

## Низкочастотное возбуждение в мощном СВЧ транзисторном каскаде

*Аронов В. Л.*

*На основе нелинейного численного моделирования с использованием специально синтезированных согласующих цепей проведён анализ эффекта паразитного низкочастотного возбуждения мощного СВЧ транзисторного каскада, работающего в перенапряжённом режиме.*

### **Введение**

Мощный СВЧ биполярный транзистор сохранил свою нишу как усилитель мощности в L- и S-диапазонах частот при использовании в импульсных существенно нелинейных режимах с отсечкой коллекторного тока. Транзисторы такого класса используются при включении с общей базой, при этом они обеспечивают уровни выходной импульсной мощности до нескольких сотен ватт при КПД порядка 40-50%. Устойчивость их технической ниши обусловлена относительно невысокой себестоимостью при серийном производстве, а также относительной простотой использования и эксплуатационной устойчивостью.

Одним из недостатков типовой схемы усилительного каскада оказывается склонность к низкочастотному паразитному возбуждению. Хотя это явление известно уже несколько десятков лет с момента появления транзисторов такого класса, оно практически остаётся неизученным, меры подавления паразитного возбуждения каждый разработчик отыскивает эмпирическим путём.

На первый взгляд, неустойчивость транзисторного каскада, работающего с относительно небольшим коэффициентом усиления (порядка 7 дБ), представляется несколько парадоксальной. И действительно, на несущей частоте транзисторный каскад абсолютно устойчив.

Для достижения высоких значений КПД транзистор ставится в несколько перенапряжённый режим. Это обеспечивается выбором нагрузки таким образом, чтобы напряжение на коллекторе в той части периода, где течёт максимальный ток, падало ниже порога квазинасыщения. При этом снижается мгновенный коэффициент передачи тока от эмиттера к коллектору и на вершине импульса тока коллектора появляется характерный «провал». В таком режиме статическое сопротивление каскада по цепи питания оказывается заведомо положительным. Для объяснения эффектов неустойчивости приходится искать какие-то динамические механизмы.

Образное представление о форме токов и напряжений в транзисторе в рабочем режиме достигается только с помощью моделирования. Оператор при настройке усилительного каскада располагает лишь показаниями измерителя выходной мощности, измерителя тока коллектора и осциллограммой огибающей выходного радиоимпульса. Именно по осциллограмме огибающей можно видеть результаты паразитного возбуждения в виде модуляции огибающей. В течение первых 1-5 мкс модуляция нарастает от незначительной амплитуды до установившегося значения. Уровень мощности при наличии паразитного возбуждения падает обычно на 10-40%. Напрямую паразитные НЧ колебания можно видеть на осциллографе с помощью пробника на цепи питания коллектора.

Материал исследований, представленных в настоящей статье, относится к новому транзистору для широкополосных мощных усилителей L-диапазона, который собирается на заводе «Пульсар», имеет ТУ Главного Конструктора и временный номер А917А.

Частота паразитного возбуждения в зависимости от конструкции каскада оказывается в пределах от 50 до 150 МГц.

### *Моделирование каскада для анализа НЧ возбуждения*

Проектирование исследуемого каскада было проведено с использованием модельного анализа с последующим синтезом широкополосных согласующих цепей [1-2]. Результаты проектирования были подтверждены экспериментально [3]. Имеется некоторый опыт использования транзисторов названного типа в конкретной аппаратуре [4].

Анализ эксплуатационных параметров проводится во временной области до достижения установившегося режима после ступенчатого включения сигнала возбуждения. Впервые такую программу реализовал А. А. Евстигнеев, она описана в [1]. В данной работе реализованы возможности подобной программы, обычно не используемые и даже подавляемые с целью снижения времени счёта. Речь идёт о переходном процессе после подачи возбуждения. Для поиска и идентификации неустойчивости используется именно эта область.

Типовые значения эксплуатационных параметров на верхней частоте рабочего диапазона 1,5 ГГц при напряжении питания 45 В и при мощности возбуждения 40 Вт следующие:

- выходная мощность 250 Вт – измеренное значение; расчётное значение 239 Вт;
- ток потребления по цепи питания коллектора 11,5 А – измеренное значение; расчётное значение 10,9 А;
- КПД коллекторной цепи соответственно 48 % и 49 %;
- эквивалентная активная проводимость нагрузки на несущей частоте на электродах коллектор-база составляет 0,3 См – модельный анализ.

Временные зависимости коллекторного тока и напряжения в оптимальном режиме показаны на рис. 1. Здесь мгновенное напряжение на коллекторе помечено точками, а ток коллектора – звездочками.

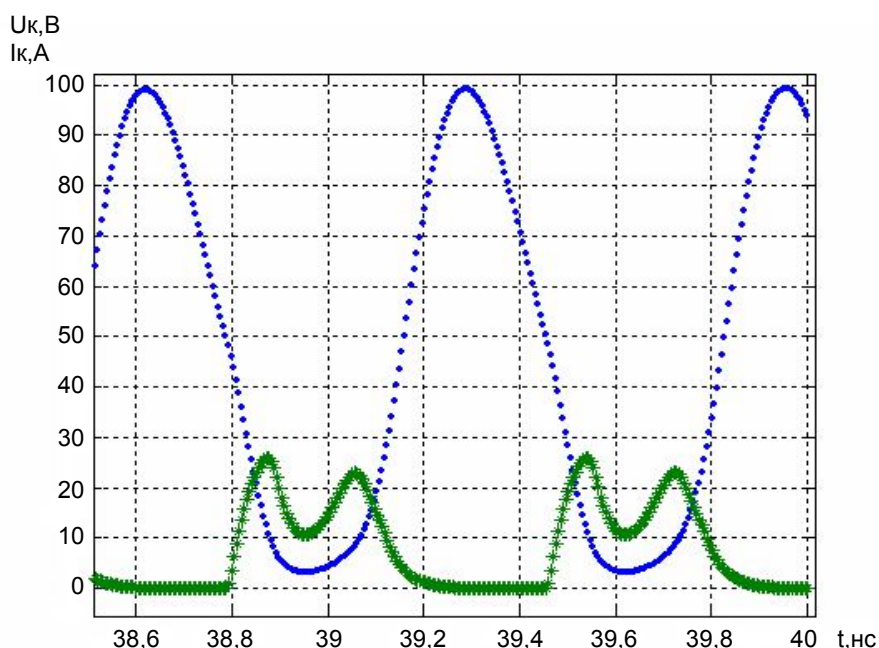


Рис. 1

Эпюры напряжения и тока коллектора в оптимальном режиме усилительного каскада

Эквивалентная схема реального усилительного каскада показана на рис. 2. Пунктиром очерчены цепи, размещённые внутри корпуса транзистора.

На входе и выходе изображены ферритовые вентили. Это сделано с целью показать специфику анализа одновременно как на частоте несущей (СВЧ), так и на относительно низкой частоте паразитного возбуждения. Ферритовые вентили, разработанные специально для работы в широкой полосе частот, несут в себе фильтры типа ФВЧ. Это приводит к тому, что их входное сопротивление по всем входам на частотах возбуждения оказывается практически чисто реактивным и соответствует относительно небольшой ёмкости - в несколько пикофарад.

Попытки найти паразитные резонансы с интересующими частотами во входной цепи не дали результата, поэтому она была в дальнейшем заменена цепью с простейшей конфигурацией.

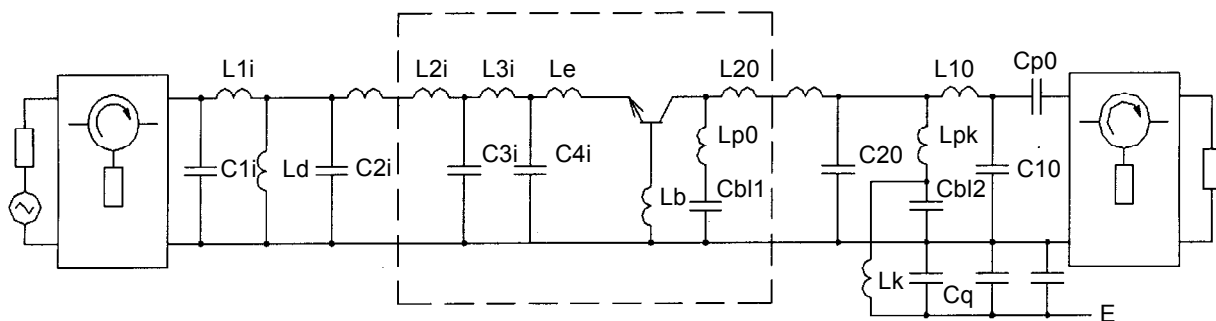


Рис. 2

Схема цепей согласования транзисторного каскада

В выходной цепи резонирующая цепь оказывается очень сложной. Однако можно указать её основной контур: Cbl1, Lp0, L20, Lpk, Lk, Cq.

Конструктивное содержание перечисленных элементов следующее: Cbl1 = 0,3 нФ - блокировочный конденсатор параллельной (по выходу транзистора) индуктивности Lp0 = 0,39 нГн (оба эти элемента размещены внутри корпуса транзистора), L20 = 0,6 нГн - индуктивность коллекторного вывода, размещённая частично внутри, а частично вне корпуса транзистора, Lpk = 1,5 нГ - индуктивность дросселя для подачи питания на коллектор транзистора (этот и все последующие элементы размещены вне корпуса), Lk = 1 нГ - конструктивная индуктивность между блокировочным конденсатором на плате Cbl2 = 0,1 нФ и блоком накопительных конденсаторов Cq, который можно заменить коротким замыканием для всех интересующих частот.

Резонансная частота оценена с привлечением остальных элементов, эта величина оказалась порядка 150 МГц, что примерно соответствует экспериментально наблюдаемым частотам паразитного возбуждения. Активная проводимость внешней по отношению к транзистору цепи, образующей параллельный резонанс с выходной ёмкостью транзистора, должна быть весьма малой.

Главный вопрос, на который следует получить ответ, заключается в том, как формируется отрицательная проводимость, инициирующая паразитное возбуждение? Чтобы провести моделирование этой достаточно сложной задачи с учётом исходного существенно нелинейного режима транзистора по СВЧ цепи, необходимо синтезировать упрощённые цепи, которые одновременно сохраняют условия СВЧ настройки транзистора и обеспечивают условия ненагруженного резонанса на заранее выбранной частоте ожидаемого паразитного возбуждения. Такие цепи представлены на рис. 3. Специально

созданная программа позволяет синтезировать элементы выходной цепи  $L_p$ ,  $L_{p1}$ ,  $C$ ,  $L$ ,  $m$ , значения  $C_{b1} = 0,3$  нФ и  $L_b = 0,006$  нГн считаются заранее заданными. Во входной цепи значения  $L_e = 0,042$  нГн,  $C_{sg} = 0,22$  нФ,  $R_{sg} = 0,1$  Ом,  $e_g$  (вычисляется в зависимости от уровня мощности возбуждения) остаются неизменными из одночастотного СВЧ синтеза, а последовательный контур  $C_{fg} = 0,01$  нФ и  $L_{fg} = 1,13$  нГн создаёт условия, близкие к холостому ходу на частоте ожидаемого возбуждения, не изменяя согласования входной цепи транзистора по несущей СВЧ (1,5 ГГц).

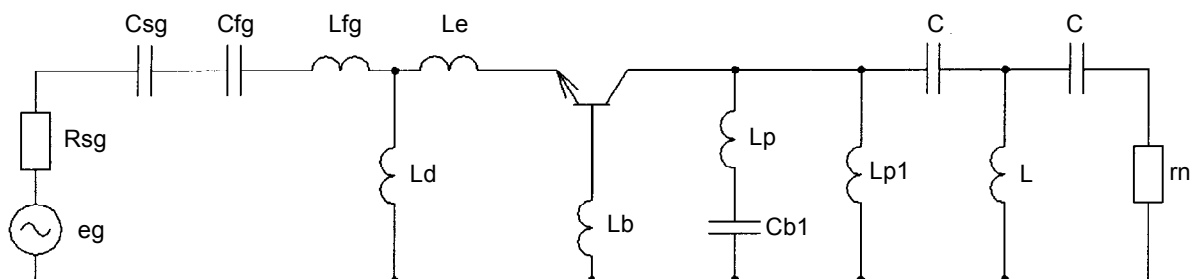


Рис. 3

Упрощённая схема цепей согласования для анализа паразитного возбуждения

Упомянутый синтез выходной цепи не является однозначным. Остаётся свободным для вариации один численный параметр ( $f_1$ ) с очерченным допустимым интервалом вариации, и эта возможность используется при поиске паразитного возбуждения в процессе моделирования.

Программа анализа оказывается заведомо сложнее обычно используемой для определения эксплуатационных параметров транзисторных каскадов, поскольку там допустимо свернуть внешние цепи к простейшему виду, ограничившись минимально необходимым количеством анализируемых дифференциальных уравнений. Одновременно сводится к минимуму длительность переходного процесса. В модернизированной программе длительность переходного процесса приближается к реальной величине, а время счёта возрастает на порядок, что заметно затрудняет подобные исследования.

Говоря о методике исследований, следует описать количественный критерий, использованный для фиксации самого факта паразитного возбуждения. В эксперименте (или в практике настройки) мы наблюдаем и переходный процесс, и установившийся режим возбуждения. При моделировании мы не можем себе этого позволить, во-первых, из-за большой длительности счёта, во-вторых, из-за новых физических процессов, вступающих в игру по мере развития паразитного возбуждения, таких как динамический пробой обоих переходов транзистора. Критерий в виде строки численных значений ( $M$ ) отражает амплитуду модуляции пикового значения коллекторного напряжения (на каждом периоде СВЧ колебаний) на нескольких относительно больших интервалах времени вблизи конечного времени анализа. Конкретно используются 4 одинаковых следующих друг за другом интервала, по длительности захватывающих несколько (2-5) периодов паразитного возбуждения.

Факт возрастания значений  $M$  говорит о том, что паразитное возбуждение состоялось. К сожалению, противоположный факт падения значений  $M$  ещё не говорит однозначно об устойчивости каскада в анализируемом режиме. Многократно зафиксированы такие ситуации, когда значения  $M$  уменьшались во времени, однако, увеличивая время анализа, можно было наблюдать изменение такой тенденции и переход к активному росту.

Такое поведение можно объяснить присутствием двух лишь отчасти взаимосвязанных

переходных процессов: переходный процесс по СВЧ цепям (опережающий) и переходный процесс по цепям паразитного возбуждения (затянутый). Сначала мы видим затухающий «звон» в высокочастотном контуре на частоте паразитного возбуждения, и лишь после завершения формирования СВЧ режима транзистора, если при этом окажутся выполнены условия паразитного возбуждения, начнётся вторичный процесс нарастания паразитных колебаний.

#### *Результаты исследований паразитного возбуждения мощного СВЧ транзисторного каскада*

Определенные трудности были связаны с поисками самого эффекта паразитного возбуждения в рамках численного моделирования. Упомянутый синтез и введение в анализ специальной выходной цепи, а также воспроизведение типового СВЧ режима транзистора - всё это оказалось недостаточным для воспроизведения искомого эффекта. В какой-то степени это согласуется с практическим опытом. На практике паразитное возбуждение вовсе не является обязательным спутником транзисторных усилителей. Другое дело, что даже эпизодическое возникновение этого эффекта является совершенно неприемлемым.

Чтобы двигаться дальше, было сделано допущение, что механизм возбуждения обязан своим существованием обратной связью через ёмкость коллектор-эмиттер транзистора  $C_{ке}$ . Чтобы активизировать процесс, эта ёмкость была искусственно увеличена (за счёт других составляющих общей ёмкости транзистора). Используя такой приём, удалось впервые получить эффект низкочастотного возбуждения в процессе моделирования. Затем эффект удалось активизировать, проведя вариацию свободного параметра  $f_1$  при синтезе цепи, а также путём вариации режима транзистора. Всё это позволило сохранить эффект, вернувшись к исходной модели транзистора.

На рис. 4 показан пример развитого процесса паразитного возбуждения, хотя это ещё не установившийся режим. Видно, что мгновенное напряжение на коллекторе в пике уже превышает пробивное напряжение, так что дальнейший анализ неинтересен. Однако этот пример показывает, что исходный режим транзисторного каскада может быть радикально нарушен. Критерий для этого примера имеет вид:  $M = 59 \ 66 \ 72 \ 78$ .

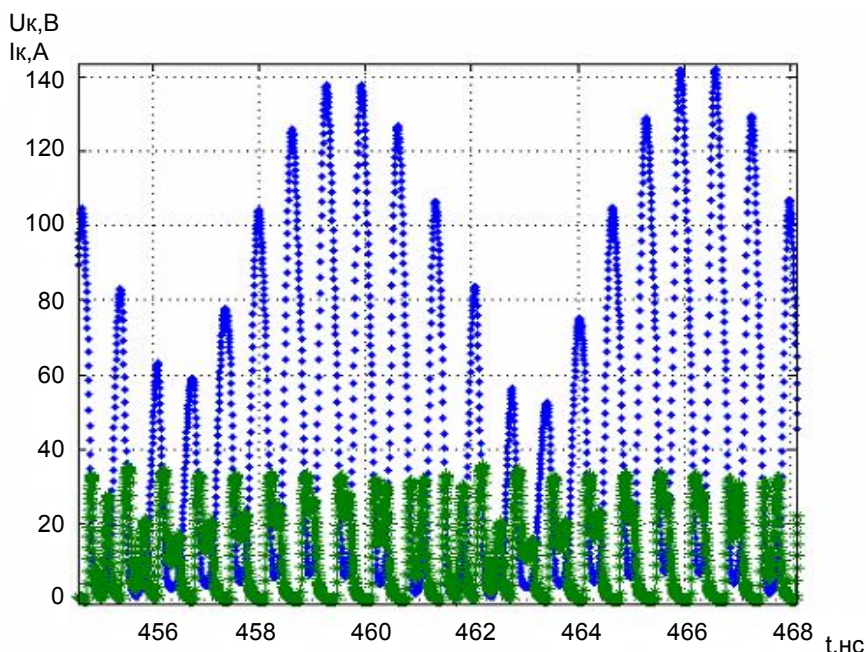


Рис. 4

Эюры напряжения и тока коллектора в условиях развития паразитного возбуждения

---

Общими результатами проведённых исследований можно считать следующее:

1. паразитное возбуждение активизируется при введении транзистора в существенно перенапряжённый режим. В наших машинных экспериментах это соответствовало увеличению входной мощности с 40 до 60 или даже до 70 Вт при неизменной активной проводимости нагрузки на электродах коллектор-база на частоте несущей (1,5 ГГц). Возможно, такое условие является необходимым;

2. сходный результат даёт снижение питающего коллекторного напряжения;

3. таким же активизирующим фактором оказывается некоторое рассогласование нагрузки относительно оптимального номинального режима в сторону снижения на 10-30% реактивной (индуктивной) проводимости нагрузки;

4. важным с практической точки зрения оказывается возможность подавления возбуждения даже в условиях максимальной активизации путём введения параллельной активной проводимости на выходные электроды транзистора. Численная оценка после многочисленных машинных экспериментов даёт величину порядка 0,0035 См. Очевидно, эта проводимость существенна лишь на частоте паразитного возбуждения, поскольку она по порядку величины на два порядка меньше активной нагрузки по СВЧ.

Перечисленные результаты находятся в качественном согласии с имеющимися экспериментальными данными и опытом практической борьбы с паразитным возбуждением.

Необходимо также назвать те результаты, которые не согласуются с имеющимся практическим опытом. Главный из них состоит в том, что моделирование паразитного возбуждения удалось реализовать лишь на верхней из практически зафиксированных частот – 150 МГц. На частотах 50 и 100 МГц паразитное возбуждение воспроизвести не удалось. Возможно, этот результат не окончательный, тем более, что достичь полного понимания механизма возбуждения также не удалось. Ясно, что определяющим фактором является ёмкость коллектор-эмиттер, однако важные детали и понимание специфики проявлений эффекта возбуждения ускользают.

Были предприняты попытки привлечь к рассмотрению другой элемент обратной связи в транзисторном каскаде – паразитную индуктивность базы транзистора, однако они не дали результата.

В ходе работы была модернизирована модель собственно транзистора. Традиционно ёмкость коллектор-эмиттер представлялась как постоянная, не зависящая от напряжения величина. Д. А. Евстигнеев указал, что в исследуемом транзисторе по крайней мере половина этой ёмкости представляет собой ёмкость p-n-перехода, и ей следует приписать типовую зависимость от мгновенного напряжения. Такое, казалось бы, незначительное усовершенствование модели привело к заметной активизации паразитного возбуждения. На результаты анализа эксплуатационных параметров каскада такое изменение модели практически не повлияло.

### *Заключение*

В результате машинного моделирования показано, что источником паразитного возбуждения в мощных СВЧ транзисторных каскадах служит ёмкость коллектор-эмиттер транзистора.

Условия возникновения неустойчивости по низкой частоте связаны с паразитным резонансом в выходной цепи каскада с включением цепи коллекторного питания. Другими условиями неустойчивости являются: перенапряжённый режим каскада и некоторое рассогласование по реактивной составляющей нагрузки.

---

Подавление неустойчивости возможно внесением сравнительно небольшой активной проводимости в выходную цепь на частоте ожидаемого возбуждения. Это согласуется с имеющейся эмпирической практикой подавления паразитного возбуждения.

Исследование паразитного возбуждения требует продолжения, поскольку многие детали физического механизма возбуждения остаются непонятыми.

### *Литература*

1. В. Л. Аронов, А. А. Евстигнеев. Моделирование мощного биполярного транзистора в усилительном режиме с учётом квазинасыщения. - Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы, 2005, вып. 1-2, с. 24-33.

2. В. Л. Аронов, А. А. Евстигнеев. Синтез широкополосных мощных СВЧ транзисторных каскадов, работающих в нелинейном режиме. - Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы, 2005, вып. 1-2, с. 3-12.

3. В. Л. Аронов, А. А. Евстигнеев. Транзисторный широкополосный мощный СВЧ усилитель. - Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы, 2007, вып. 1, с. 46-55.

4. В. Л. Аронов, А. С. Евстигнеев, А. А. Подадаева, С. А. Поляков, Ю. С. Сендерук. Расширение функциональных возможностей приёмопередающих модулей АФАР L-диапазона. - Доклад на 7ой научно-технической конференции «Пульсар-2008», Москва, 2008.