

УДК 621.354.76

## ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНЫХ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ

А. А. Курушин

Национальный исследовательский университет МЭИ,  
111250, г Москва, Красноказарменная, 14

Статья поступила в редакцию 23 сентября 2017 г.

**Аннотация.** Для моделирования транзисторных СВЧ усилителей предлагается использовать электродинамический метод расчета, транзистор представляется в виде восьмиполюсника (четырепортовой схемы). Это позволяет выполнить проектирование с учетом потерь на излучение и с учетом взаимной связи между отдельными фрагментами согласующей структуры произвольной формы.

**Ключевые слова:** транзисторный СВЧ усилитель, устойчивость, согласование, электродинамический расчет, FEKO.

**Abstract.** For modeling of microwave transistor amplifiers we propose to use the electrodynamic method, where the transistor is represented by four-port scheme. Design of Microwave Transistor Amplifiers (MTA) in last decades was based on matrix calculations and methods of the theory of circuits which was based on the theory of Kurokawa. According to this theory the stability coefficient and optimum reflection coefficients are defined through scattering matrix of the transistor. The paper contains study of MTA using the Method of Moments. In the calculation in FEKO transistor is considered with 4 ports. A transistor created in Russia was used in MTA. The model of the transistor, given in table of S-parameters, is included in the structure of the microwave amplifier. This model, implemented as a four port structure, is called Non-radiating Networks and it is connected to the ports specified in the all structure. We considered two approaches to the modeling of microwave structures and have chosen the use of FEKO, in which the structure is divided into the radiating and Non-radiating Networks (transistor). Radiating structure with arbitrary shape retains all of its electrodynamic features. In this case, the relationship between

the input and output matching structure is taken into account automatically, and it is possible to calculate the characteristics of the near and far fields of the structure that includes active elements. By using the four-port representation of a transistor, it is possible to perform the feedback in MTA as part of complex matching structure. Modeling and optimization of the microwave devices show that the inclusion of a microwave transistor by the schemes of Common Emitter, Common Collector and Common Base in microwave amplifier makes quasi-equivalence. Calculation study shows that the effect of the electrodynamic connection between the input and output matching structure is manifested not only by gain reduction but made Gain=0 on 32 GHz due to the resonance properties of the electrodynamic structure. Electrodynamic approach allows us to perform and optimize MTA with arbitrary matching structures. Each of the elements, including shapes superimposed on each other, as well as with an arbitrary configuration, can be parameterized, which leads to a matching structure of a complex, unpredictable shape. Modeling MTA with the help of electrodynamic method allows us to consider MTA as the active antenna. We show how a current in input, output and feed-back matching structure contributes to the far-field. Directivity, efficiency and loss characteristics are also affecting gain and stability of MTA. Comparison of calculated frequency response shows that using feedback makes possible to receive the same features as in the case of tuning input and output matching circuits. It is seen that in the region of 25 – 35 GHz gain of MTA has the same values. Synthesis of MTA by using feedback or by using input and output matching circuit leads to the same result. It can be shown that the maximum gain is achieved by any method and takes the same value at the selected frequency. It should be noted that at low frequencies it is considered that the scheme with Common Collector is the same pattern with Common Emitter, but with 100% feedback. So we believe that optimization of MTA on very high frequencies with Common Collector, Common Emitter and Common Base leads to the same result. It should also be noted that the polarization begins to play an important role in the construction of the microwave amplifier, which affects the gain and stability.

With the introduction of modern microwave CAD in design process, the theory of Kurokawa is transferred to the new electrodynamic level. Electrodynamic design of microwave structures, in which active elements are included, opens up new possibilities both for improving the performance of traditional structures and for creating such unique structures as waveguide multi-transistor microwave amplifiers. (Kurushin A., Podkovyrin S. Synthesis of Microwave Structure. IEEE Microwave Conference, Taipei, 3-6 Dec. 2001, DOI: 10.1109/APMC.2001.985650).

**Key Words:** microwave transistor amplifier; stability; matching; electrodynamic calculation; FEKO.

Проектирование транзисторных усилителей (ТУ) СВЧ в бурные десятилетия освоения сантиметрового диапазона волн было основано на матричном исчислении и методах теории цепей, в основу которых была положена теория Курокавы [1]. По этой теории коэффициент устойчивости, а также оптимальные коэффициенты отражения определяются через элементы матрицы рассеяния транзистора, а также коэффициенты отражения в сечении активного элемента. Очень важным параметром является устойчивость работы усилителя в широком диапазоне частот. Устойчивость работы структуры, в которую включены активные элементы, оценивается инвариантным коэффициентом устойчивости [1, 2]

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta_S|^2}{2|S_{21}S_{12}|},$$

где  $\Delta_S = S_{11} \cdot S_{22} - S_{21} \cdot S_{12}$ .

Этот коэффициент показывает степень пересечения окружности неустойчивой работы с плоскостью диаграммы Смита входного и выходного коэффициента отражения. Для получения абсолютной устойчивости нужно, чтобы коэффициент устойчивости был больше единицы во всем рабочем диапазоне частот. Если расчет по этой формуле дает коэффициент

устойчивости, меньший 1, то это означает, что должны быть предприняты специальные усилия, чтобы исключить самовозбуждение усилителя.

Как альтернатива применению S-параметров, можно выполнить электродинамический расчет СВЧ-структур [3], в которые включены активные элементы (рис. 1), что позволяет рассчитать и улучшить характеристики микрополоскового многотранзисторного СВЧ-усилителя.

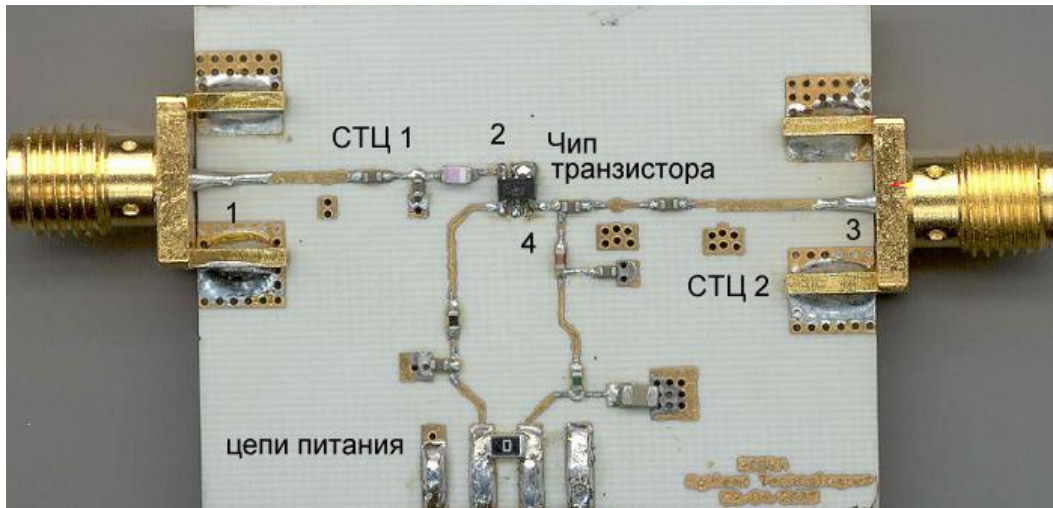


Рис.1. Фотография одностранзисторного СВЧ-усилителя на диэлектрической подложке с согласующе-трансформирующими цепями (СТЦ) на входе и выходе

Отметим, что до сих пор наиболее часто при расчете ТУ СВЧ используются методы теории цепей, к которым, можно отнести и метод Олинера [2-5]. Метод Олинера, который используется для моделирования распределенных СВЧ элементов, включаемых вместе с дискретными активными СВЧ элементами в схему усилителя, использует формулы расчета модели распределенных цепей и не учитывает связь по ближнему полю между отдельными элементами, входящими в структуру. Такой подход реализован, например, в широко распространенной в практике проектирования программе **MWO** [4], в которой расчет ведется в схемном и топологическом представлении (рис. 2 а, б).

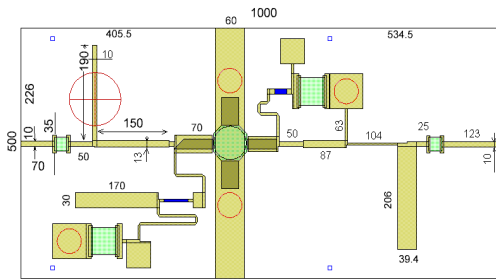


Рис. 2. а) Топология транзисторного СВЧ-усилителя, созданная в **MWO**

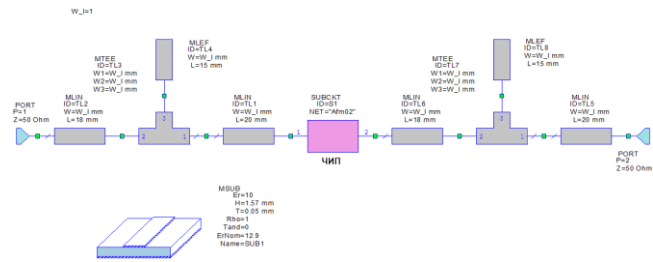


Рис. 2. б) Схема транзисторного СВЧ-усилителя, составленная из узлового включения распределенных элементов

Внедрение электродинамического метода расчета, реализованного в **EMSign MWO** [4], требует обязательной экранировки блоков согласующих структур. Для удаления экранирующих стенок от портов применяется операция разгерметизации. Порты-перемычки, реализованные в этой программе, должны обязательно быть соединены с земляной платой. Всё это накладывает ограничения при построении сложных СВЧ структур с активными элементами.

Выполним электродинамический расчет транзисторного СВЧ усилителя с помощью 3D программы **FEKO**, используя метод моментов. При расчете в **FEKO** транзистор будет включен во внутренние порты, созданные в разрыве микрополосковой линии. В СВЧ-усилителе используем транзистор, созданный в г.Великий Новгород [7].

Модель транзистора, заданная в виде таблицы S-параметров, включается в структуру усилителя СВЧ в виде восьмиполюсника. Этот восьмиполюсник (на СВЧ восьмиполюсник реализуется как четырехпортовая структура) называется неизлучающей цепью и подключается к портам, заданным в структуре.

Расчет электродинамическим способом в программе **FEKO** (в отличие от **MWO**, где для моделирования отдельных частей согласующей структуры (СТЦ1 и СТЦ2) нужно создавать отдельные экранирующие боксы) выполняется в полной структуре, в которую включаются активные элементы (рис. 3). Таким образом, электродинамические связи между согласующими структурами

учитываются так, как будто согласующие структуры работают как передающие и приемные антенны.

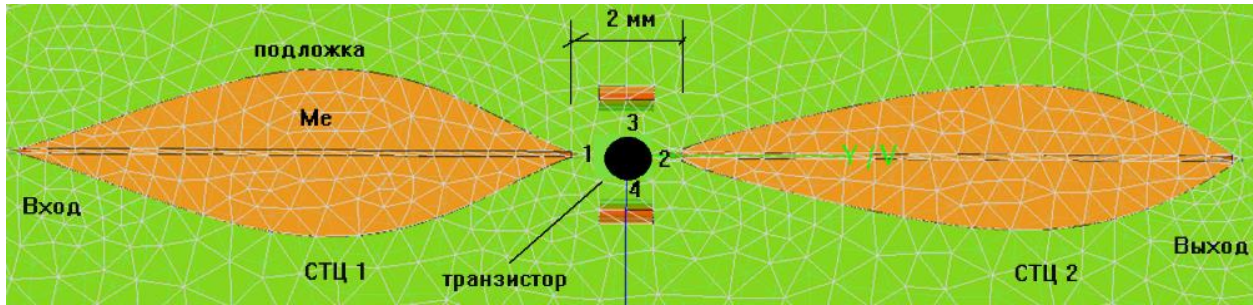


Рис. 3. Структура микрополоскового усилителя на транзисторе на диэлектрической подложке, рассчитываемая как открытая электродинамическая структура в **FEKO**

Транзисторные усилители в волноводном исполнении [9], предпочтительны, начиная с 10 ГГц, когда потери микрополосковых линий возрастают, и начинают вносить значительный вклад в коэффициент шума [6].

Как выполняется моделирование устройства, состоящего из СВЧ структуры, в которую включены активные элементы, имеющие несколько проводов, по которым течет ток? Активные элементы включаются в СВЧ структуру в точках, и следовательно речь идет об объединении электродинамического метода расчета и метода, основанного на теории цепей.

Метод Олинера использует модели распределенных цепей в виде дискретных элементов и не учитывает связь по ближнему полю между элементами, входящими в структуру. Такой подход реализован в программе Microwave Office [4], когда моделирование выполняется в схемном и топологическом представлении (2D-представление). Если СВЧ структура рассчитывается в утилите EMSight (2.5D-представление), в которой выполняется электродинамический расчет, то S-параметры или модель активных элементов добавляются на уровне схемы, т.е. узлы активных элементов подключаются во внутренних портах структуры ТУ СВЧ. Аналогичное объединение решений, полученных разными методами, выполняются и в HFSS Designer (3D представление СВЧ структуры) (первая линия рис. 4).

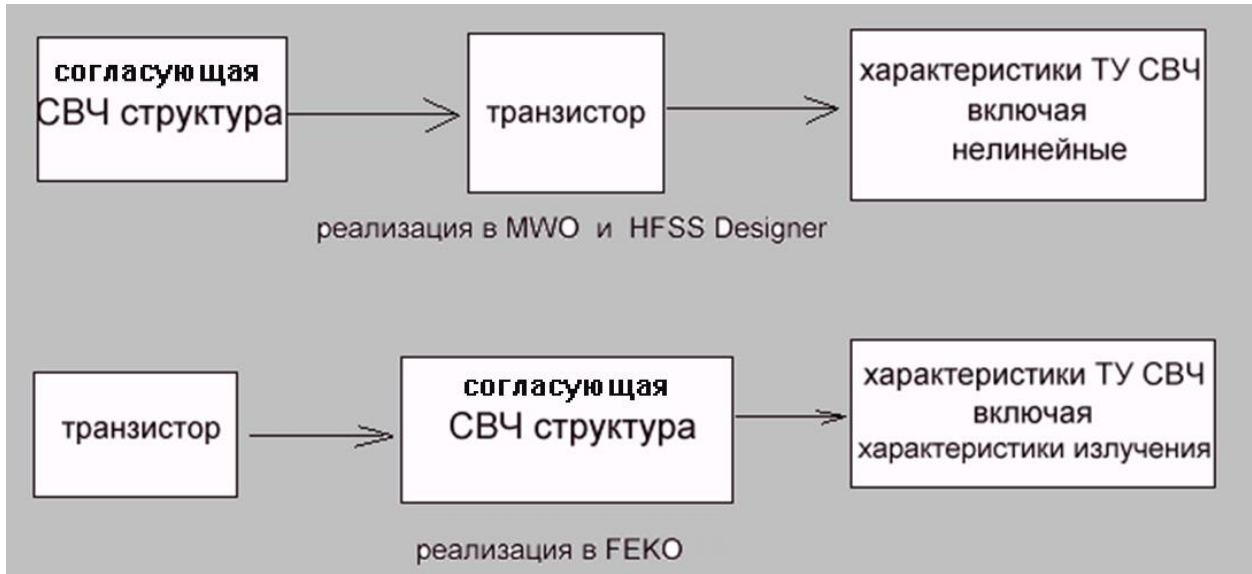


Рис.4. Два метода объединения неизлучающей цепи (транзистора и электродинамической структуры)

Подход, реализованный в FEKO, предполагает включение активного элемента в электродинамическую структуру (вторая линия рис. 4). Здесь сначала выполняется расчет методами теории цепей, а затем выполняется электродинамический анализ. В этом случае взаимная связь входной и выходной согласующей структуры учитывается автоматически, и появляется возможность рассчитать характеристики ближнего и дальнего поля структуры, в которую включены активные элементы. Транзистор будет включен во внутренние порты, созданные в разрыве входной и выходной согласующей структуры (рис. 5). Модель транзистора, заданная в виде таблицы S-параметров, включается в структуру СВЧ усилителя в виде четырехпортовой схемы. Этот многополюсник называется неизлучающей цепью и подключается к внутренним портам структуры.

Соединение неизлучающей цепи с СВЧ структурой выполняется в FEKO в диалоге, как показано на рис.5. Многополюсник, описывающий поведение транзистора, может быть определен в терминах S-, Y- или Z-параметров, а также импортирован как внешний файл Touchstone, или вручную задан в CADFEKO. Если параметры задаются вручную в CADFEKO, то можно

использовать максимум 4 порта, и для каждого порта должны быть определены опорные импедансы.

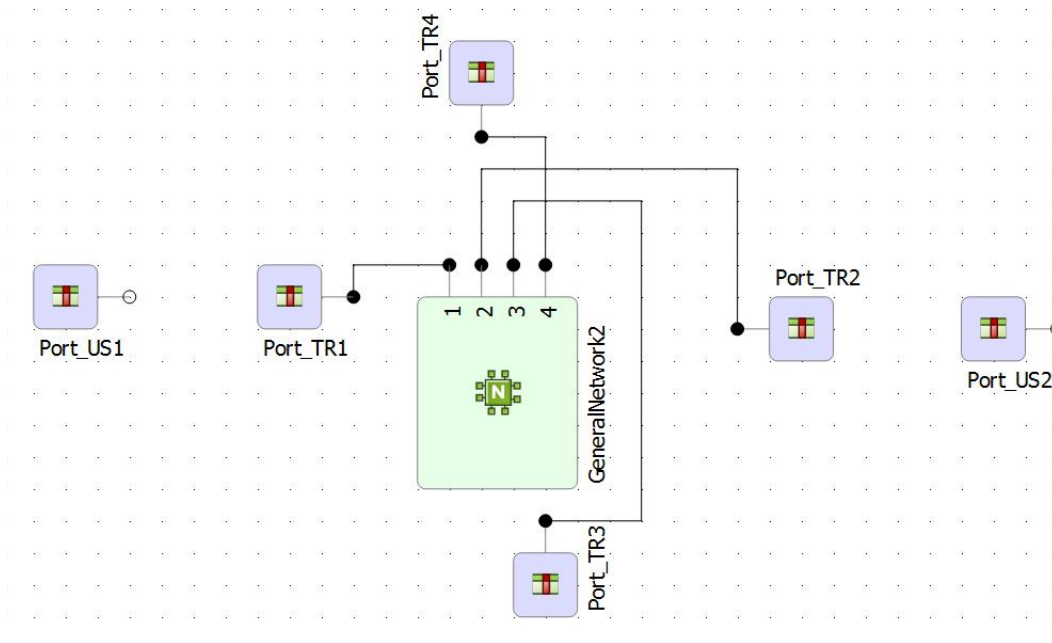


Рис. 5. Схема соединения транзистора как восьмиполюсника и электродинамической СВЧ структуры в FEKO

Для моделирования транзисторного СВЧ усилителя в случае классического крепления транзистора на микрополосковой плате, находящейся в волноводной структуре, применим порты *Edge port* на ребре (рис. 6).

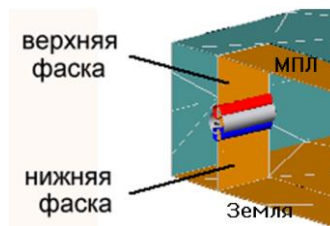


Рис. 6. Порты на линиях МПЛ, между которыми включается активный элемент

Такие порты создаются между двумя наборами фасок. Эти фаски оканчиваются согласующими структурами, входным и выходным портом, а также портами, к которым подключается транзистор.

Традиционное представление транзистора как усилительного элемента – это четырехполюсник (two-port). Современный СВЧ транзистор – это чаще всего чип, который сам по себе состоит из многих активных элементов, включенных,



не обязательно, по схеме с общим эмиттером. Чипы транзисторов подключаются к согласующим структурам с помощью проволочек.

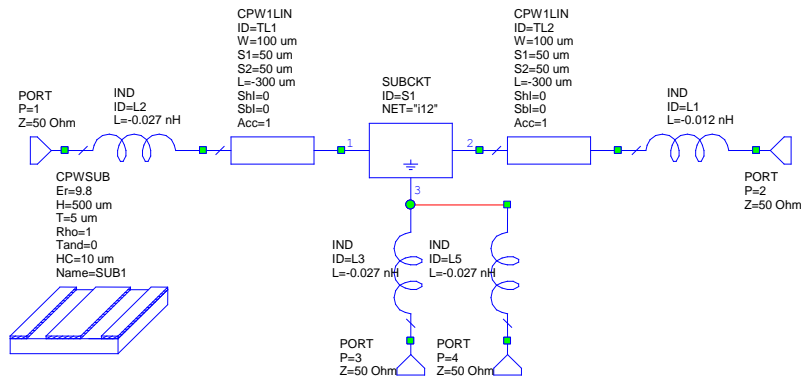


Рис. 7. Схема транзистора в MWO, использующая нелинейную модель и параллельные порта на эмиттере

Используя схему рис. 7, рассчитаем S-параметры четырехпортовой схемы в программе MWO. Такой способ получения S-параметров можно назвать универсальным, поскольку верифицированная нелинейная модель транзистора может быть использована для получения линейных S-параметров транзистора в виде 4-х портовой схемы (восьмиполюсника). S-параметры на частоте 30 ГГц приведем в Табл.1.

Табл.1. Матрица 4x4 S-параметров транзистора, представленного в виде 4-х портовой схемы на одной частоте

S11= 0.77 ∠ -156.7°	S12= 0.48 ∠ 35.3°	S13 = 0.59 ∠ 14.7°	S14 = 0.6 ∠ 14.6°
S21 = 2.0 ∠ 41.9°	S22 = 0.5 ∠ -102.1°	S23 = 0.36 ∠ 159°	S24 = 0.36 ∠ 159°
S31 = 0.17 ∠ -145°	S32 = 0.51 ∠ 44.7°	S33 = 0.22 ∠ -129.7°	S34 = 0.83 ∠ 2°
S41 = 0.17 ∠ -145°	S42 = 0.51 ∠ 44.7°	S43 = 0.83 ∠ 2°	S44 = 0.22 ∠ -129.7°

Из табл. 1 видим, что в 16 элементной S- матрице транзистора имеют место эквивалентности: S13=S14, S31=S41, S32=S42, S23=S24, S33=S44 и S34=S43.

S-параметры в диапазоне частот импортируются в программу FEKO, в которой выполняется электродинамический расчет этой модели. Перевод этого ЧП в трехпортовую схему, а затем в двухпортовую выполним, вводя фиксированные структуры обратной связи (рис. 8). Если в этой схеме заземлить

3 и 4 порт, то очевидно, что характеристики будут такими, как в случае двухпортового представления. Это позволяет выполнить верификацию модели, представляемую в виде четырехполюсника, и с измеренными экспериментальными данными.

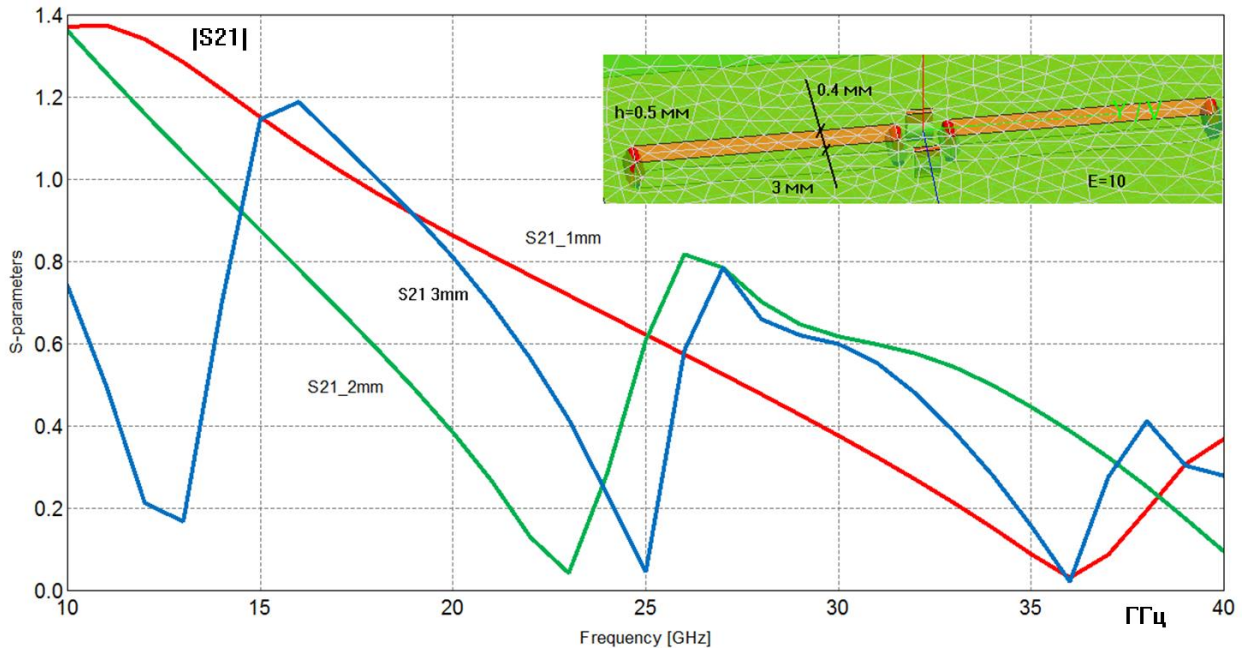


Рис.8. Зависимость  $|S_{21}|$  каскада на одном транзисторе от длины разгерметизации

На рис. 8 мы видим параметр  $|S_{21}|$ , вносящий основной вклад в усиление каскада, при нескольких длинах линий на входе и выходе каскада. Наблюдается значительный разброс частотных характеристик. Для линии с наименьшей длиной широкополосность максимальная. Расчеты показали также, что усиление наибольшее при включении транзистора в линию в виде проволочек. Этот факт получен расчетно и подтверждается экспериментально в [7].

Используя такое четырехпортовое представление транзистора, можно выполнить учет обратной связи, включенной в виде сложной согласующей структуры [5]. Расчеты и оптимизация ТУ СВЧ показывают, что включение СВЧ транзистора по схемам ОЭ, ОК, ОБ, которые имеют особенности в диапазоне низких и ВЧ частот, в СВЧ диапазоне теряет этот смысл. Нужно добавить, что сам СВЧ транзистор представляет собой ЧИП и состоит из многих транзисторов интегральной СВЧ схемы с сумматорами и мостами.

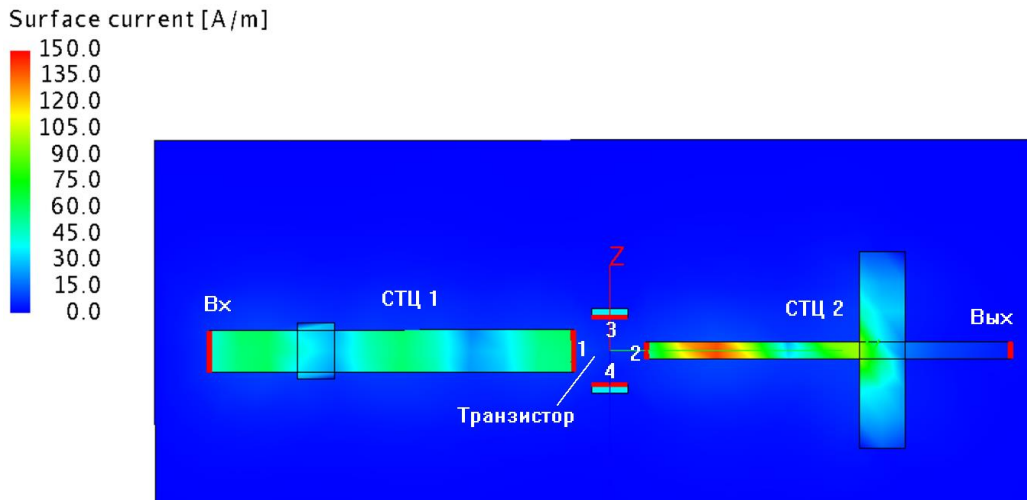


Рис. 9. Ток на токонесущих поверхностях транзисторного СВЧ усилителя

Транзистор на рис. 9 включен в виде четырехпортовой схемы, причем, если эмиттерные выводы накоротко присоединены к земле, обратная связь по цепи эмиттерных линий исчезает. Остается только обратная связь по «воздуху». Сравнение расчетных характеристик на рис. 10 показывает изменение частотной характеристики при учете электродинамических свойств структуры.

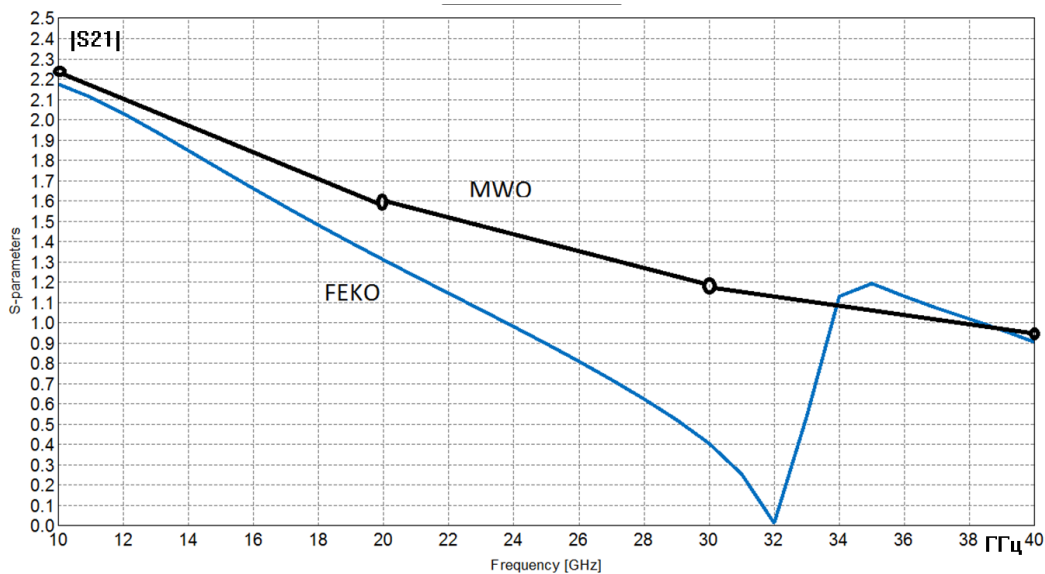
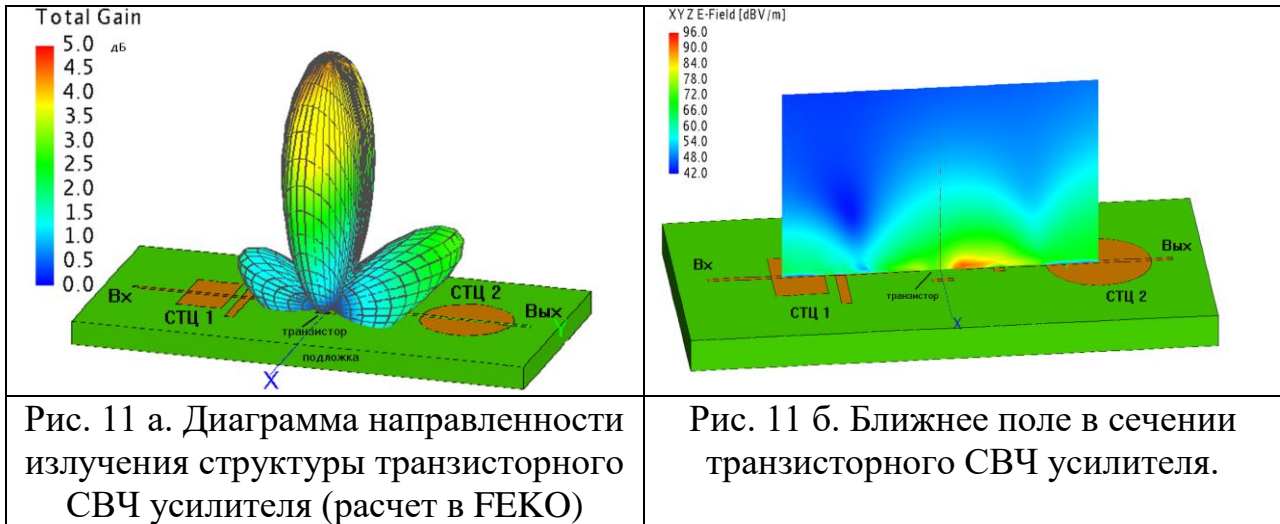


Рис. 10. Частотная зависимость  $S_{21}$  при расчете в MWO и при расчете в FEKO с тонкими проводниками и длиной 1 мм

Из рис. 10 видно, что влияние электродинамической связи между входной и выходной согласующей структуры проявляется не только уменьшением усиления, но и появлением точки запирания 32 ГГц, объясняющимся резонансными свойствами электродинамической структуры.

Электродинамический подход позволяет, вслед за методом, предложенным в [8], выполнить и оптимизировать СВЧ усилитель с произвольной формой согласующих структур. Каждый из элементов, включая формы, накладывающиеся друг на друга, а также с произвольной конфигурацией, можно параметризовать, что приводит к согласующей структуре сложной, непредсказуемой формы.

Моделирование транзисторного СВЧ усилителя электродинамическим методом позволяет оценить также усилитель как активную антенну. На рис. 11а показано, как все токонесущие согласующие структуры вносят свой вклад в излучение в дальнюю зону. КПД и потери также становятся характеристикой, влияющей на устойчивость ТУ СВЧ и усиление.



Из полученных данных о полях в сечениях (рис. 11а,б), можно видеть высокий уровень связи между входной и выходной согласующей структурой, которая осуществляется через пространство излучения. Таким образом, электродинамический метод привносит новое качество в расчет: поля реально учитываются в расчете.

Чем больше площади согласующих структур, тем больше электродинамические связи, что приводит к меньшей устойчивости усилителя. Но имеются частоты, на которых имеет место подавление коэффициента передачи (например, на частоте 24 ГГц, рис. 12). Покажем, как изменяется частотная характеристика однокаскадного усилителя при оптимизации входных

и выходных согласующих структур и оптимизации структуры, входящей в систему обратной связи.

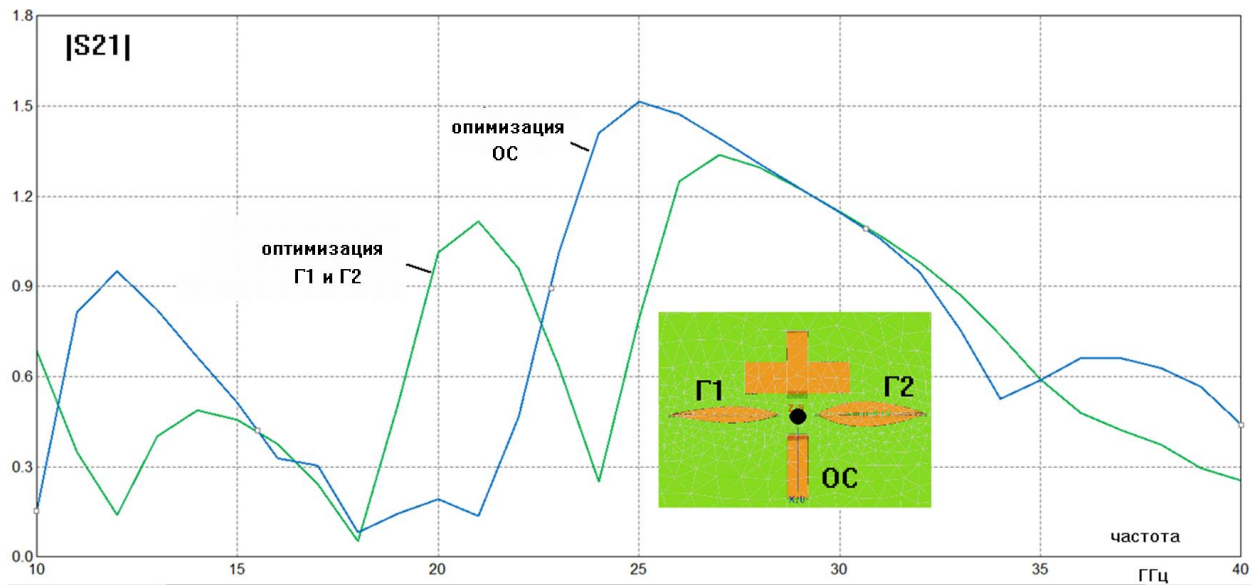


Рис. 12. Частотные характеристики одностранзисторного СВЧ усилителя, полученные оптимизацией согласующих структур по входу и выходу Г1 и Г2, а также оптимизацией структуры, формирующей обратные связи ОС

Сравнение рассчитанных частотных характеристик на рис. 12 показывает, что с помощью обратной связи можно получить такое же усиление, как и при согласовании входной и выходной согласующей цепями. Из рис. 12 видно, что в районе 25 – 35 ГГц усиление достигает того же значения. Это не зависит от того, какие элементы использовать для оптимизации: согласующие структуры на входе и на выходе или структуры обратной связи. Подстройка каскада с помощью обратной связи или с помощью входной и выходной согласующей цепи приводит к одному результату. Можно показать, что максимальное усиление достигается любым способом и принимает одно значение на выбранной частоте. Обратим внимание, что на низких частотах принято считать, что схема с ОК – это та же схема с ОЭ, но со 100% обратной связью. В транзисторных СВЧ усилителях теряют смысл метод включения с ОК, ОЭ и ОБ, поскольку такие включения приводят к одному результату.

При проектировании ТУ СВЧ с расширенным динамическим диапазоном (ДД) выходную СТЦ нужно настраивать по критерию получения максимальной

выходной мощности, т.е. расширению верхней границы ДД, а входную СТЦ – по критерию минимального КШ [6].

Из-за явления излучения и взаимной связи между входной и выходной согласующей структурами формулы для сопряженного согласования [1-2] приобретают ошибку, соизмеримую с двукратным уменьшением максимального усиления. Излучаемая в пространство мощность меняет соотношение между падающими и отраженными волнами в сечении портов.

Нужно отметить также, что при построении СВЧ усилителя начинает играть важную роль поляризация [9], которая влияет на усиление и устойчивость. С внедрением современных САПР СВЧ, теория Курокавы [1], на которой была основана теория автономных СВЧ многополюсников, переводится на новый электродинамический уровень.

Электродинамический расчет СВЧ структур, в которые включены активные элементы, открывает новые возможности как для улучшения характеристик традиционных структур, так и для создания таких уникальных структур, как волноводных многотранзисторных СВЧ усилителей.

### Литература

1. К. Kurokawa. Power Waves and Kurokawa: Power Waves and Scattering Matrix, *IEEE-MTT*, Vol. 13 No 2, March 1965, 194-202.
2. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. Сов. Радио, 1980. 368 стр.
3. Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structure/ Edited by Tatsuo Itoh. 1989, pp.707.
4. В.Д.Разевиг, Ю.В.Потапов, Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. М.СОЛОН-Пресс, 2003, - 496 с.
5. Бабак Л.И. Структурный синтез СВЧ полупроводниковых устройств на основе декомпозиционного подхода. *Известия Томского политехнического университета*. 2006. Т. 309. № 8, стр. 160-165.
6. Текшев В.Б. Шумовые характеристики транзисторных усилителей с обратной связью // *Радиотехника*. 1985. - т. 40. - № 5. - с. 37-39.

7. Петух Н. Н., Белоусов Ю.С., Гарбузенко А.П., Дарюшкин К. О. Расчет МШУ на отечественной ЭКБ с помощью САПР AWR. *Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы*. 2016, том 3, выпуск 1, с. 79–91.
8. Бочарова Т.А., Подковырин С.И., Курушин А.А., Текшев В.Б. Синтез транзисторных СВЧ усилителей. *Электронная техника серия 1 "Электроника СВЧ"*, 1982, № 2, стр. 68-74.
9. А.А.Курушин. Электродинамическое моделирование волноводного СВЧ усилителя. *Современная электроника*. 2012, №7, стр. 60-63.

**Ссылка на статью:**

А. А. Курушин. Электродинамический расчет транзисторных СВЧ усилителей. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/15/text.pdf>