent circuit for on-chip symmetric spiral inductors* // Solid-State Electronics, 2008. V. 52. № 7. P. 1058–1063.
5. Ciccognani W. et al. *A compact high performance X-band core-chip with onboard serial-to-parallel conversion* // 40th European Microwave Conference (EuMC). — IEEE, 2010. P. 902–905.
6. Dinc T. et al. *X-band SiGe bi-complementary metal-oxide semiconductor transmit/receive module core chip for phased array RADAR applications* // IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2015. V. 9. № 9. P. 948–956.
7. Post J. E. *Optimizing the design of spiral inductors on silicon* // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 2000. V. 47, № 1. P. 15–17.

The reported study was funded by RFBR according to the research project №18-37-00138.

### REFERENCES

1. Chang K. *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering* // New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. P. 5832.
2. Dobush I. M., Kokolov A. A., Babak L. I. *Simulation and experimental investigation of coplanar elements for design of MMIC* // 20th International Crimean Conference on Microwave and Telecommunication Technology, KpbiMuKo 2010 CriMiCo, 2010. P. 208–209.
3. Oh N.J. *A Simple Model Parameter Extraction Methodology for an On-Chip Spiral Inductor* / N.J. Oh, S.G. Lee // ETRI journal, 2006. V. 28. № 1. P. 115–118.
4. Tang Y. et al. *Modeling of double- $\pi$  equivalent circuit for on-chip symmetric spiral inductors* // Solid-State Electronics, 2008. V. 52. № 7. P. 1058–1063.
5. Ciccognani W. et al. *A compact high performance X-band core-chip with onboard serial-to-parallel conversion* // 40th European Microwave Conference (EuMC). — IEEE, 2010. P. 902–905.



8. Durev V. *Parameter extraction of geometry dependent RF planar inductor model* / V. Durev, E. Gadjeva, M. Hristov // 17th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES). — IEEE, 2010. P. 420–424.
9. Huang A. et al. *A new extraction method of extrinsic elements of GaAs/GaN HEMTs* // International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT). — IEEE, 2014. P. 1–3.
10. Rafael-Valdivia G. et al. *Nonlinear device model for GaN and GaAs microwave transistors including memory effects* // International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC). — IEEE, 2015. P. 1–5.
11. Olomo A. *Nonlinear GaAs pHEMT model with trapping effect for small signal and dynamic large signal design* // 11th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). — IEEE, 2016. P. 345–348.
12. Salnikov A.S., Goryainov A.E., Dobush I.M., Kalentyev A.A., Garays D.V. *Approach to scalable modeling for planar inductor using EM simulation and a few samples measurement* // 2017 IEEE MTT-S Int. Conf. Numer. Electromagn. Multiphysics Model. Optim. RF, Microwave, Terahertz Appl, 2017. P. 55–57.
13. Salnikov A.S., Goryainov A.E., Dobush I.M., Kalentyev A.A., Garays D.V. *Fast Automated Techniques for Planar Integrated Inductor Modelling in GaAs and Si Technologies* // 27th International Conference «Microwave and Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017), 2017. P. 136–142.
14. Dambrine G. et al. *A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit* // IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 1988. V. 36. № 7. P. 1151–1159.
15. Berroth M., Bosch R. *Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit* // IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, 1990. V. 38. № 7. P. 891–895.
16. Tayrani R. et al. *A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs* // 23rd European Microwave Conference. — IEEE, 1993. P. 451–453.
17. Angelov I., Zirath H., Rosman N. *A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices* // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1992. Vol. 40. Is. 12. P. 2258–2266.
18. Bilevich D.V. et al. *The extraction of model parameters of the direct current element Ids in a nonlinear model of the transistor* // Conf. on Electronics Devices and Control Systems, Tomsk, 2017. — № 1–2. P. 213–214.
19. Angelov I., Angelov I., Bengtsson L., Garcia M. *Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model* // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1996. V. 44. № 10. P. 1664–1674.
20. Bilevich D.V., Popov A.A., Salnikov A.S., Dobush I.M., Goryainov A.S., Kalentyev A.A., Garays D.V. *Automatic nonlinear modeling technique for GaAs HEMT*. XII International scientific and technical conference Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). 2018. (In press).
21. Dobush I. M. *Investigation of “Open”, “Open-Short”, “Open-Short-Thru” de-embedding methods for on-wafer measurements of S-parameters of MMIC Elements* // TUSUR journal. 2014. № 4(34). P. 138–145.

6. Dinc T. et al. *X-band SiGe bi-complementary metal–oxide semiconductor transmit/receive module core chip for phased array RADAR applications* // IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2015. V. 9. № 9. P. 948–956.
7. Post J. E. *Optimizing the design of spiral inductors on silicon* // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 2000. V. 47, № 1. P. 15–17.
8. Durev V. *Parameter extraction of geometry dependent RF planar inductor model* / V. Durev, E. Gadjeva, M. Hristov // 17th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES). — IEEE, 2010. P. 420–424.
9. Huang A. et al. *A new extraction method of extrinsic elements of GaAs/GaN HEMTs* // International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT). — IEEE, 2014. P. 1–3.
10. Rafael-Valdivia G. et al. *Nonlinear device model for GaN and GaAs microwave transistors including memory effects* // International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC). — IEEE, 2015. P. 1–5.
11. Olomo A. *Nonlinear GaAs pHEMT model with trapping effect for small signal and dynamic large signal design* // 11th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). — IEEE, 2016. P. 345–348.
12. Salnikov A. S., Goryainov A. E., Dobush I. M., Kalentyev A. A., Garays D. V. *Approach to scalable modeling for planar inductor using EM simulation and a few samples measurement* // 2017 IEEE MTT-S Int. Conf. Numer. Electromagn. Multiphysics Model. Optim. RF, Microwave, Terahertz Appl, 2017. P. 55–57.
13. Salnikov A. S., Goryainov A. E., Dobush I. M., Kalentyev A. A., Garays D. V. *Fast Automated Techniques for Planar Integrated Inductor Modelling in GaAs and Si Technologies* // 27th International Conference “Microwave and Telecommunication Technology” (CriMiCo'2017), 2017. P. 136–142.
14. Dambrine G. et al. *A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit* // IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 1988. V. 36. № 7. P. 1151–1159.
15. Berroth M., Bosch R. *Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit* // IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, 1990. V. 38. № 7. P. 891–895.
16. Tayrani R. et al. *A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs* // 23rd European Microwave Conference. — IEEE, 1993. P. 451–453.
17. Angelov I., Zirath H., Rosman N. *A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices* // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1992. Vol. 40. Is. 12. P. 2258–2266.
18. Bilevich D.V. et al. *The extraction of model parameters of the direct current element Ids in a nonlinear model of the transistor* // Conf. on Electronics Devices and Control Systems, Tomsk, 2017. — № 1–2. P. 213–214.
19. Angelov I., Angelov I., Bengtsson L., Garcia M. *Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model* // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1996. V. 44. № 10. P. 1664–1674.
20. Bilevich D.V., Popov A.A., Salnikov A.S., Dobush I.M., Goryainov A.S., Kalentyev A.A., Garays D.V. *Automatic nonlinear modeling technique for GaAs HEMT*. XII International scientific and technical conference Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). 2018. (In press).
21. Dobush I. M. *Investigation of “Open”, “Open-Short”, “Open-Short-Thru” de-embedding methods for on-wafer measurements of S-parameters of MMIC Elements* // TUSUR journal. 2014. № 4(34). P. 138–145.