

Многоцелевой синтез мощного СВЧ транзисторного каскада

Аронов В. Л., Григорян Р. М., Евстигнеев А. А., Коренков И. В.

Работа посвящена многоцелевому синтезу входных и выходных цепей мощного СВЧ транзисторного усилительного каскада, где в качестве цели синтеза могут выступать максимальная выходная мощность, КПД, рабочая полоса частот и другие параметры. Синтез проводится при помощи оригинально разработанной и реализованной в MATLAB математической модели транзистора, анализируемой во временной области, а также при помощи среды моделирования AWR Studio. Экспериментальные данные подтверждают эффективность синтеза. Рассмотрены перспективные направления улучшения такого средства проектирования.

Проектирование мощного СВЧ усилительного каскада должно быть ориентировано на комплекс эксплуатационных характеристик. Некоторые из них оказываются взаимно противоречивыми.

Главные характеристики, которые рассматриваются в работе – уровень выходной мощности и полоса рабочих частот. Достижение широкой полосы в определённой степени противоречит достижению высоких мощностей в результате рассогласования входной и выходной цепей в полосе частот. До сих пор единственной задачей синтеза этих цепей было приближение к максимальной достижимой мощности в рабочей полосе частот. Под синтезом здесь понимается выбор конфигурации цепи и определение численных значений параметров элементов цепи. Если такую задачу удаётся решить, то амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) каскада в широкой полосе частот оказывается существенно неравномерной. На верхней частоте выходная мощность заметно ниже, чем на нижней частоте полосы. Этот факт отражает естественную частотную зависимость усилительных возможностей самого транзистора в СВЧ диапазоне частот.

В настоящее время многие конкретные применения СВЧ транзисторных усилителей не требуют выравнивания АЧХ усилителя. Фактически в полной полосе размещаются 2-3 относительно узкополосных канала передачи, функционирование которых имеет импульсный характер и разнесено во времени. Однако такое положение, возможно, окажется временным и выравнивание АЧХ в полосе частот окажется востребованным. Используя возможности синтеза, предлагаемого в настоящей работе, можно поставить задачу выравнивания АЧХ за счёт нормированного рассогласования цепей, а также введения контролируемых потерь на входе каскада.

Другой пример необходимости многоцелевого синтеза связан с возможным требованием сохранить в широкой полосе по возможности высокие (близкие к предельным) значения КПД каскада.

Третье направление многоцелевого синтеза связано с разделением общей полосы на две части. В общем случае количество этих частных полос может быть большим, однако это станет актуальным лишь при расширении полной потенциальной полосы частот до октавы. Пока реализацию полосы равной половине октавы в сочетании с мощностью одного каскада более 100 Вт мы считаем значительным достижением.

Четвертое направление, которое находится пока в стадии начального исследования, это температурная стабильность широкополосных характеристик каскада. Некоторые эффекты рассогласования нагрузки должны быть чувствительны к температурным уходом

параметров транзистора.

Первая проблема многоцелевого синтеза связана с выбором конфигурации синтезируемой цепи. На первый взгляд, здесь очень широкое поле поиска. На практике существует ряд технологических конструктивных ограничений, а также ограничений, определяемых возможностями экспериментальной процедуры настройки усилителя. Все же поле поиска остаётся существенным.

Вторая достаточно трудоёмкая проблема связана с определением численных значений параметров элементов обеих цепей согласования. Такая задача впервые была решена в работе [1] с привлечением анализа выходных параметров усилительного каскада в реальном нелинейном режиме. Тогда и в настоящей работе использовались среда AWR Design Environment и программы собственной разработки в среде Matlab.

При анализе генератор возбуждения вместе с входной цепью согласования, а также нагрузка вместе с выходной цепью согласования свернуты к эквивалентным генератору возбуждения и нагрузке на электродах модели транзистора. Формулирование модели и разработка методики анализа такой задачи путём решения системы нелинейных дифференциальных уравнений во временной области описаны в работе [2]. В результате анализа, проведённого в достаточно широком поле вариации параметров эквивалентной нагрузки и эквивалентного генератора, удаётся сформулировать целевые функции для последующей оптимизации параметров входной и выходной согласующих цепей с реальной конфигурацией. Именно эта процедура представляет собой завершающую стадию синтеза для частной конфигурации цепей. Далее предстоит оценить достигнутый уровень соответствия первично сформулированным требованиям к параметрам каскада. По результатам оценки возможно проведение новых системных итераций синтеза, связанных с модификацией конфигурации цепей либо с изменением режима работы транзистора. По результатам оценки возможно переформулирование требований к параметрам каскада либо решение о замене используемого типа транзистора.

Общим моментом многоцелевого синтеза оказывается резкое нарастание трудоёмкости, связанное, в первую очередь, со спецификой используемых программных средств. По-существу, синтез с учётом сразу нескольких выходных параметров требует проведения целого ряда итераций. Каждая системная итерация может быть представлена цепочкой анализ-синтез-анализ. Первая трудность до последнего времени состояла в том, что анализ и синтез реализованы в разных вычислительных системах. Эта проблема решена за счёт объединения четырёх независимо разработанных программ. Первая программа анализирует область допустимых нагрузок и вариацию эквивалентных входных импедансов для нелинейной модели транзистора в одной или двух характерных точках анализируемой полосы частот. Используя полученные данные, две последующие программы осуществляют синтез обеих согласующих цепей, и, наконец, последняя программа выдает достигнутые эксплуатационные параметры усилительного каскада в полосе частот. В результате проведённой работы время выполнения одной системной итерации многоцелевого синтеза удалось снизить с 2-3 часов до 30 минут. При реальном проектировании общее количество системных итераций на каждом этапе, отделённом от последующего экспериментальными исследованиями, может достигать десятка. Эти данные позволяют судить об актуальности всемерного снижения времени машинного счёта каждой программы и времени обработки результатов.

1. Определение области допустимых нагрузок

Определение области допустимых нагрузок (ОДН) [1] представляет собой первый и самый принципиальный шаг при постановке синтеза согласующих цепей мощного

транзисторного усилительного каскада. Процедура включает проведение большого числа регулярных частных итераций (100 или более). В результате машинного анализа вычисляется массив значений выходного эксплуатационного параметра, например, выходной мощности в координатах g_n (активная проводимость нагрузки на электродах модели транзистора), $ceff$ (эффективная ёмкость, сопряжённая с получаемой из анализа реактивной проводимостью нагрузки, имеющей индуктивный характер).

Такой, на первый взгляд, искусственный способ определения параметров нагрузки позволяет оперировать параметрами нагрузки, которые относительно слабо изменяются в диапазоне частот. В частности, это позволяет в большинстве случаев использовать ОДН, рассчитанную только на верхней частоте.

Полученный массив значений P_{out} в поле значений параметров эквивалентной нагрузки в трёхмерном представлении образует куполообразную поверхность. Вершина этой фигуры соответствует максимально достижимой мощности, а её координаты отражают параметры оптимальной эквивалентной нагрузки. Если взять уровень мощности на 0,5 дБ (к примеру) меньше максимального значения, то проекция линии пересечения этого уровня с упомянутой фигурой на плоскость аргументов образует некоторую овальную замкнутую область. Координаты точек внутри этой области соответствуют параметрам эквивалентной нагрузки, которые обеспечивают заданный уровень рассогласования выходной цепи – мощность не падает ниже чем на 0,5 дБ по отношению к максимальному значению. Такая область названа областью допустимых нагрузок (ОДН).

Подобный приём можно использовать и для входной цепи, но только в форме комплексного входного сопротивления. Параметрами эквивалентного генератора возбуждения выгодно взять r_{sg} – эквивалентное активное сопротивление генератора и L_{eff} – эффективную индуктивность, сопряжённую с получаемым из анализа реактивным сопротивлением генератора возбуждения, которое имеет ёмкостной характер. Два этих параметра относительно мало зависят от частоты.

Возвращаясь к определению ОДН, нужно обеспечить минимальные затраты машинного времени при анализе эксплуатационных параметров каскада при вариации нагрузки. Первая идея состоит в том, чтобы при переходе от одной расчётной точки ($g_n, ceff$) к другой соседней точке, например ($g_n+dgn, ceff$), использовать условия достигнутого установившегося режима в первой точке в качестве начальных условий для анализа следующей точки, поскольку весь анализ выполняется во временной области [2]. Как выяснилось, программная реализация этой идеи даёт практически двукратный выигрыш по времени счёта.

Следующая сопряжённая с названной идея состоит в том, чтобы перебор расчётных точек в пределах намеченной сетки значений аргументов происходил не по обычным строчным правилам, когда после завершения счёта в одной строке продолжение счёта начинается со следующей строки, а по зигзагообразному пути. После завершения одной строки, к примеру слева направо, следующая строка прочитывается справа налево. При этом переход со строки на строку сопровождается не скачком, а слабым изменением начальных условий. Такой приём создаёт дополнительный примерно 10-процентный выигрыш во времени. Важным фактором оказалось ограничение времени анализа на каждой частной итерации. Введён критерий достижения установившегося режима. Выбирается один из режимных параметров, например, напряжение на нагрузке, и оценивается разница максимальных значений этого напряжения для текущего и предыдущего периодов СВЧ сигнала. Режим считается установившимся, если разница

для двух последних пар периодов оказывается меньше 0,1 В (к примеру). Большую роль здесь играет выбор параметра, используемого в качестве критерия остановки счёта. В качестве параметра могут быть использованы: выходная мощность, ток коллектора, напряжение на нагрузке и др. Например, при условии приращения выходной мощности на 1 Вт количество периодов составляет 10-25, а при условии приращения напряжения на нагрузке 0,1 В – всего 5-10. При этом общее время счёта уменьшается почти в два раза. Полезным с точки зрения экономии времени оказалось искусственное исключение из анализа примерно 15% точек, расположенных по углам прямоугольной сетки, превратившее прямоугольное поле в восьмиугольник. Таким образом, можно использовать то обстоятельство, что результирующая ОДН имеет характер овальной фигуры.

Типовой пример расчёта выходной мощности выполнен для усилительного каскада с отечественным транзистором типа 2Т9199А на частоте 1,5 ГГц (рис. 1).

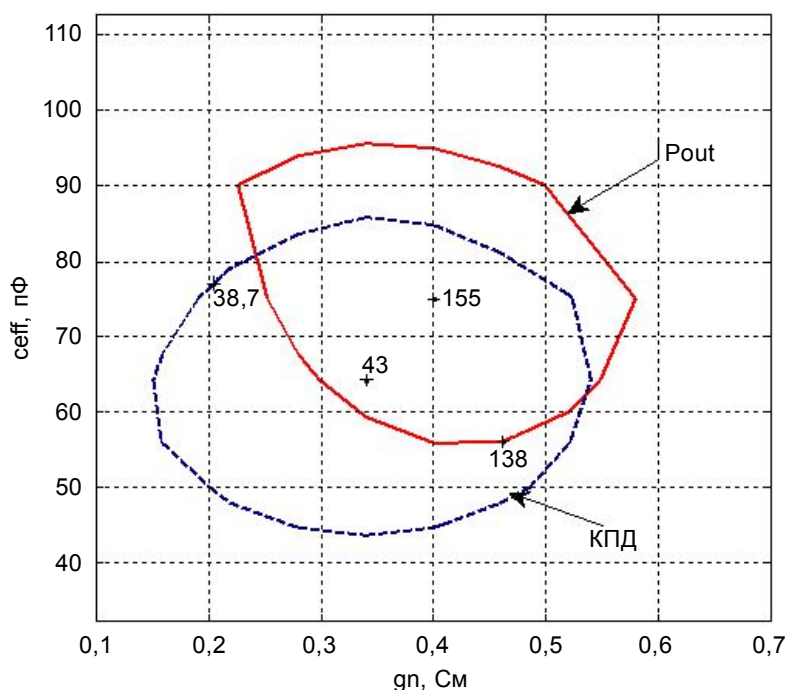


Рис. 1

ОДН усилительного каскада с транзистором типа 2Т9199А на частоте 1,5 ГГц

Выходная импульсная мощность этого транзистора на частоте 1,5 ГГц при напряжении коллекторного питания 35 В и при мощности возбуждения 30 Вт превышает 150 Вт. При этом входная цепь оптимизирована в точке оптимальной настройки выходной цепи по критерию максимальной выходной мощности. Чтобы выбрать параметры цепи возбуждения $r_{sg} = 0,13$ Ом и $L_{eff} = 0,072$ нГн, потребовалось провести одну предварительную итерацию анализа ОДН. Окончательно ОДН представляет собой результат обработки полученного массива значений P_{out} . При этом должен быть задан уровень (или несколько уровней) P_{out_min} , которому будет соответствовать искомая ОДН. В нашем случае этот уровень составляет -0,5 дБ. Графически ОДН в названном определении представлена на рис. 1 сплошной линией.

Кроме эффекта зависимости выходной мощности от рассогласования выходной цепи важно представлять себе, что происходит при этом во входной цепи. Она тоже может испытывать рассогласование. Может быть рассчитана фигура, соответствующая

по структуре ОДН. В качестве аргументов выступают те же параметры g_n , c_{eff} , а функцией является входная мощность; в качестве критерия использовано снижение уровня входной мощности на 10% по отношению к номинальной мощности возбуждения. Полученная фигура отражает эффект рассогласования входной цепи при рассогласовании выходной цепи. В данном конкретном примере с транзистором типа 2Т9199А получаемая область существенно шире ОДН, что свидетельствует о низком уровне внутренней обратной связи в транзисторе этого типа и лишний раз подчёркивает первичность и важность проблемы, связанной с проектированием выходной цепи. Нельзя исключить такую ситуацию, когда основное внимание придётся переключить с выходной цепи на входную цепь, как это может случиться при исследовании усилителя с полевыми транзисторами.

Отвечая тематике комплексного синтеза, на рис. 1 пунктиром показана ОДН, построенная в отношении не к выходной мощности, а в отношении КПД коллекторной цепи анализируемого каскада. В качестве критерия использовано снижение КПД на 10% по отношению к максимуму. Положение максимального КПД заметно смещено относительно максимума P_{out} , также взаимно смещены и две ОДН, хотя они имеют и значительную общую площадь. Здесь представляется возможность выбора компромисса между выходной мощностью и КПД в полосе частот. Например, можно сформировать обобщённую ОДН, разместив её на общей площади двух частных ОДН. При этом условия синтеза широкополосной цепи окажутся более жесткими и придётся организовывать машинный эксперимент, чтобы ответить на вопрос, удастся ли свести воедино желаемые требования к эксплуатационным характеристикам усилителя. Результаты такого компромиссного подхода для транзистора типа 2Т9199А оказались незначительными. Можно предполагать, что названные возможности станут востребованы для таких условий, когда реальные КПД окажутся в районе 70%, а не 40-50%, как в данном примере.

Возможно построение и последующий анализ частных ОДН применительно к задаче минимизации эффектов внешних воздействующих факторов, например, повышенной температуры. Однако здесь это направление обсуждаться не будет, поскольку для типового каскада с транзистором типа 2Т9199А температурная зависимость параметров усилителя, как показал анализ, выражена слабо. По другим типам приборов материала ещё недостаточно.

Для полноценного синтеза выходной цепи может потребоваться анализ ОДН на других частотных точках полосы. На рис. 2 представлены ОДН для P_{out} и КПД для типового примера на частоте 1,0 ГГц. Как видно, здесь обе области существенно шире тех, которые получены на частоте 1,5 ГГц. При этом сама максимальная выходная мощность выросла со 152 Вт до 218 Вт, а максимальное значение КПД выросло с 37% до 53%.

Актуальной представляется задача выравнивания АЧХ каскада в полосе частот. Для анализа подобной идеи возможно построение двух ОДН. Одна из них будет определять нижнюю границу P_{out} , другая – верхнюю границу. При синтезе целевая функция должна быть уложена в коридор между этими двумя ОДН. Такая сдвоенная система ОДН для избранного типового примера на частоте 1 ГГц была рассчитана. Сразу стал очевидным тот факт, что эти две фигуры чрезвычайно неудобны для синтеза из-за крайне неравномерной ширины «коридора». Помимо синтеза это же обстоятельство чрезвычайно усложнит экспериментальную реализацию, где и так уже имеется опасность потери устойчивости и возникновения низкочастотного возбуждения

[3]. Другой путь решения задачи выравнивания выходной мощности в полосе частот связан с рассогласованием и внесением контролируемых потерь во входной цепи каскада. Служебную роль в этом варианте будет выполнять ОДН на нижней частоте, определяемая при пониженном уровне входной мощности. Такой расчёт был выполнен на частоте 1 ГГц для входной мощности 15 Вт вместо номинального значения 30 Вт. Максимальная выходная мощность при этом практически уравнилась с тем значением, которое было получено на верхней частоте.

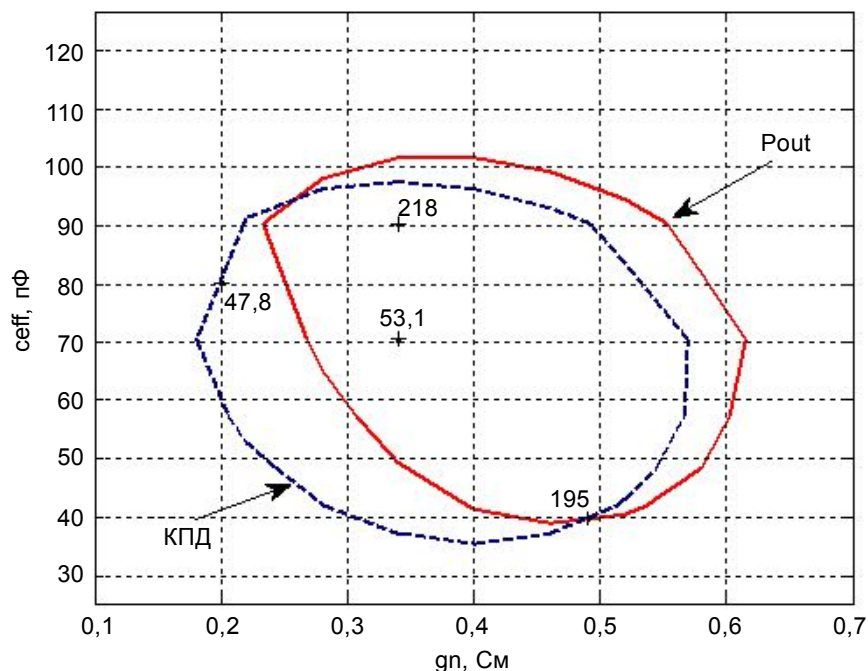


Рис. 2

ОДН усилительного каскада с транзистором типа 2Т9199А на частоте 1 ГГц

2. Синтез входной цепи каскада

Синтез входной цепи опирается на полученные из анализа значения r_{in} и L_{in} в предположении о том, что оба параметра остаются неизменными в полосе частот. Финишный анализ показывает обоснованность такого допущения. Предварительно для типового примера можно сравнить значения обоих параметров для точки с максимальной мощностью на двух частотах 1 ГГц и 1,5 ГГц.

$$r_{in}(1) = 0,15 \text{ Ом}; L_{in}(1) = 0,0715 \text{ нГн};$$

$$r_{in}(1,5) = 0,12 \text{ Ом}; L_{in}(1,5) = 0,0717 \text{ нГн}.$$

Для рассматриваемого конкретного примера и для нескольких типов других доступных для анализа мощных транзисторов обсуждаемое допущение оказывается вполне приемлемым. Конфигурация входной согласующей цепи оказывается достаточно простой и весьма консервативной (рис. 3). Внутри корпуса размещены два звена согласования типа ФНЧ, в других приборах может использоваться одно звено. Роль индуктивности 1-го звена выполняет L_e . Эта индуктивность ранее уже была использована в нелинейной модели транзистора как параметр, нормализующий форму входного тока и в то же время отвечающий реальной конструкции. По величине L_e очень близка L_{in} . Индуктивность 2-го звена $L_{2i} = 0,2 \text{ нГн}$. Ёмкости 1-го и 2-го звеньев $C_{1i} = 170 \text{ пФ}$ и $C_{2i} = 43 \text{ пФ}$, последнее значение дано с учётом ёмкости корпуса. Эти параметры выбрал Д. А. Евстигнеев в процессе разработки транзистора, опираясь на расчёты и большой

экспериментальный опыт.

Далее в цепи присутствует ещё один параметр корпуса – индуктивность вывода, величина которой при правильном монтаже транзистора и внешней согласующей платы составляет $L_{3i} = 0,5$ нГн или больше, если этого потребует синтез. На плате размещается площадка для присоединения вывода, образующая при этом ёмкость C_{2i} , величина которой может оказаться значительной (20-30 пФ). Параллельная индуктивность L_{di} выполняет функцию эмиттерного дросселя, обеспечивая короткое замыкание по постоянному току между эмиттером и базой. В отдельных случаях здесь могут быть использованы манганиновые проволочки для организации автосмещения. В типовом примере индуктивность дросселя принята равной 2 нГн. Внешняя согласующая цепь включает далее 50-омную микрополосковую линию, длина которой обозначена l_{li} , и ёмкость C_{1pi} в виде нескольких небольших площадок, подключаемых к линии на выбранном расстоянии от транзистора. В отдельных случаях между выводом транзистора и полосковой линией может быть введена последовательная ёмкость C_{3i} (на рисунке не показана).

Таким образом, четыре (или пять с учётом C_3) параметра внешней цепи являются элементами оптимизации. Единственный критерий оптимизации – согласование входного сопротивления транзистора с генератором возбуждения, имеющим внутреннее сопротивление 50 Ом. Критерий согласования – величина коэффициента стоячей волны (КСВ) в полосе частот (обычно $КСВ < 1,5$).

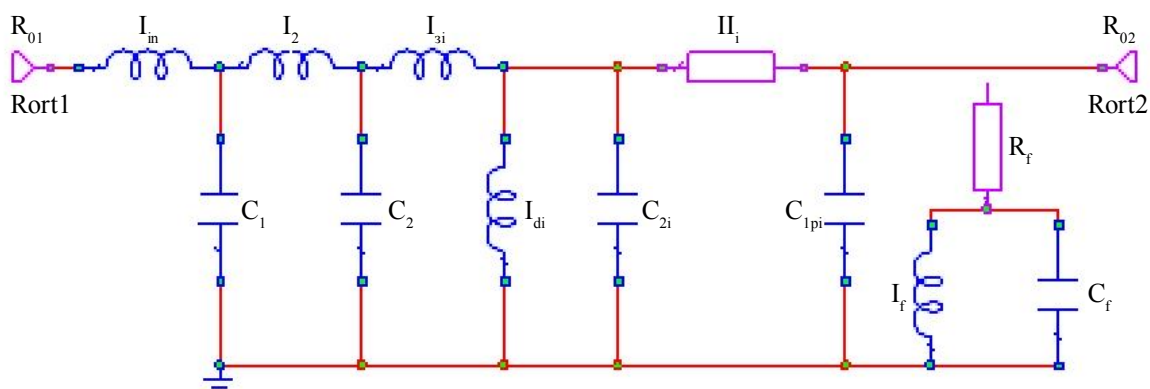


Рис. 3

Конфигурация входной согласующей цепи

Другой вариант состоит в том, что вся согласующая цепь представлена в виде четырёхполюсника. Входной порт по-прежнему имеет характеристическое сопротивление 50 Ом, а выходной порт имеет характеристическое сопротивление равное r_{sg} . Элемент L_{in} волевым порядком включён в состав четырёхполюсника.

В таком представлении критерий синтеза для цепи без потерь имеет вид:

$$|S(1,2)| > \sqrt{1 - \frac{K0-1}{K0+1}}. \quad (1)$$

Здесь $K0$ – значение КСВ, установленное в качестве критерия согласования. Новое качество такое представление приобретает, если возникает необходимость учесть потери в элементах цепи, например в МОП-конденсаторах. Еще более актуальным такое представление оказывается при проектировании входной цепи со специально введёнными селективными потерями. Здесь возможно много вариантов. Рассмотрен один пример, возможно, не самый удачный. На рис. 3 показано такое звено с резистором вблизи

выходного порта. Оно может быть присоединено к общей цепи параллельно выходному порту. Вариант синтеза выходной цепи со специально введёнными селективными потерями представляет, на наш взгляд, определённую новизну.

Упомянутый эквивалентный четырёхполюсник с портами с разными характеристическими сопротивлениями описывается на каждом шаге анализа матрицей S-параметров, которая несёт в себе существенную специфику. Если обозначить порт, обращённый ко входу транзистора, Port1 и порт, обращённый к нагрузке, Port2, то мощность, поступающая в нагрузку равную по исходному предположению r_{sg} (номинальное активное входное сопротивление транзистора), может быть выражена следующим образом:

$$P1n = \frac{|S(1,2)|^2}{(1 - |S(1,1)|^2) \cdot \frac{R02}{R01}} \cdot P2n. \quad (2)$$

Здесь: $P2n$ – номинальная мощность источника возбуждения; $R01, R02$ – характеристические сопротивления соответствующих портов; $S(1,1), S(1,2)$ – параметры ненормированной матрицы четырёхполюсника; $P1n$ – мощность в нагрузке, величина которой комплексно сопряжена с выходным сопротивлением цепи возбуждения. Это обстоятельство и даёт право называть эту мощность номинальной мощностью эквивалентного источника возбуждения на входных электродах транзистора.

В частном случае при отсутствии потерь в согласующей цепи $P1n = P2n$.

Интересно отметить, что в системе AWR Design Environment вычисляемые значения $S(1,2)$ и $S(2,1)$ представляются в нормированной форме:

$$S(1,2)n = S(1,2) \cdot \sqrt{\frac{R02}{R01}},$$

$$S(2,1)n = S(2,1) \cdot \sqrt{\frac{R01}{R02}}.$$

В результате сохраняется фундаментальное соотношение для пассивных цепей $S(1,2)n = S(2,1)n$.

При использовании системы AWR Design Environment выражение (2) для нормированных параметров приобретает совсем простой вид:

$$P1n = \frac{|S(1,2)|^2}{(1 - |S(1,1)|^2)} \cdot P2n. \quad (3)$$

Таким образом, в общем случае при наличии потерь эквивалентный источник возбуждения транзистора обретает 3 необходимых параметра: r_{sg} и x_{sg} – эквивалентное внутреннее сопротивление (активная и реактивная части) и номинальную мощность источника $P1n$ (что равносильно заданию эквивалентного ЭДС).

Параметры r_{sg} и x_{sg} выражаются из комплексного $S(1,1)$:

$$r_{sg} = \operatorname{Re}(R01 \cdot \frac{1 + S(1,1)}{1 - S(1,1)}),$$

$$x_{sg} = \operatorname{Im}(R01 \cdot \frac{1 + S(1,1)}{1 - S(1,1)}). \quad (4)$$

Располагая этими параметрами, можно выразить входную мощность для нагрузки

равной R_{01} . Это будет реальная мощность возбуждения для гипотетического транзистора с номинальным входным сопротивлением:

$$P_{in} = |S(1,2)|^2 \cdot P_{2n}. \quad (5)$$

Именно этот параметр может быть использован в качестве целевой функции, однако опыт синтеза нескольких вариантов входных цепей с селективными потерями выявил неожиданный факт. Существующие алгоритмы оптимизации стремятся исключить потери, обеспечивая требуемый эффект преимущественно за счёт рассогласования. Это делает схему очень труднореализуемой и очень чувствительной при сопряжении с внешними цепями.

Для исправления ситуации введена новая целевая функция F , совмещающая требования к P_{in} и к уровню входного согласования:

$$F = P_{in} \cdot (1 - |S(1,1)|). \quad (6)$$

С использованием такой целевой функции достигается эффект выравнивания выходной мощности, хотя достижение результата в широкой полосе требует дополнительных усилий.

Для входной цепи, конфигурация которой показана на рис. 3, проведён синтез двухполосной схемы с рабочими полосами частот 1,0-1,05 ГГц и 1,50-1,55 ГГц. На рис. 4 представлены критерии оптимизации для целевой функции r . Штриховкой помечены границы области, в которой желательно было бы удерживать целевую функцию. Сплошной линией показан окончательный результат синтеза, который даёт лишь некоторое приближение к желаемой картине.

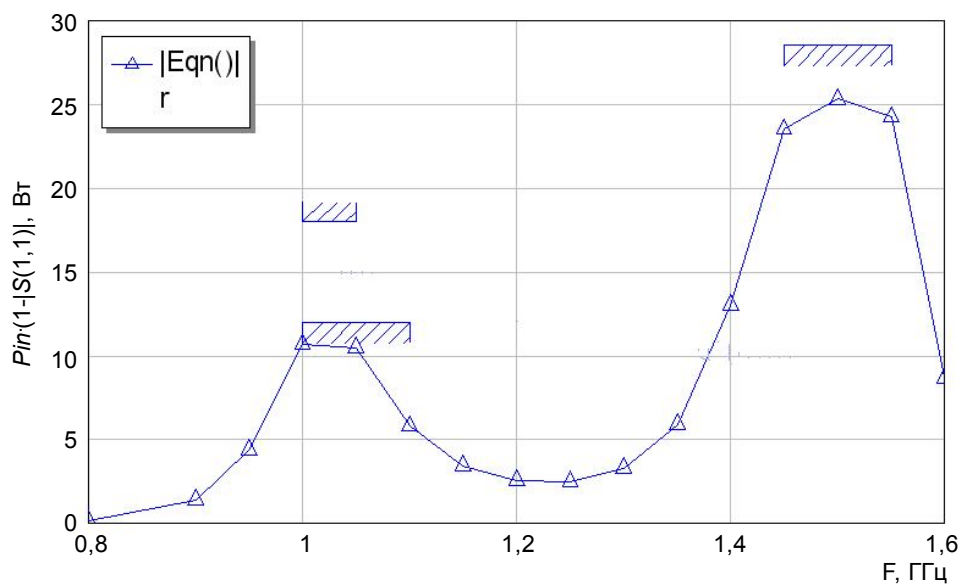


Рис. 4

Критерий оптимизации для целевой функции P_{in} в полосе частот

Параметры цепи при введении локальных потерь приведены в таблице 1, причём изменяемые в процессе синтеза параметры помечены знаком *.

Параметры входной цепи

Параметры	lin	cli	l2i	c2i	l3i*	ldi	c2pi*	lli*	clpi*	Rf*	cf*	lf*
Размерность	нГн	пФ	нГн	пФ	нГн	нГн	пФ	мм	пФ	Ом	пФ	нГн
Значение	0,072	170	0,2	44	0,69	2	31,7	6,1	5,4	90	2,0	5,93

Попытки получить подобные же результаты без использования потерь только за счёт рассогласования предпринимались, но они не приводятся. В рассмотренном варианте алгоритм настройки можно проследить. Исключение потерь на верхнем краю полосы частот достигается предварительной настройкой контура Cf, lf, а уровень потерь в первом приближении можно регулировать выбором Rf. В остальном настройка тяготеет к стандартной по критерию малых отражений в полосе частот.

Машинный анализ, надо полагать, намного сложнее и отчасти использует рассогласование для достижения цели.

Результирующая АЧХ представлена ниже после проведения синтеза выходной цепи. Там же дано сопоставление входных мощностей гипотетического транзистора и транзистора, анализируемого в каждой частотной точке. Это даёт возможность, в частности, проверить сделанные ранее допущения о постоянстве гипотетического $r_{sg} = R_{01}$ в полосе частот.

3. Синтез выходной цепи усилительного каскада

Этот этап синтеза оказывается наиболее принципиальным для транзисторного каскада, работающего в существенно нелинейном режиме. Здесь невозможно воспользоваться понятием выходного импеданса транзистора. Вместо этого приходится пользоваться понятием оптимальной проводимости нагрузки, причём само понятие оптимальности является многообразным.

Применительно к оптимизации по выходной мощности алгоритм синтеза был предложен в [1] и многократно использован при проектировании мощных СВЧ транзисторных усилителей [4, 5].

Главный фактор синтеза – ОДН, определение которой дано выше.

Если обозначить границы ОДН как крайние точки координаты по оси gn (gn_max и gn_min) и крайние точки по оси Ceff (Ctff_max и Ctff_min), то нормирующие множители по каждой оси имеют вид:

$$k_x = \frac{gn_max - gn_min}{2}, \quad (7)$$

$$k_y = \frac{Ceff_max - Ceff_min}{2}.$$

Нормированные координаты центра области:

$$x_0 = \frac{gn_max + gn_min}{2 \cdot k_x}, \quad (8)$$

$$k_y = \frac{Ceff_max + Ceff_min}{2 \cdot k_y}.$$

Нормированные координаты текущей проводимости нагрузки:

$$x = \frac{\text{Re}(y_n)}{k_x}, \quad (9)$$

$$y = \frac{\text{Im}(y_n)}{k_y}.$$

Квадрат модуля вектора нормированной проводимости нагрузки:

$$r^2 = (x - x_0)^2 + (y - y_0)^2. \quad (10)$$

Граница ОДН при такой нормировке соответствует $r = 1$. Здесь, конечно, заложено допущение о возможности сведения реальной формы ОДН к окружности путём описанной нормировки.

Выражение r в соответствии с [1] принимается в качестве целевой функции, а критерий синтеза в первом приближении принимается $r < 1$ либо может быть использован другой более жесткий критерий, например $r < 0,5$.

Для избранного типового примера каскада на транзисторе типа 2Т9199А в полосе 1-1,5 ГГц синтез выходной цепи с привлечением синтеза входной цепи по критерию наилучшего согласования в каждой частотной точке даёт выходную мощность и КПД, представленные в таблице 2. Там же показаны расчётные параметры, полученные в идеальных условиях оптимального согласования с нагрузкой в каждой точке полосы.

В таблице 2 показан также КПД каскада с синтезированной выходной цепью.

Таблица 2

Значения выходной мощности и КПД в полосе частот

F, ГГц	0,9	0,95	1	1,05	1,1	1,2	1,3	1,4	1,45	1,5	1,55	1,6
P _{тип} , Вт	33	183	201	203	192	184	177	160	156	155	144	106
КПД _{тип} , %	20	52,1	54,1	53,2	51	49,1	48,2	46,1	44,9	43,8	42,6	41,6
P _{опт} , Вт	235	227	220	213	207	194	181	168	161	155	148	142
КПД _{опт} , %	54,1	53,2	52,3	51,4	50,5	48,8	47	45,3	44,1	43,5	42,6	41,7

Была предпринята попытка использовать компромиссное ОДН, используя лишь общую область двух ОДН – по мощности и по КПД. Для использованного примера результаты в полной полосе оказались настолько мало отличимыми от исходного варианта, что их нет смысла приводить. Можно предположить, что для достижения положительного результата необходимо либо иметь достаточный резерв для оптимизации синтеза, либо следует снизить требования, например, сузить полосу рабочих частот.

Рассмотрим пути расширения возможностей оптимизации в ходе синтеза. Основные возможности связаны с усовершенствованием конфигурации цепи. Для выходной цепи конфигурация сложнее, чем для входной. Отличие в том, что в большинстве типов мощных приборов внутри корпуса размещается параллельная индуктивность L_p с блокировочным конденсатором C_{bl} . Описанный узел конструкции решающим образом расширяет широкополосные возможности транзистора. При этом многочисленные варианты синтеза при проектировании мощных транзисторных усилителей обнаруживают одну закономерность, которая проявляется примерно в 80% случаев. Самым критичным параметром оказывается индуктивность коллекторного вывода. Синтез неизменно требует снижения величины этой индуктивности. Тот же вывод следует и из экспериментальных исследований. В какой-то мере проблема может быть решена за счёт конструкции корпуса, однако имеется и другая возможность: ввести еще одно звено типа ФНЧ внутри корпуса транзистора между кристаллодержателем и внешним коллекторным выводом.

Схема выходной цепи показана на рис. 5. Помимо уже названных L_p и C_{bl} внутри корпуса транзистора находятся: L_{ks} – паразитная индуктивность, определяемая взаимной индуктивностью в системе соединительных проводников, а также паразитная индуктивность проводников от кристаллодержателя до вывода L_{cl} и C_{cl} – ёмкость корпуса. Индуктивность вывода обозначена L_{3o} . Грубая оценка даёт $L_{ks} = 0,04$ нГн, $L_{cl} = 0,1$ нГн, $C_{cl} = 4$ пФ.

Величину L_{30} даже при самом тщательном монтаже не удастся сделать меньше 0,45 нГн. При типовом синтезе параметры L_{cl} и C_{cl} не играют заметной роли. При обсуждении гипотетической модернизации воспользуемся этими параметрами как элементами специально введённого звена с оптимизируемыми в ходе синтеза значениями. Параметры цепи на внешней выходной плате имеют ту же конфигурацию, что и на входной плате, они имеют те же обозначения, только индекс «i» заменен на «o».

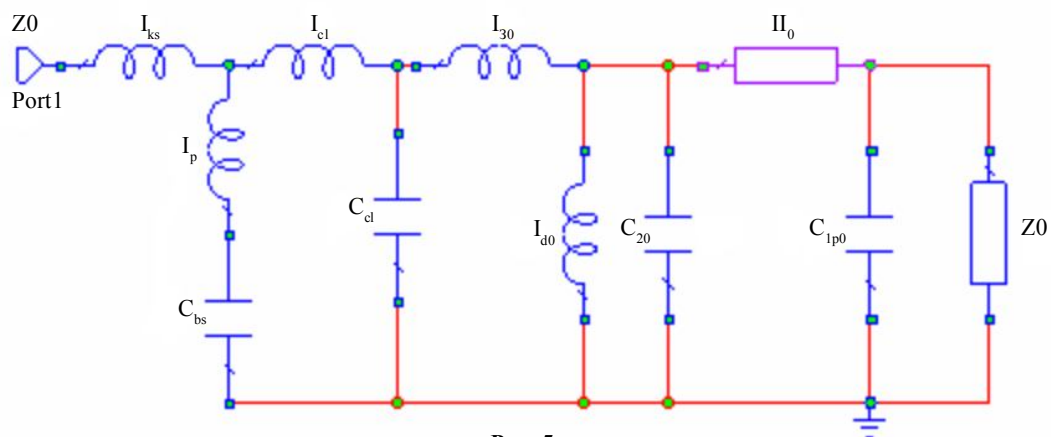


Рис. 5

Конфигурация выходной согласующей цепи

На рис. 6 показаны АЧХ и КПД при гипотетической модернизации выходной цепи используемого типового примера. Для сравнения там же показана АЧХ, достижимая в существующих условиях (см. табл. 2).

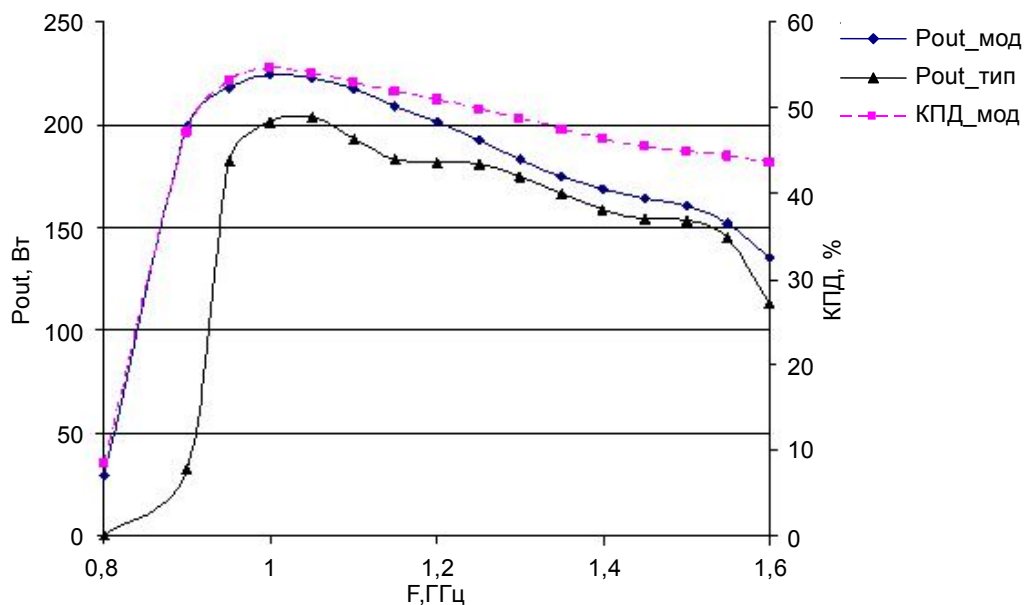


Рис. 6

Типовая АЧХ при модернизации выходной цепи

В таблице 3 представлены параметры выходных цепей в результате синтеза для типового и модернизированного вариантов. Как видно на рис. 6, выигрыш в величине выходной мощности в заданной полосе частот оказывается невелик. Такой результат позволяет надеяться на заметное упрощение процесса экспериментальной настройки каскада. Попытки усложнения внешней части согласующей цепи (как альтернатива достаточно сложной модернизации конструкции транзистора) не дают для типового

примера заметного выигрыша. Это относится, в частности, к попытке введения ещё одного наружного звена согласования типа ФНЧ. Характерно, что в практике экспериментальной настройки введение дополнительного звена даёт иногда определённый положительный эффект, но это, видимо, следует связывать с ограниченными возможностями оператора, не имеющего однозначного алгоритма настройки схемы с несколькими степенями свободы.

Таблица 3

Параметры выходной цепи

Параметры	Lks	Lp	Cbl	Lcl	Ccl	L3o*	Ldo	C2o*	llo*	C1po*
Размерность	нГн	нГн	пФ	нГн	пФ	нГн	нГн	пФ	мм	пФ
Тип. схема	0,04	0,27	320	0,1	4	0,45	7	29,3	6,81	4,3
Модерн. схема	0,04	0,27	320	0,446*	30,7*	1,28	7	8,1	6,62	2,9

На этапе синтеза как входной, так и выходной цепей возможно исследование вариантов создания не широкополосных, а двухполосных АЧХ. Для этого достаточно установить не один широкий, а два узких ограничения для целевой функции. Такой приём даёт определённый выигрыш, однако для транзистора, избранного в качестве типового примера, этот выигрыш в отношении выходной мощности для первоначально заданной полосы частот оказывается незначительным. Укажем, что для транзистора с относительно примитивной выходной цепью без параллельного контура (2Т9199А) «двугорбый» синтез даёт заметные положительные результаты.

Завершая обзор возможностей многофункционального синтеза выходной цепи усилительного каскада, следует упомянуть о том, что использованное упрощающее допущение, связанное с постоянством параметров в полосе частот, не является обязательным. Необязательно также сохранять единое ОДН в полосе частот. И целевая функция, и критерии ограничения в поле нормированного ОДН могут быть функциями частоты. Такие машинные эксперименты применительно к типовому примеру и к нескольким подобным транзисторам были реализованы, однако полезный эффект оказался незначительным. Не исключено, что такие возможности будут востребованы для приборов, обладающих повышенной внутренней обратной связью. Такая ситуация вполне вероятна при продвижении мощных транзисторов на более высокие рабочие частоты.

4. Анализ АЧХ усилительного каскада с синтезированными цепями

Этот завершающий этап синтеза цепей широкополосного усилительного каскада даёт представление о степени приближения к той совокупности эксплуатационных характеристик, которые были первоначально сформулированы. В другой ситуации анализ даёт представление о потенциальных возможностях транзистора либо позволяет оценить эффект тех или иных новых схемных решений. В основе анализа лежит тот же алгоритм, который был использован на первом этапе построения ОДН, однако теперь параметры эквивалентного генератора возбуждения и параметры эквивалентной нагрузки определены и остаётся провести анализ в полосе частот. На этапе финишного анализа использована идея последовательного учёта начальных условий при переходе от одной частотной точки к ближайшей следующей.

Далее рассмотрен ряд результатов, оправдывающих ранее сделанные допущения и отложенные примеры.

1. Типовая АЧХ каскада с оптимизированными цепями представлена в таблице 2. Помимо этого финишный анализ позволяет проследить за реальной входной мощностью

в полосе частот (таблица 4).

Таблица 4

Параметры синтезируемого каскада

Частота, ГГц	0,9	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6
Мощность, Вт	28,2	29,0	29,1	28,6	28,4	28,8	29,5	26,7
r_{in} , Ом	0,19	0,16	0,16	0,17	0,17	0,15	0,12	0,23
Lin , нГн	0,066	0,072	0,071	0,071	0,072	0,069	0,071	0,074

Отличие приведённого параметра от номинальной мощности возбуждения 30 Вт отчасти говорит о достигнутом качестве синтеза, отчасти свидетельствует о справедливости допущения $r_{in} = \text{Const}$ и $Lin = \text{Const}$ в полосе частот. Другое подтверждение справедливости названного допущения даёт сопоставление принятых значений $r_{in} = 0,13$ Ом и $Lin = 0,072$ нГн с реальными значениями для каждой частотной точки в той же таблице.

2. На рис. 4 были приведены частичные результаты попытки выравнивания АЧХ в полосе частот за счёт введения селективных потерь и усложнения синтеза.

На рис. 7 представлена АЧХ для синтезированной схемы каскада с учётом результатов рис. 4. Цель, можно считать, достигнута: максимальные мощности в пределах верхней и нижней полос практически совпадают, хотя сами полосы заметно различаются.

Здесь можно вернуться к проверке допущений, сделанных при синтезе входной цепи. В таблице 5 представлено сопоставление значения входной мощности $PinD$ гипотетического транзистора с постоянными r_{in} и Lin в полосе частот и входной мощности транзистора в анализируемом каскаде Pin с реальными входными сопротивлениями z_{in} .

Хорошее совпадение сравниваемых значений свидетельствует о справедливости сделанных допущений.

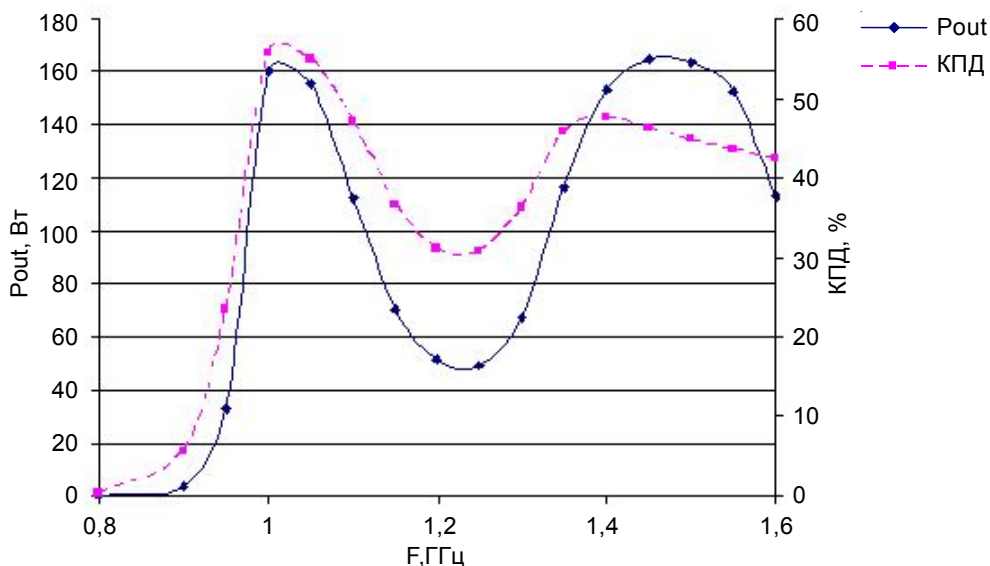


Рис. 7

АЧХ и КПД для синтезированной схемы каскада на транзисторе типа 2Т9199А

Значения входной мощности в полосе частот

F, ГГц	0,9	0,95	1	1,05	1,1	1,15	1,2	1,25	1,3	1,35	1,4	1,45	1,5	1,55	1,6
PinD, Ом	5,9	10	14	14	11,7	9,6	8,6	8,9	10,6	14,7	21,7	28	29,5	28,3	18,9
Pin, Ом	4,1	8	13,5	14,1	11,7	9,7	8,6	8,5	9,5	13,1	21	27,7	29,4	28	15,8

3. Следовало бы также представить результаты, подтверждающие широко использованное выше допущение о постоянстве параметров g_n и C_{eff} в полосе. Наиболее объективным подтверждением использованного допущения можно считать сопоставление данных о максимально возможной мощности в каждой частотной точке, представленных в таблице 2, и данных наиболее удачного синтеза, представленных на рис. 6.

4. На рис. 8 показана экспериментально реализованная АЧХ каскада на транзисторе типа 2Т9199А в режиме типового примера, пунктиром показана расчётная характеристика после типового синтеза (табл. 2). Как видно, имеет место качественное соответствие расчётных и экспериментальных данных. Здесь сознательно не обсуждается количественное соотношение результатов, которое потребовало бы проблемного разбирательства в отношении достоверности параметров использованной модели транзистора. С другой стороны, для подобного обсуждения необходим тоже проблемный анализ погрешностей экспериментальной реализации синтезированных цепей.

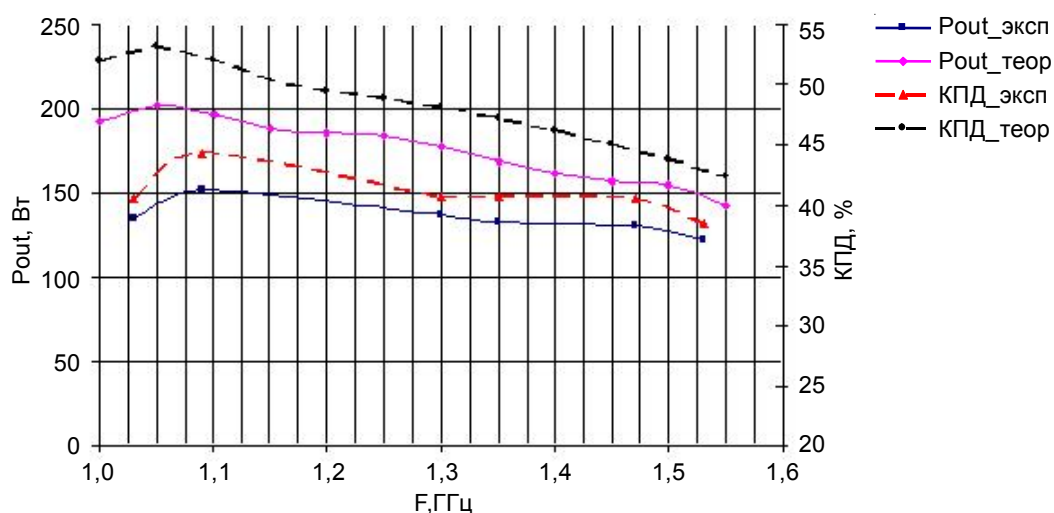


Рис. 8

Экспериментальная АЧХ каскада на транзисторе типа 2Т9199А

Заключение

Синтез цепей мощного СВЧ транзисторного усилительного каскада, работающего в существенно нелинейном режиме, может быть применён к комплексу эксплуатационных требований.

В основе синтеза заложены результаты многократно используемого анализа нелинейной модели транзистора при вариации нагрузки, параметров возбуждения и частоты. Синтез основан на использовании целевой функции в поле заранее оформленной области допустимых нагрузок (ОДН). Многоцелевой синтез обсуждается на типовом примере усилительного каскада с отечественным транзистором типа 2Т9199А, однако он может быть применён к приборам других типов, возможно, приборам других классов.

Результаты синтеза в качественном смысле находятся в соответствии с

экспериментальными данными. В том же качественном плане нужно оценивать и практический положительный эффект от представленных расчётов и оценок. Оператор, к примеру, не воспроизводит численные значения параметров цепи, но получает некую исходную количественную картину перед началом экспериментальной настройки усилителя.

Некоторые возможности описанного синтеза не реализованы или не дают желаемого положительного эффекта. Можно надеяться, что они окажутся востребованы по мере развития и видоизменения твердотельных мощных СВЧ усилителей.

Литература

1. Аронов В. Л., Евстигнеев А. А. Синтез широкополосных мощных СВЧ транзисторных каскадов, работающих в нелинейном режиме. – М.: Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы, 2005, вып. 1-2, с. 3-12.
2. Аронов В. Л., Евстигнеев А. А. Моделирование мощного биполярного транзистора в усилительном режиме с учётом квазинасыщения. – М.: Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы, 2005, вып. 1-2, с. 24-33.
3. Аронов В. Л. Низкочастотное возбуждение в мощном СВЧ транзисторном каскаде. – М.: Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы, 2009, вып. 2, с. 33-39.
4. Аронов В. Л., Евстигнеев А. А. Транзисторный широкополосный мощный СВЧ усилитель. – М.: Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы, 2007, вып. 1, с. 46-55.
5. Евстигнеев А. А. Мощный широкополосный усилитель для комплексированных систем радиолокации и связи. М.: Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы, 2009, вып. 2, с. 73-77.

ГОТОВИТСЯ К ПУБЛИКАЦИИ

в выпуске 2(227) 2011 года

статья Певцова Е. Ф., Рябева А. Н., Пугачёва А. А.

“Методики моделирования и оптимизации электрических характеристик выходного ПЗС-регистра со скрытым каналом”

Выходной регистр является критическим узлом линейных и матричных фоточувствительных приборов с зарядовой связью (ПЗС). Разработка ПЗС-регистра требует оценки большого числа конструкторско-технологических решений, на качество которых влияют объёмные физические эффекты перераспределения легирующих примесей и объёмное распределение электрического потенциала. В работе решены задачи создания модели ПЗС-регистра на основе программного комплекса SENTAURUS TCAD, разработаны методики моделирования, позволяющие при малых временных затратах оптимизировать режимы технологических операций изготовления ПЗС с объёмным каналом, и получены расчётные значения электрических параметров ПЗС-регистра. В частности, оценены значения максимального выходного сигнала и рабочей частоты переноса сигнального заряда, а также определены условия возникновения лавинного пробоя.