

На правах рукописи

**Евстигнеев Алексей Андреевич**

Моделирование, синтез и реализация мощных широкополосных СВЧ транзисторных усилителей в существенно нелинейном режиме.

Специальность 05.27.01-«Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника, приборы на квантовых эффектах»

**Автореферат**  
диссертации на соискание ученой степени кандидата  
технических наук

Москва - 2011

**Работа выполнена в** ФГУП НПП «ПУЛЬСАР»

**Научный руководитель:** Доктор технических наук, профессор  
**АРОНОВ В.Л.**

**Официальные оппоненты:** Доктор технических наук  
**ДИКОВСКИЙ В.И.**  
Кандидат технических наук  
**МАХЛИН Р.Л.**

**Ведущая организация:** **ОАО «ЛЭМЗ»**

Защита состоится 14 декабря 2011 г. в 14<sup>00</sup> часов на заседании  
диссертационного совета Д 409.004.01 при ФГУП НПП «ПУЛЬСАР» по адресу:  
105187, Москва, Окружной проезд д.27.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ФГУП НПП «ПУЛЬСАР».

Автореферат разослан «\_\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2011 г.

**Ученый секретарь**  
диссертационного совета Д 409.004.01  
кандидат технических наук

**А.Л. Филатов**

## **Актуальность работы**

Развитие радиолокации, в первую очередь, активных фазированных антенных решеток (АФАР) вызвало соответственно активное развитие усилительных СВЧ полупроводниковых приборов большой мощности. Спектр типов таких приборов не слишком велик. Это полевые транзисторы на кремнии, арсениде галлия, карбиде кремния, нитриде галлия и кремниевые биполярные транзисторы.

Развитие современных передающих устройств идет не только по пути увеличения выходной мощности и снижения габаритов, но и по пути расширения рабочей полосы частот. Создание широкополосных и сверхширокополосных трактов является крайне актуальной задачей при разработке современной авионики, так как позволяет резко снизить габариты за счет объединения нескольких передатчиков в один общий тракт.

Можно ожидать, что создание широкополосных (полоса до половины октавы) СВЧ усилителей с высокой мощностью и относительно низкой стоимостью вызовет к жизни и еще ряд применений, например создание РЛС в которых использование широкой рабочей полосы позволяет существенно улучшить разрешающую способность локатора.

Как правило, к усилителям в передающем тракте РЛС не предъявляется требований по линейности. Это создает возможность для разработчиков использовать высокоэффективные режимы работы транзистора с отсечкой тока и заходом прибора в область квазинасыщения. В то же время, при использовании такого рода режимов, разработчики сталкиваются с серьезными трудностями при расчетном моделировании работы каскада. Существующие системы моделирования уверенно работают с приборами малой и средней мощности и преимущественно в линейном и квазилинейном режимах. С увеличением уровня мощности и усугублением нелинейных эффектов эффективность существующих систем моделирования падает, особенно это актуально для кремниевых биполярных транзисторов. Ярким подтверждением этого факта является то, что ведущие производители мощных биполярных транзисторов, такие как Masom и Integra не сопровождают свои изделия модельными данными, ограничиваясь только данными типового усилительного каскада.

Характерно, что рекламные данные для мощных СВЧ транзисторов ограничены относительно узкими рабочими полосами, например 1,2-1,4 ГГц. Однако при возникновении более сложных задач, например создание мощных сверхширокополосных усилителей, такой подход оказывается недостаточным.

В этом случае требуется расчетное моделирование работы каскада с учетом важнейших нелинейных эффектов, таких как отсечка тока коллектора, лавинное умножение, падение  $f_t$  при больших токах и др.

Настоящая диссертационная работа посвящена нелинейному моделированию и реализации широкополосных каскадов на мощных кремниевых биполярных СВЧ транзисторах. В дальнейшем разработанные методики моделирования и настройки схем могут быть расширены на транзисторы LDMOS и полевые приборы на широкозонных материалах.

### **Цель работы**

Целью работы является создание мощных широкополосных передающих трактов для радиолокационных систем.

В рамках этой задачи была создана модель мощного биполярного СВЧ транзистора, оптимизированная для расчета существенно нелинейных режимов. Отработаны методики модельного анализа во временной области и метод синтеза широкополосных каскадов на мощных биполярных СВЧ транзисторах.

### **Научная новизна**

Сформулирована нелинейная модель транзистора, где помимо главного нелинейного эффекта – квазинасыщения учтены эффект лавинного умножения с учетом его инерционности, режимные зависимости емкостей переходов, параметры безынерционного электрического пробоя эмиттерного перехода. Перечисленные эффекты дают дополнительные возможности проведения исследований.

- Решение системы нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих работу модели транзистора в эксплуатационном режиме во временной области с последующим спектральным анализом доведено до уровня инструмента инженерного проектирования.

- Для осуществления синтеза широкополосного усилительного каскада по результатам модельного анализа введено понятие «область допустимых нагрузок» ОДН, которое сформулировано в координатах активная проводимость нагрузки -эффективная выходная емкость. ОДН позволяет сформировать целевую функцию для параметрического синтеза выходной цепи.

- Показана возможность анализа критичности численных значений полученных из синтеза параметров цепей согласования, а также параметров собственно транзистора при реализации усилительного каскада. Это позволяет

корректировать параметры транзистора и оптимально конструировать пассивные согласующие платы.

- В практическом плане расчетным путем показана возможность совмещения высокой выходной мощности с широкой полосой пропускания для транзисторного СВЧ усилительного каскада (300 Вт в полосе 1-1,5 ГГц на транзисторных кристаллах с типовой полосой 200 МГц), что не имеет аналогов в отечественной и зарубежной технике

### **Практическая ценность**

1. Создана нелинейная модель мощного биполярного СВЧ транзистора, которая в совокупности с отработанными методиками анализа и синтеза согласующих цепей используется при проектировании транзисторов и усилительных каскадов.
2. Рассчитан, а затем реализован на практике ряд мощных СВЧ каскадов с рабочей полосой частот 1-1.5 ГГц.
3. Созданы широкополосные каскады, нашедшие применения в ряде ОКР, проведенных под руководством (ОКР «ЭХО-ПРД», ОКР «ЭХО-ПРД1», ОКР «Покосник-ПД») и при участии автора настоящей работы. (ОКР «Перспект 2004», ОКР «Покосник-ППУМ»)

### **Положения, выносимые на защиту**

- Для полноценного проектирования транзисторных мощных СВЧ усилителей, включая их полосные характеристики, необходима модель, отражающая существенно нелинейные процессы в приборе такие как эффект квазинасыщения, лавинное умножение, падение  $f_t$  при больших токах и др.

- Синтез максимально широкополосных выходных цепей возможен с использованием «области допустимых нагрузок», получаемой из модельного анализа, которая позволяет сформировать целевую функцию для поиска параметров согласующей цепи.

- Мощный биполярный СВЧ транзистор при оптимальном проектировании согласующих цепей может обеспечивать широкую полосу пропускания, достигающую половины октавы.

- Эффект лавинного умножения в коллекторном переходе наиболее ярко проявляется в виде искажения заднего фронта импульса коллекторного тока, когда напряжение на переходе еще не достигает пикового значения. Этот эффект приводит не столько к падению выходной мощности, а – к падению коэффициента полезного действия.

- Модельный анализ после завершения синтеза согласующих цепей позволяет исследовать широкий комплекс эксплуатационных характеристик усилителя, включая фазовые характеристики, фронты радиоимпульсов, температурные зависимости параметров, реакцию на колебания уровней питания, возбуждения.

- Анализ разработанной составной модели позволяет исследовать явление поперечной неустойчивости в мощном биполярном транзисторе, которое является важным ограничительным фактором для допустимых режимов работы приборов этого класса.

### **Апробация и публикации**

Результаты работы обсуждались на юбилейной научно-технической конференции ФГУП ЦНИРТИ 2003г. и на IX научно-технической конференции «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА» (г. Звенигород 2010г.).

По результатам работы получено два коллективных патента на изобретение и опубликовано 10 печатных работ, из них 6 в рецензируемых изданиях.

### **Структура и объем работы**

Диссертация состоит из введения, четырех основных глав с выводами, заключения, списка литературы из 76 наименований и приложения.

Основное содержание работы изложено на 109 страницах, включает 55 рисунков.

### **Содержание работы**

**Во введении** сформулированы цели диссертационной работы, определены положения, выносимые на защиту и научная новизна результатов работы.

**В первой главе** проведен анализ современных моделей транзисторов, на основании которого сделан вывод о том, что существующие модели уверенно работают с приборами малой и средней мощности и преимущественно в линейном и квазилинейном режимах. В тоже время, на сегодняшний день не создано модели, адекватно описывающей поведение мощного биполярного СВЧ транзистора в существенно нелинейных режимах, включая эффект отсечки коллекторного тока, эффект квазинасыщения, эффект лавинного умножения, а также проблемы внутренней устойчивости в многокристальной конструкции транзистора.

Сформулирована нелинейная модель, отражающая важнейшие для мощного усилительного каскада нелинейные эффекты, включая квазинасыщение, отсечка коллекторного тока и эффект лавинного умножения.

При этом модель в значительной мере упрощена за счет исключения эффектов второстепенных для анализируемых эксплуатационных режимов.

За основу принята зарядная модель, связывающая мгновенное значение тока коллектора  $i_{qk}$  с мгновенным интегральным зарядом неосновных носителей в базе транзистора  $Q_b$  :

$$Q_b = \tau_q \cdot i_{qk}. \quad (1)$$

$\tau_q$  - эффективное время пролета носителей тока через базу. В работе принято допущение, что  $\tau_q$  можно выразить через измеряемый параметр «граничная частота транзистора»  $f_T$  для всех анализируемых режимов работы, включая квазинасыщение.

Зависимость  $f_T$  от мгновенных значений напряжения и тока коллектора принята в форме эмпирического выражения

$$f_T = f_{T0} / (1 + 0.2(1 + (U_o/U_k)^6 (i_{qk}/I_{кр.р})^4)).$$

Здесь  $f_{T0}$  - значение граничной частоты при средних токах, доступное измерению на малом сигнале и при задании статического режима.

$U_k$  – мгновенное напряжение на коллекторе.

$U_o$  - напряжение, принятое для контроля  $I_{кр.р}$ .

$I_{кр.р} = 1.495I_{кр}$  - рабочее значение критического тока.

Прежде чем определить основное уравнение, связывающие ток эмиттера и ток коллектора базовой модели транзистора, перечислим допущения и необходимые уточнения:

- из анализа исключены режим классического насыщения и инверсный режим;
- исключается рекомбинационный механизм, определяющий статический коэффициент передачи тока через базу;
- рассасывание заряда в базе в режиме отсечки, т.е. при запертых обоих переходах, описывается очень упрощенно. В режиме отсечки делается допущение о том, что рассасывающий ток эмиттера составляет некоторую постоянную долю ( $K_i$ ) тока коллектора. Величина  $K_i$  остается свободной для вариации в пределах 0.3-1.

С учетом сказанного уравнение, связывающее инжектируемый ток эмиттера  $i_{qэ}$  с напряжением на эмиттерном переходе  $U_э$ , принято в следующем виде:

$$i_{qэ} = i_{sэ} \cdot (K_{ue} - 1) - K_i \cdot i_{qk} / (K_{ue} + 1). \quad (2)$$

Здесь  $i_{sэ}$  - обратный ток эмиттерного перехода;

$$K_{ue} = \exp(U_э \cdot q / k \cdot T);$$

$i_{qk}$  - экстрагируемый из базы ток коллектора.

Уточнение, даваемое последним членом (2), не является принципиальным во всех случаях за исключением режимов лавинного умножения в активной области коллекторного перехода.

С учетом сделанных допущений зарядное уравнение может быть единым для всех интересующих режимов, сменяющих друг друга в течении одного периода СВЧ колебаний: активного, отсечки и квазинасыщения

$$dQ_b/dt = i_{q3} - i_{qk}, \quad (3)$$

После преобразований дифференциальное уравнение, описывающее передачу тока через базу транзистора, приобретает следующий вид:

$$di_{qk}/dt = 1/\tau_o / (1 + (1 + pn) \cdot qn) \cdot (i_{q3} - i_{qk} + 0.2 \cdot \gamma \cdot \tau_o \cdot qn \cdot pn \cdot i_{qp} / U_k \cdot dU_k/dt); \quad (4)$$

Здесь  $pn = (U_o/U_k)^6$ ,  $qn = (i_k/I_{kp})^4$ .

Помимо упомянутых механизмов формирования тока коллектора в базовую модель введена зарядная емкость эмиттера, зависящая от мгновенного напряжения на переходе:

$$C_3 = C_o / (U_3 + U_2)^{1/2}. \quad (5)$$

Здесь  $U_2$  - высота потенциального барьера эмиттерного перехода,  $U_2 = 1V$ .

$C_o$  - емкость при нулевом смещении.

$U_3$  - мгновенное напряжение на переходе (положительное значение соответствует запирающему напряжению).

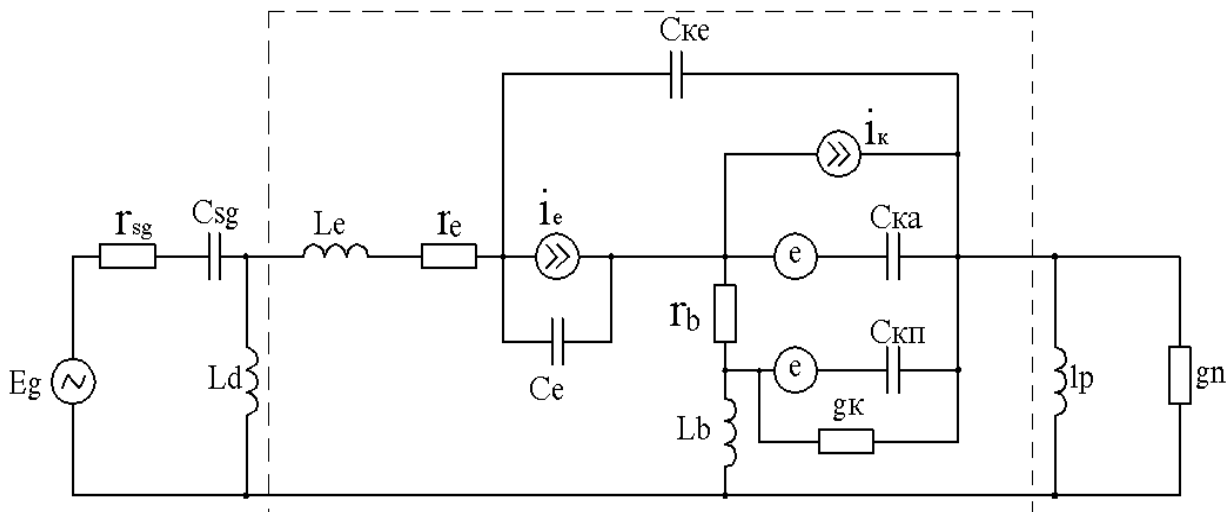


Рис.1. Эквивалентная схема модели транзистора с подключенными эквивалентными цепями нагрузки и генератора возбуждения.

Принципиальный момент в том, чтобы учесть динамику развития лавинной составляющей коллекторного тока. Это связано с малой длительностью пика напряжения на коллекторе. Воспользуемся представлением об эффективном



слое умножения, введенном А.Л. Захаровым применительно к лавинно-пролетному диоду. Представим уравнение для лавинного тока  $i$  через слой умножения в следующем виде:

$$di/dt = 2 \cdot (i_{s3} - i \cdot (1 - \alpha \cdot \lambda_3 / 2)) / \tau_3 + di_{s3}/dt, \quad (6)$$

здесь  $i_{s3}$  - ток, приходящий извне к границам эквивалентного слоя умножения.

Для периферийной области коллекторного перехода транзистора  $i_{s3}$  совпадает с обратным током, вызванным термической генерацией. Для активной области перехода (под эмиттером)  $i_{s3}$  может оказаться гораздо больше из-за тока неосновных носителей диффундирующих от эмиттера. В этом случае  $i_{s3}$  является функцией времени, и в (6) появляется последний член в отличие от аналогичного уравнения для диода.

В (6)  $\lambda_3$  и  $\tau_3$  - ширина эквивалентного слоя умножения и соответствующее эквивалентное время пролета этого слоя.

$\alpha$  - эффективный коэффициент умножения, являющийся функцией поля или мгновенного напряжения на слое умножения.

Величину  $M = 1/(1 - \alpha \cdot \lambda_3 / 2)$  будем рассматривать, как интегральный коэффициент умножения в коллекторном переходе. Воспользуемся для  $M$  приближенным выражением, которое для кремниевых транзисторов в первом приближении имеет вид:

$$M = 1/(1 - (U/U_m)^3)$$

Здесь  $U$  - мгновенное напряжение на слое умножения.

$U_m$  - "пробивное" напряжение.

Приведенные соотношения недостаточны для использования, поскольку полное напряжение на коллекторном переходе должно учитывать не только напряжение на слое умножения, но и падение напряжения на пространстве дрейфа носителей тока в переходе.

В качестве приближенного описания перехода в процессе лавинного умножения мы используем представление о последовательном сопротивлении  $r$ , которое будет отождествлено со статическим (изотермическим) сопротивлением перехода в лавинном режиме. Физически это сопротивление определяется объемным зарядом подвижных носителей тока в пространстве дрейфа.

Таким образом, дифференциальное уравнение для лавинного тока коллектора приобретает следующий вид:

$$di/dt = (i_{s3} - i \cdot (1 - ((U_k + r \cdot i) / U_m)^3)) / \tau_3 + di_{s3}/dt ; \quad (7)$$

Чтобы ввести лавинный ток в модель транзистора, необходимо выделить две пространственно разнесенные области транзисторной структуры, где может развиваться лавинное умножение.

Первая активная область - коллекторный переход под эмиттером. Эта область характеризуется своим значением пробивного напряжения  $U_{ма}$  и, соответственно, своим сопротивлением в активном режиме  $r_a$ .

Вторая область - периферия коллекторной области со своим пробивным напряжением  $U_{мп}$ . В силу неоднородности электрического поля по краям планарной структуры  $U_{мп}$  оказывается заметно меньше  $U_{ма}$ .

В периферийной области процесс лавинного умножения каждый раз начинается с малого обратного тока  $i_{сп}$ . Этот параметр может быть оценен из экспериментально снятой ВАХ реального транзистора, однако эта оценка дает лишь верхнюю границу, поскольку реально присутствуют утечки, зачастую превышающие  $i_{сп}$  на порядки величины. Спасает положение тот факт, что этот вид динамического пробоя не дает заметного вклада в общий ток даже при упомянутой завышенной оценке.

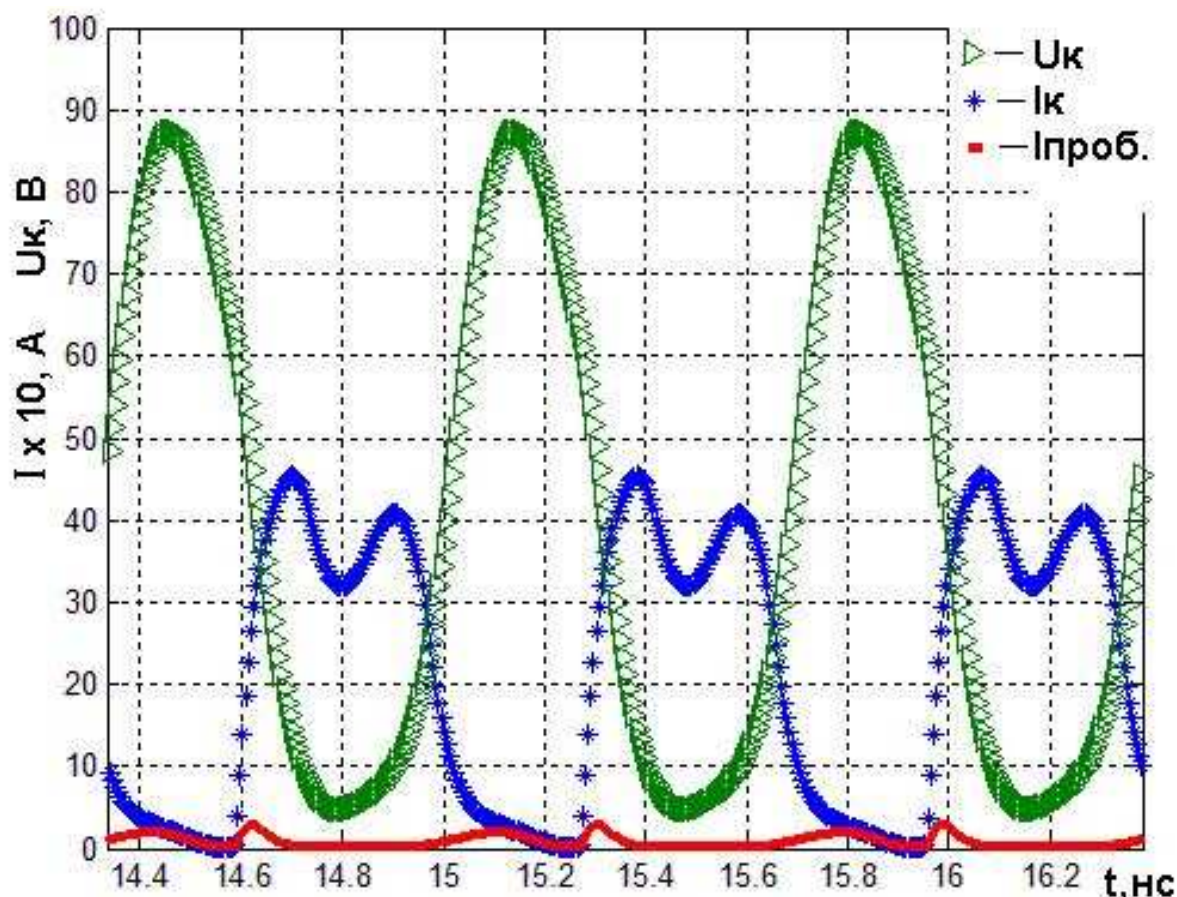


Рис. 2. Пример анализа усилительного каскада с учетом "пробоя" коллекторного перехода.

Процесс лавинного умножения в периферийной области всегда начинается раньше, чем это происходит в активной области, однако преобладают

ситуации, когда лавинное умножение в активной области играет определяющую роль, поскольку оно начинается с несравнимо более высоких токов.

Далее была проведена оценка погрешностей при экспериментальном и расчетном определении параметров модели. Общая результирующая погрешность моделирования оценена как 13% по выходной мощности и 5.5% по КПД транзисторного каскада.

**Во второй главе** проведена сравнительная оценка возможностей анализа модели во временной и частотной областях. Указано что для ряда задач, таких как расчет переходных процессов, анализ низкочастотных возбуждений и поперечной неустойчивости анализ в частотной области неприменим.

Предложен и обоснован алгоритм анализа эксплуатационных параметров т.н. «базовой модели» транзистора с привлечением «свернутых» цепей возбуждения и нагрузки. Свернутая цепь по входу описывается последовательным соединением ЭДС генератора возбуждения, эквивалентного активного сопротивления источника возбуждения и эквивалентной последовательной емкости. Свернутая нагрузка описывается параллельным соединением активной проводимости и эквивалентной индуктивности.

Параметры эквивалентной цепи возбуждения легко корректируются по результатам анализа (соответствие входному сопротивлению на несущей частоте). Параметры нагрузки требуют специального поиска оптимальных значений по заранее сформулированному критерию (например, по максимальной выходной мощности).

Помимо упомянутой «свертки» внешних цепей существенным допущением является задание эквивалентной ЭДС генератора возбуждения как чисто гармонической величины.

Основание для такого допущения заложено в структуру базовой модели, где в качестве параметра введена индуктивность эмиттера  $l_e$ . Такая индуктивность реально присутствует в конструкции транзистора, как индуктивность неизбежных проволочных выводов от полупроводниковой транзисторной структуры на вывод или на внутрикорпусной согласующий конденсатор.

В СВЧ диапазоне эта индуктивность существенным образом подавляет токи высших гармоник. Это и является оправданием сделанного допущения.

Сам анализ выполнен во временной области .

Решение системы дифференциальных уравнений проводится последовательно для каждого периода несущей частоты.

Для первого периода задаются начальные условия, соответствующие начальному статическому режиму. Типовые начальные условия нулевые, т.е. все токи равны нулю, а напряжения соответствуют статически заданным величинам.

В отдельных случаях анализ может учитывать статически заданный ток эмиттера, хотя при этом могут возникнуть специфические переходные процессы.

В программе первичного анализа задается некоторое целое число периодов, которое предположительно перекроет переходный процесс достижения установившегося режима.

Начальные условия для каждого последующего периода формируются по результатам анализа предыдущего периода.

Контроль установившегося режима на этом этапе проводится визуально. Такой подход позволяет на ранней стадии распознать эффекты неустойчивости расчетного происхождения либо системные неустойчивости, например, возникновение субгармоники.

На последующих этапах многократный анализ в большой мере автоматизирован.

Число анализируемых периодов ограничивается при достижении заданного критерия установившегося режима.

Алгоритм решения системы нелинейных дифференциальных уравнений неоднозначен. В вычислительной среде MatLab нами используются два варианта весьма эффективных расчетных алгоритма ode15 и ode45.

Представлена оценка погрешности анализа, связанная с использованием свертки реальных согласующих цепей на одной несущей частоте.

Предложен ряд расчетных приемов, позволяющих сократить время анализа модели во временной области.

**В третьей главе** введено понятие Области Допустимых Нагрузок (ОДН), внутри которой выходная мощность или КПД каскада удерживается на заданном уровне. ОДН определяется на сетке активная проводимость – эффективная емкость. Такое определение ОДН оказывается существенно менее зависимо от частоты по сравнению с традиционным представлением координат в виде активная-реактивная проводимость.

ОДН дает возможность сформулировать целевую функцию для синтеза широкополосной согласующей цепи, вместо привычного представления о выходной проводимости для линейного четырехполюсника.

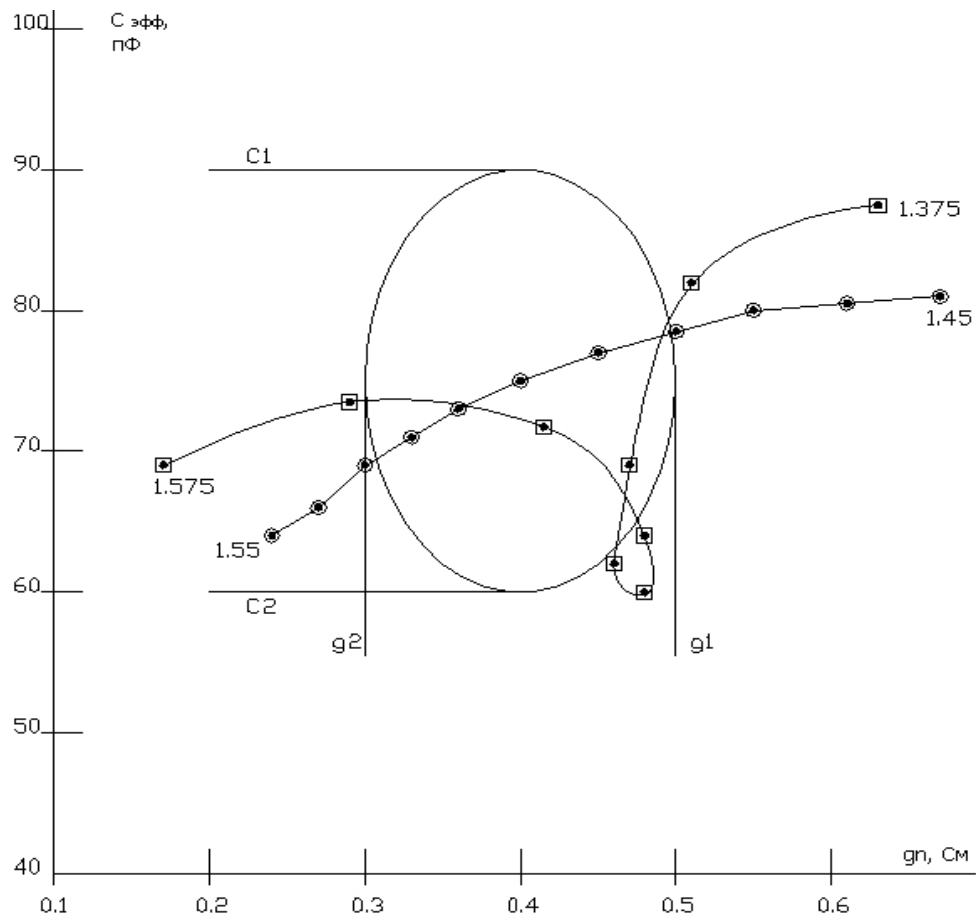


Рис. 3. ОДН и траектории движения нагрузок для узкополосной и широкополосной цепей

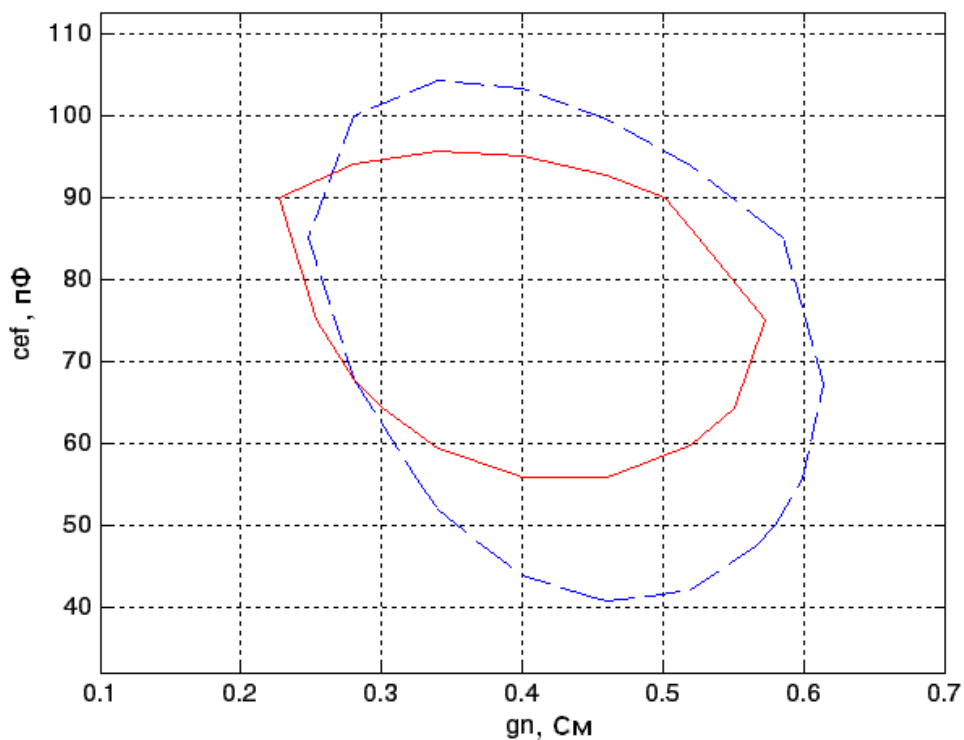


Рис. 4. Области допустимых нагрузок по уровню 0,5 дБ. Сплошная линия - для частоты 1,5 ГГц. Пунктир – для частоты 1 ГГц.

Предложен и реализован метод формирования целевой функции для проведения синтеза широкополосной выходной согласующей цепи методом типовой параметрической оптимизации.

Для использования метода параметрической оптимизации необходимо:

- сформулировать целевую функцию, зависящую от частоты и параметров синтезируемой цепи (варьируемых параметров);
- установить верхнюю и нижнюю частоты для процедуры оптимизации;
- установить численные критерии (границы) минимизации целевой функции во всей полосе частот  $f_v - f_n$ ; в нашем случае практически достаточно установить два критерия вблизи крайних частот, а на промежуточных частотах использовать линейную интерполяцию между этими двумя критериями.

Принципиальное предложение состоит в том, чтобы сформулировать целевую функцию, опираясь на введенную ранее область допустимых нагрузок. Предварительная формализация состоит в том, что ОДН преобразуется к эквивалентной окружности. Центр этой окружности не тождественен исходной точке оптимальной нагрузки. Сама эта окружность существует в нормализованных координатах  $x$  и  $y$ .

Нормализация состоит в следующем: фиксируется максимальное  $gn1$  и минимальное  $gn2$  значения ОДН по оси  $gn$ . Формируется нормализующий коэффициент по оси  $gn$ :

$$KG = 2/(gn1 - gn2).$$

Соответственно фиксируются максимальное  $C1$  и минимальное  $C2$  значения ОДН по оси  $Cэфф$ . Формируется нормализующий коэффициент по оси  $Cэфф$ :

$$KC = 2/(C1 - C2).$$

Центр эффективной окружности ОДН приобретает координаты:

$$X0 = (gn1 + gn2)/(gn1 - gn2),$$

$$Y0 = (C1 + C2)/(C1 - C2).$$

Переходя к полярным координатам, получаем радиус каждой точки как внутри, так и вне ОДН относительно эффективного центра в следующем виде:

$$R = ((KG * gn - X0)^2 + (KC * Cэфф - Y0)^2)^{0.5}.$$

При таком способе нормализации эквивалентной окружности ОДН соответствует условие

$$R = 1$$

Именно параметр  $R$  должен служить в качестве целевой функции.

Простейшая процедура оптимизации параметров синтезируемой выходной цепи может использовать критерий  $R < 1$  для всей заданной полосы частот.

Для нескольких типов отечественных мощных СВЧ транзисторов с помощью предложенных методов синтезированы широкополосные согласующие цепи, что позволило получить расчетные значения полос пропускания мощных СВЧ усилительных каскадов, существенно превышающие известные данные по соотношению выходная мощность – полоса пропускания. Эти результаты существенно изменили сложившиеся представления о возможностях достижения высоких мощностей в широкой полосе рабочих частот на биполярных транзисторах. Экспериментальные результаты, не претендуя на детальное соответствие расчетным данным, подтвердили достижение полос пропускания, соответствующих по порядку величины расчетным ожиданиям. В частности, достижение мощности более 150Вт, в полосе 0.95-1.55 ГГц является в настоящее время беспрецедентным.

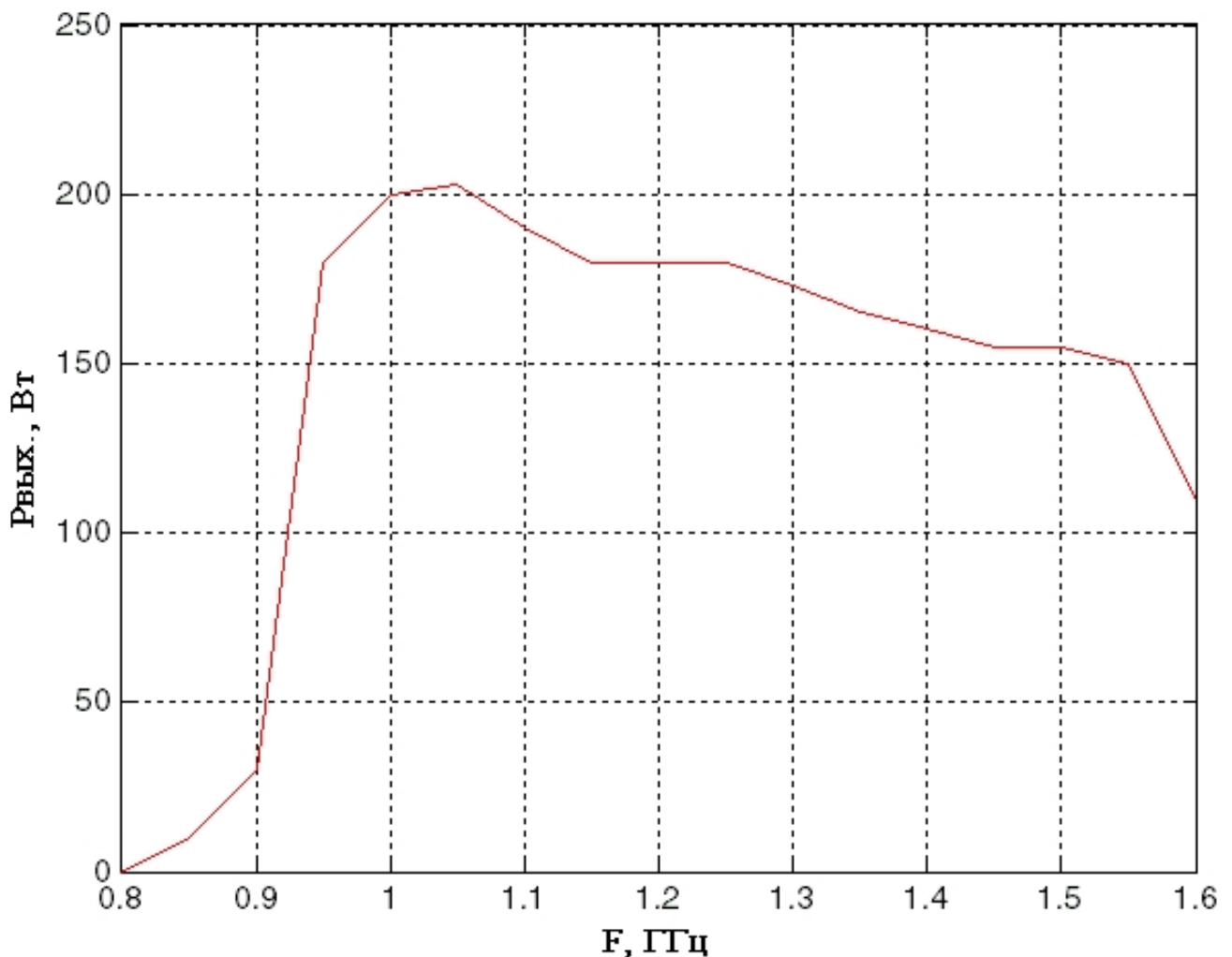


Рис. 5. АЧХ каскада на транзисторе А917А.

**В четвертой главе** показано, что синтезированные широкополосные усилительные каскады нашли применение в серии передающих модулей разработанных и внедренных в производство при участии автора.

Наиболее значительные результаты получены в следующих разработках

- передатчик бортового ответчика 4280, в котором получена выходная импульсная мощность не менее 500 Вт на частотах 1.09 и 1.46ГГц (при дугорбой АЧХ).

- 4-х канальный усилитель, с выходной импульсной мощностью не менее 250 Вт на канал в рабочей полосе 1-1.55 ГГц. Усилитель может использоваться при построении современных РЛС с АФАР и обеспечивать передачу как сигнала первичного локатора в диапазоне 1.2-1.44ГГц так и сигналов опознавания в отечественном и международном стандартах.

- опорное передающее устройство, разработанное в рамках ОКР «Покосник-ПД». В модифицированном варианте, устройство выдает не менее 700Вт в импульсе в диапазоне 1.03-1.53ГГц и имеет два коммутируемых канала.

При реализации перечисленных разработок были получены два коллективных патента на изобретения РФ с участием автора настоящей работы.

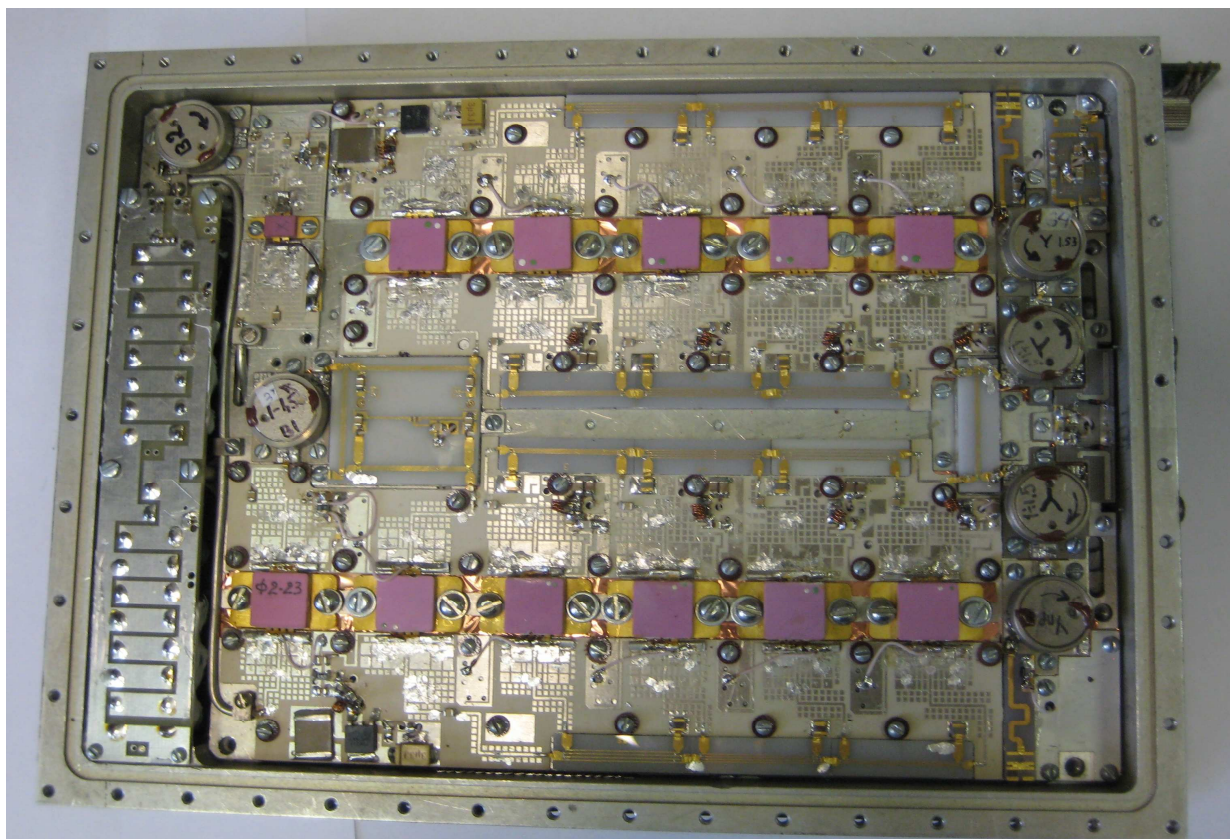


Рис. 6. Передатчик «Покосник-ПД»



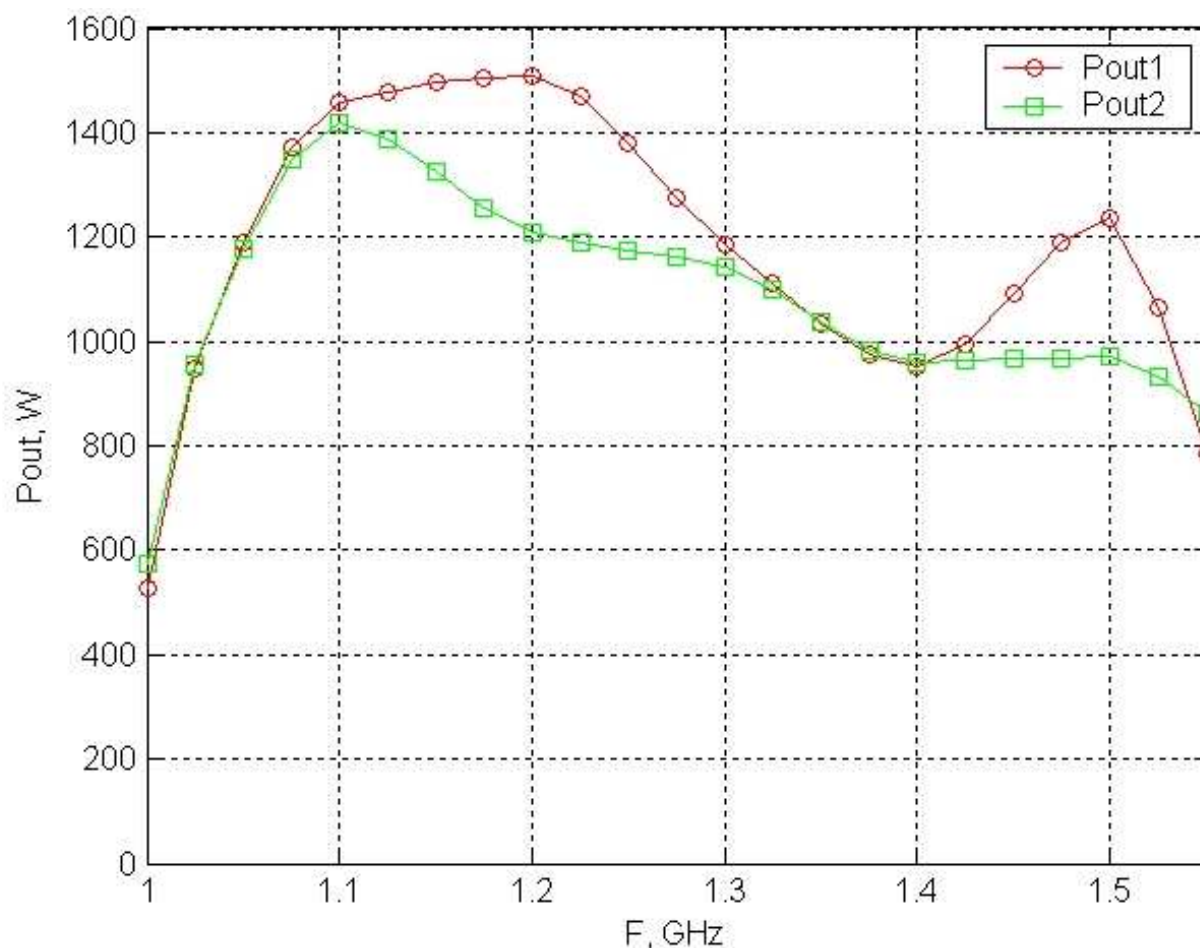


Рис. 7. АЧХ передатчика «Покосник-ПД»

### **Основные результаты работы:**

- Сформулирована нелинейная модель, отражающая важнейшие нелинейные эффекты, включая квазинасыщение, которая при этом остается достаточно лаконичной, чтобы быть использованной в сложной процедуре синтеза широкополосного усилительного каскада, работающего в существенно нелинейном эксплуатационном режиме.

- Сформулирован принцип анализа эксплуатационных параметров нелинейного усилительного каскада, при котором нелинейный анализ проводится для нелинейной модели транзистора с добавлением эквивалентной нагрузки в виде параллельного соединения активной проводимости и эквивалентной индуктивности, а также эквивалентного генератора возбуждения в виде одночастотного ЭДС, активного сопротивления и эквивалентной последовательной емкости. Все дополнительные эквивалентные параметры вычисляются путем свертки линейных цепей входного и выходного согласования к зажимам нелинейной модели в одночастотном приближении.

- Сформулирован принцип синтеза широкополосной выходной цепи транзисторного каскада, основанный на предварительно вычисленной области

допустимых нагрузок. Модификация области допустимых нагрузок, сводящая ее к эквивалентной окружности, позволяет ввести целевую функцию как радиус-вектор в модифицированной плоскости нагрузок.

- Для нескольких типов отечественных мощных СВЧ транзисторов с помощью предложенных методов синтезированы широкополосные согласующие цепи, что позволило получить расчетные значения полос пропускания мощных СВЧ усилительных каскадов, существенно превышающие известные данные по соотношению выходная мощность – полоса пропускания. Экспериментальные результаты, не претендуя на детальное соответствие расчетным данным, подтвердили достижение полос пропускания, соответствующих по порядку величины расчетным ожиданиям.

- Синтезированные усилительные каскады реализованы в завершенных разработках пяти типов блоков радиолокационной аппаратуры, что опровергает сложившуюся оценку мощных СВЧ биполярных транзисторов, как относительно узкополосных приборов.

#### **Основные результаты диссертации опубликованы в следующих работах:**

1. Аронов В.Л., Евстигнеев А.А. Биполярные транзисторы в квазилинейных высокоэффективных усилителях мощности. // Электронная промышленность, 1998, №3-4, с.63-68
2. Аронов В.Л., Евстигнеев А.А. Моделирование мощного биполярного транзистора в усилительном режиме с учетом квазинасыщения. // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 2005, вып. 1-2, с. 24-33
3. Аронов В.Л., Евстигнеев А.А. Синтез широкополосных мощных СВЧ транзисторных каскадов, работающих в нелинейном режиме. // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 2005, вып. 1-2, с. 3-12
4. Аронов В.Л., Евстигнеев А.А., Евстигнеев А.С. Транзисторные передающие модули L и S диапазонов. // Электроника Наука, технология, бизнес. вып. №4, 2005, с.30-32
5. Аронов В.Л., Евстигнеев А.А., Евстигнеев А.С. Подадаева А.А., Поляков С.А., Требоганов Н.А. Конструкция 4-х канального приемо-передающего модуля для бортовой АФАР // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 2007, вып. 1, с. 94-102
6. Аронов В.Л., Евстигнеев А.А., Евстигнеев А.С. Эмиттерная модуляция в мощном СВЧ транзисторном каскаде. // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 2008, вып. 1, с. 38-46

7. Аронов В.Л., Евстигнеев А.А., Евстигнеев А.С. Модуляционные возможности мощного СВЧ биполярного транзистора. // Тез. докл. VII научно-техн. конф. Твердотельная электроника, сложные функциональные блоки РЭА. 2008г., стр. 42
8. Евстигнеев А.А. Мощный широкополосный усилитель для комплексированных систем радиолокации и связи. // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 2009, вып. 2, с. 73-77
9. Коренков В.И., Аронов В.Л., Григорян Р.М., Евстигнеев А.А. Модельный анализ и параметрический синтез при проектировании мощного СВЧ транзисторного каскада. // Тез. докл. IX научно-техн. конф. Твердотельная электроника, сложные функциональные блоки РЭА. 2010г., стр. 157
10. Аронов В.Л., Григорян Р.М., Евстигнеев А.А., Коренков И.В., Многоцелевой синтез мощного СВЧ транзисторного каскада.. // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. . 2011 вып. 1, с3-18.
11. Аронов В.Л., Евстигнеев А.А. Двухполосный усилитель мощности. // Патент №2187881 приоритет от 25.04.2001
12. Аронов В.Л., Евстигнеев А.А., Евстигнеев А.С. Подадаева А.А., Поляков С.А., Требоганов Н.А. Модуль активной фазированной антенной решетки. Патент №2380803 приоритет от 23.04.2008