

## Моделирование тепловой режимной неустойчивости в структуре мощного СВЧ биполярного транзистора в существенно нелинейном режиме

*Аронов В. Л., Евстигнеев Д. А., Коренков И. В.*

*В статье представлено совместное моделирование механизмов тепловой и режимной неустойчивости по площади структуры мощного СВЧ транзистора в динамическом режиме. Алгоритм анализа включает ряд упрощающих допущений, создающих односторонние погрешности в сторону ужесточения неустойчивости. Результаты анализа показывают существенную избыточность традиционного способа стабилизации с использованием распределённых эмиттерных резисторов. После экспериментальной проверки расчётных результатов они могут быть использованы для оптимизации конструкции новых транзисторов.*

### **Введение**

В динамическом генераторном режиме мощные СВЧ транзисторы несравненно более устойчивы, нежели в линейном режиме [1, 2]. По традиции принято считать, что реально существующие режимные ограничения для приборов этого класса в значительной степени определяются тем же механизмом, что и в линейном режиме. На таком представлении базируется общепринятый способ повышения режимной устойчивости путём введения в структуру транзистора распределённых эмиттерных резисторов. Такой подход объективно повышает надёжность и эксплуатационные возможности транзистора.

В настоящей работе сделана попытка смоделировать температурную режимную неустойчивость мощного транзистора в нелинейном динамическом режиме с отсечкой тока коллектора и квазинасыщением в типовом напряжённом режиме.

Соединение механизмов тепловой и режимной неустойчивости отражает тот факт, что в процессе развития неустойчивости происходит перераспределение по площади транзисторной структуры как температуры, так и режимных параметров: амплитуды СВЧ тока, его постоянной составляющей, а также выделяемой мощности рассеяния.

Анализ проведён на примере конкретной однокристалльной структуры, которая является в достаточной мере типичной для современных приборов такого класса.

### **Электрическая модель транзисторного каскада**

В основу положена модель мощного СВЧ биполярного транзистора, описанная в работе [3]. Модель предназначена для анализа существенно нелинейного режима транзистора, характеризуемого значительным эффектом отсечки коллекторного тока и одновременно с этим более или менее выраженным эффектом квазинасыщения [4]. Само понятие квазинасыщения связывается исключительно с токовой зависимостью граничной частоты (или эффективного времени переноса инжектированных из эмиттера носителей тока к границе коллекторного перехода).

В эквивалентной схеме рис. 1 отражены зависящие от напряжения ёмкости эмиттерного и коллекторного переходов, ёмкость коллектор-эмиттер, сопротивление базы, активные сопротивления в эмиттерной цепи и эффективное последовательное сопротивление тела коллектора, свёрнутое к эквивалентной проводимости  $g_k$ . Сама коллекторная ёмкость представлена активной и пассивной составляющими.

Управляемый генератор тока, несущий в себе основные нелинейные механизмы, получается в результате решения системы нелинейных дифференциальных уравнений [5].

Главное отличие модели на рис. 1 от ранее использованных состоит в том, что она объединяет модели трёх звеньев структуры мощного транзистора, отличающиеся между собой площадью и взаимным расположением, что будет существенно с точки зрения тепловой модели.

Принципиальный момент состоит в том, что объединённая эмиттерная цепь звеньев 1 и 2 несёт в себе стабилизирующий резистор  $r_{12}$ , свой стабилизирующий резистор несёт в себе эмиттерная цепь звена 3. Раздельные эмиттерные цепи звеньев 1 и 2 также несут в себе резисторы  $r_{e1}$  и  $r_{e2}$ , но они в основном варианте анализа существенно меньше стабилизирующих и отражают лишь структурные сопротивления тела эмиттера и возможные межслойные сопротивления. Во многих оценках они близки к нулю. В частном случае эти резисторы будут условно использованы в качестве стабилизирующих.

Входная вольт-амперная характеристика описывается двумя параметрами:  $e_2$  – высота внутреннего барьера и  $i_s$  – обратный ток эмиттерного перехода, заданный при комнатной температуре перехода эмиттер-база. Изменение входной вольт-амперной характеристики с повышением температуры является первичной причиной неустойчивости, поскольку снижается угол отсечки и возрастает мгновенный инжектированный ток эмиттера. Обратный ток эмиттера как параметр транзистора определяет собой масштабный коэффициент этого явления.

Электрические модельные параметры вычисляются пропорционально условной площади, приписываемой каждому звену.

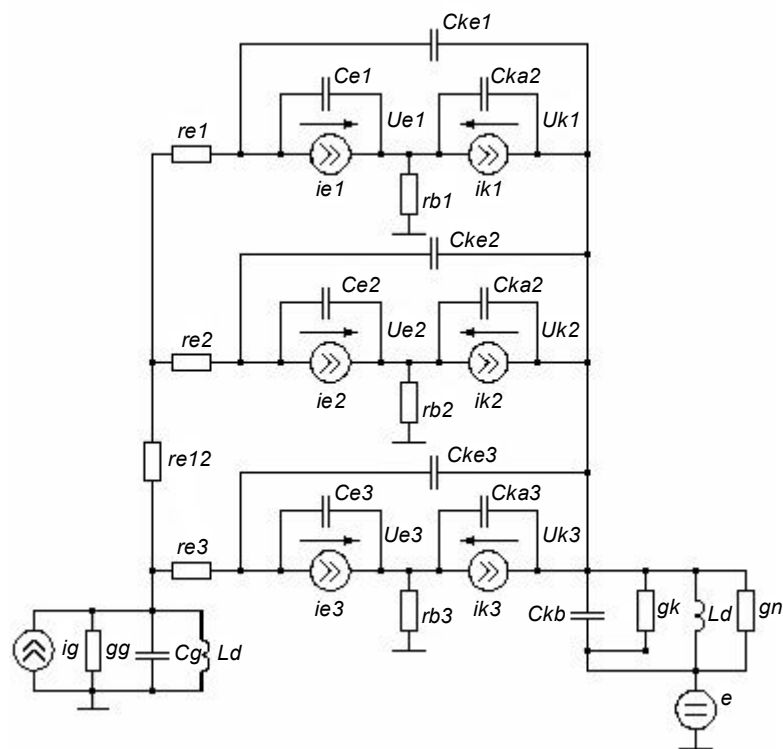


Рис. 1

Электрическая эквивалентная схема

Модель усилительного каскада помимо транзисторной модели включает цепь генератора возбуждения в виде источника гармонического тока на несущей частоте  $f$  и двух составляющих внутренней проводимости в виде активной проводимости  $g_g$  и эффективной ёмкости  $c_g$ . Кроме того, входная цепь включает дроссель  $L_d$  между выводами эмиттера и базы, что определяет режим работы исследуемого усилительного каскада в классе С. Этот элемент не играет заметной роли в СВЧ режиме, поэтому его величина задана априорно с целью достижения малого времени машинного расчёта.

Источник коллекторного

напряжения свёрнут к эквивалентному источнику ЭДС  $e$ .

Выходная цепь свёрнута к активной проводимости нагрузки  $g_n$  и параллельной индуктивности  $L_p$ . Параметры оптимальной проводимости нагрузки и внутренней проводимости генератора возбуждения определяются путём проведения нескольких итераций расчёта выходной мощности и коэффициента полезного действия (КПД)

---

усилительного каскада.

Величина амплитуды генератора тока возбуждения для каждого значения  $g_g$  вычисляется из заранее заданной номинальной мощности возбуждения  $P_{nn}$ .

Анализ эксплуатационных параметров усилительного каскада в ходе каждой итерации проводится во временной области для заданного количества периодов несущей частоты  $n_t$ . Величина  $n_t$  выбирается так, чтобы с определённым запасом обеспечить выход на установившийся электрический режим, что оператор визуально контролирует после завершения каждой итерации.

Исходные параметры полной структуры транзистора при условии идеального сложения всех звеньев следующие:  $f_{гр0} = 3$  ГГц,  $i_{кр0} = 9$  А,  $u_0 = 10$  В,  $c_{ка0} = 5,6$  пФ,  $c_{кб0} = 16,8$  пФ,  $c_{ке0} = 7,5$  пФ,  $c_{e0} = 0,554$  нФ,  $r_{e0} = 0,1$  Ом,  $r_{кк} = 5$  пс,  $r_{b0} = 0,01$  Ом,  $I_d = 0,04$  нГ,  $e_2 = 1$  В,  $i_{s0} = 2 \cdot 10^{-11}$  А,  $e = 45$  В.

Ёмкости коллектора приведены при напряжении  $e$ , ёмкость эмиттера – при напряжении  $0$  В.

Приведённая совокупность параметров транзистора в полной мере недоступна прямым измерениям. Достаточно надёжными являются результаты измерения совокупности эксплуатационных параметров транзистора в тестовом усилителе. Другой источник данных – прямой расчёт активной структуры. Однако эта совокупность параметров модели даёт значения, существенно смещённые в сторону завышения эксплуатационных параметров. В дальнейшем они будут использованы лишь для частных оценок. Эту совокупность будем называть «условно избыточной». В этой системе  $f_{гр0} = 4,5$  GHz,  $i_{кр0} = 14,5$  А.

Расчётные эксплуатационные параметры каскада для типовой системы модельных параметров при мощности возбуждения  $20$  Вт следующие: на частоте  $1$  ГГц  $P_{вых} = 192$  Вт, КПД =  $63$  %, на частоте  $1,5$  ГГц  $P_{вых} = 153$  Вт, КПД =  $55$  %. Эти результаты согласуются с типовыми экспериментальными данными, полученными в короткоимпульсном режиме (при слабом влиянии саморазогрева). В системе условно избыточных параметров те же значения составляют: на частоте  $1$  ГГц  $P_{вых} = 212$  Вт, КПД =  $70$  %, на частоте  $1,5$  ГГц  $P_{вых} = 191$  Вт, КПД =  $66$  %. Здесь соотношение с экспериментальными данными заметно сдвинуто вверх.

Для анализа устойчивости приходится исследовать неравномерную работу структуры транзистора. Упомянутые выше эффективные площади выделенных звеньев характеризуются двумя коэффициентами. Коэффициент  $m$  показывает, во сколько раз суммарная площадь звеньев  $1$  и  $2$  меньше общей площади активной структуры. Коэффициент  $k$  показывает долю площади секции  $1$  в общей площади звеньев  $1$  и  $2$ . Принятые значения:  $m = 375$ ,  $k = 0,1$ .

При анализе трёхзвенной модели на каждой итерации вычисляется мощность, выделяющаяся в активной приповерхностной части каждого звена  $P_{rs1}$ ,  $P_{rs2}$ ,  $P_{rs3}$ . При равномерной устойчивой работе эти мощности оказываются пропорциональны соответствующей эффективной площади звена. Иное распределение будет происходить при потере устойчивости.

### ***Тепловая эквивалентная схема***

В этой части достоверность используемых численных параметров ниже, чем в предыдущем разделе. Здесь мы не располагаем экспериментальными данными. В последующих оценках использованы результаты расчёта тепловых параметров структуры транзистора.

Для поиска условий режимной неустойчивости использован упрощённый подход,

основанный на упомянутом выше выделении в структуре транзистора нескольких звеньев, связанных между собой общей электрической и тепловой эквивалентными схемами. Особый интерес представляет самый начальный этап возникновения неустойчивости, который можно себе представить как нарастающее увеличение температуры в относительно малой по площади части структуры прибора.

Для современного мощного транзистора характерно использование узких активных элементов, образующих чередующиеся структуры эмиттерных и базовых электродов.

Для конкретного кристалла были использованы геометрические параметры, представленные на рис. 2: элементарная ячейка, состоящая из двух эмиттерных и двух базовых  $p+$  полосок (шириной 1 мкм и длиной 75 мкм, шаг между соседними эмиттерами 7 мкм), разбита на две секции. Секция 1 – небольшая область в центре элементарной ячейки, остальная часть – секция 2. Протяжённость транзисторной структуры, состоящей из элементарных ячеек, 3000 мкм. На одном кристалле расположены две структуры, расстояние между ними – 225 мкм. Толщина кристалла кремния  $h = 200$  мкм, удельная теплопроводность кремния 150 Вт/м/К. Каждая элементарная ячейка снабжена специальным резистором для стабилизации распределения тока по структуре всего прибора.

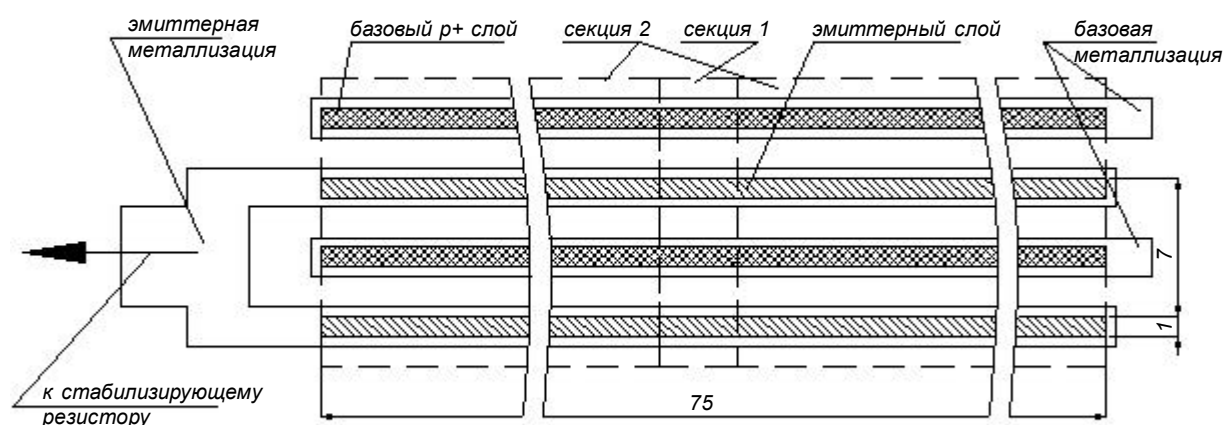


Рис. 2  
Топология ячейки структуры транзистора

В настоящей работе рассмотрена возможная режимная неустойчивость по длине элементарной ячейки, расположенной под двумя соседними эмиттерными полосками (не имеющими в типовом варианте анализа индивидуальной стабилизации).

Попытка представить тепловую эквивалентную схему для описания взаимодействия тепловых потоков и температур на выделенной секции 1, на секции 2 и на оставшемся массиве элементарных ячеек (секция 3) основывается на представлении о тепловых эквивалентах [6].

Тепловое сопротивление отдельных звеньев при равномерном распределении мощности и температуры по площади структуры поддается расчёту с приемлемой достоверностью.

Первая проблема состоит в том, что мощные СВЧ транзисторы используются исключительно в импульсном режиме. Строго говоря, эффект неустойчивости следовало бы анализировать во времени с описанием одновременно динамики СВЧ процессов и тепловых процессов, однако это пока невозможно. Поэтому мы будем использовать некое усреднённое тепловое сопротивление для каждого импульсного режима, характеризуемого длительностью радиоимпульса возбуждения  $t_{и}$  и некоторой скважностью

Q. В качестве типового импульсного режима выбраны параметры  $t_{и} = 1$  мс,  $q = 10$ . Именно в этом районе начинает проявлять себя предполагаемая режимная неустойчивость в практике эксплуатации транзисторов такого класса. Во всяком случае, именно в этих режимах использования транзисторов приходится снижать питающее напряжение, снижать выходную мощность и ток потребления, чтобы вернуться к высоким показателям надёжности.

Сложным моментом формирования тепловой эквивалентной схемы оказалось введение взаимного теплового сопротивления для каждой пары из трёх звеньев. Эта задача осталась нерешённой, поэтому учёт взаимного теплового сопротивления реализован лишь для малых звеньев 1 и 2 при том, что и этот параметр оценён лишь приближённо. Некоторым оправданием для такого, очень приближённого, описания тепловой эквивалентной схемы может служить тот факт, что учёт взаимного теплового сопротивления в принципе повышает устойчивость системы. С этой точки зрения мы в поисках неустойчивости будем каждый раз возвращаться к простейшей модели без учёта взаимных тепловых сопротивлений.

С учётом всех названных допущений будем использовать две тепловые схемы, показанные на рисунках 3а и 3б. Первая из них отражает приближение к реальной ситуации с взаимодействующими тепловыми потоками, вторая является простейшим наиболее неблагоприятным с точки зрения устойчивости приближением.

Параметры первой модели:  $R_{t1} = 2025$  К/Вт,  $R_{t2} = 225$  К/Вт,  $R_{t3} = 1,14$  К/Вт,  $R_{t12} = 225$  К/Вт.

Параметры второй модели:  $R_{t1} = 4275$  К/Вт,  $R_{t2} = 475$  К/Вт,  $R_{t3} = 1,14$  К/Вт,  $R_{t12} = 0$ .

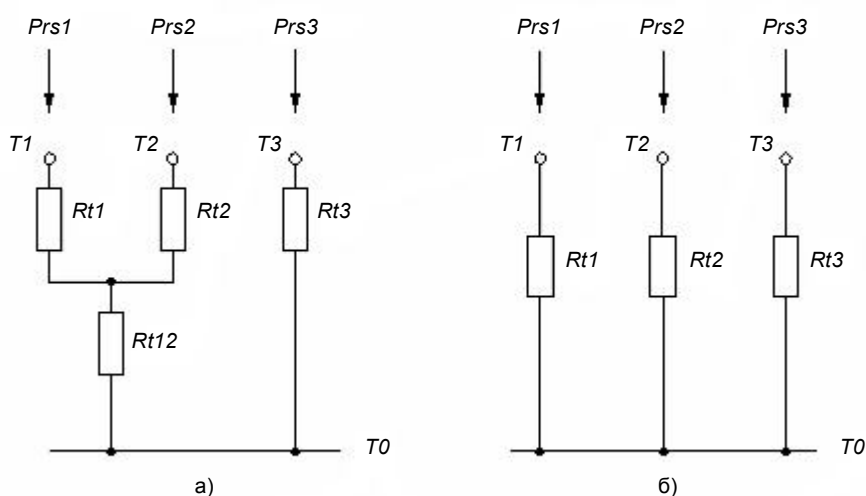


Рис. 3

Тепловая эквивалентная схема

Отдельный вопрос к расчётной модели связан с возможным учётом температурной зависимости ряда параметров. Главным температурнозависимым параметром в рамках исследуемого механизма неустойчивости оказывается обратный ток эмиттерного перехода. Эта зависимость принимается экспотенциальной:

$$I_{es} = i_{es0} \cdot \exp(u_{t0}/u_t),$$

где  $i_{es0}$  – значение  $i_{es}$  при нормальной температуре  $T_0 = 300$  К (27 °С);  $u_{t0} = k \cdot T_0 / q = 0,026$  В;  $u_t = k \cdot T / q = 6,33e-5 \cdot T$ ;  $T$  – абсолютная температура перехода соответствующего звена.

---

Экспериментальное определение  $i_{es0}$  состоит в том, что измеряется обратный ток эмиттерного перехода в диапазоне высоких температур (до 300 °С) и обрабатывается тот участок зависимости, который укладывается на экспоненту.

Другие зависимости приняты в следующем виде:

$$\begin{aligned}f_{rpt} &= f_{gr0} * (T/T_0)^{mf}; \\i_{kpt} &= i_{kr0} * (T/T_0)^{mi}; \\r_{bt} &= r_{b0} * (1 + kb * (T - T_0)),\end{aligned}$$

где  $mf = -0,604$ ;  $mi = -0,73$ ;  $kb = 50 \text{ 1/К}$ .

В ряде случаев для поведенческих оценок эти зависимости будут исключаться, при этом достаточно принять  $mf = mi = kb = 0$ .

### ***Анализ тепловой режимной неустойчивости транзистора в динамическом генераторном режиме***

В принятой модели транзистора исключены все структурные неоднородности, поэтому заранее можно предсказать, что результаты анализа вне зависимости от количества итераций и вне зависимости от того, выполняются или не выполняются условия устойчивости, будут давать равномерное устойчивое распределение температуры и режимных параметров по выделенным звеньям структуры. Это удобно с расчётной точки зрения, однако на практике любые неизбежные неоднородности являются источником развития процесса, если нарушен критерий устойчивости. Разница будет лишь во времени развития процесса.

В условиях машинного эксперимента требуется искусственная активизация процесса неустойчивости, если потенциальная неустойчивость имеет место. Эффективным способом активизации является априорное задание неравномерного начального распределения температуры для выделенных звеньев структуры.

Алгоритм анализа включает ряд последовательных итераций. Первая итерация проводится при исходно заданных температурах всех трёх секций T1, T2 и T3. В ходе этой части анализа вычисляются установившиеся (в отношении СВЧ переходного процесса) постоянные и переменные токи во всех цепях электрической модели, вычисляются не только интегральные эксплуатационные параметры усилительного каскада, но и индивидуальные мощности рассеяния в каждом из трёх звеньев. Теперь, пользуясь тепловой эквивалентной схемой, вычисляем новые температуры трёх звеньев с учётом саморазогрева. Это создаёт условия для проведения второй итерации уже с новыми значениями полученных температур.

Такие итерации повторяются столько раз, сколько необходимо для достижения установившегося теплового режима. Если выполнено условие устойчивости, то процесс движется в сторону выравнивания температур звеньев при условии, что исходно они были заданы разными. В противном случае исходная неравномерность температур при последовательных итерациях увеличивается с нарастающей скоростью.

В нашей практике количество итераций для квалификации режима как устойчивого или неустойчивого составляло от 4 до 15. Для экономии времени счёта значения всех электрических переменных после завершения каждой итерации запоминались с тем, чтобы использовать их в качестве начальных условий для решения системы дифференциальных уравнений при переходе к следующей итерации.

Описываемый алгоритм использует уже упомянутое выше важнейшее упрощающее допущение о том, что между итерациями тепловой переходный процесс завершается однотипным образом в соответствии с принятым радиоимпульсным режимом работы усилительного каскада. На самом деле первые итерации соответствуют доле длительности

---

радиоимпульса, поэтому тепловой эффект должен быть слабее. Тепловой эффект приближается к используемой количественной оценке лишь на достаточно далеких итерациях. Важно то, что принятые для оценки тепловые параметры не могут быть превышены.

Таким образом, описанный алгоритм обеспечивает расчётную реализуемость оценки потенциальной неустойчивости, однако при этом возникает погрешность, которая носит односторонний характер ужесточения оцениваемой неустойчивости.

### **Результаты анализа**

В настоящей работе использован целый ряд упрощающих допущений, поэтому целью модельного анализа являются не столько определение количественных критериев потери режимной тепловой устойчивости транзисторного усилительного каскада, но выяснение физического механизма исследуемого явления и выявление факторов его подавляющих и его активизирующих.

1. Рассмотрим устойчивость типовой модели (и электрической, и тепловой) в типовом импульсном режиме ( $t_{и} = 1$  мс,  $Q = 10$ ).

Для выявления возможной неустойчивости зададим исходную температуру секции 1  $T_1 = 380$  К (107 °С), а  $T_2 = T_3 = 346$  К (73 °С).

Последовательное изменение всех трёх температур всего за 4 итерации приводит их к единой установившейся величине 447 К (174 °С).

Финальные энергетические параметры на частоте 1,5 ГГц :  $P_{\text{вых}} = 137$  Вт, КПД = 50 %, ток потребления 6,1 А. Эти данные можно сопоставить с теми, которые были приведены ранее для короткоимпульсного режима (при отсутствии саморазогрева). Как видно, снижение мощности и КПД имеет место, но оно не слишком велико. Этот факт соответствует результатам экспериментального исследования параметров транзистора в тестовом усилителе мощности в диапазоне рабочих температур.

Важно отметить, что при всех признаках устойчивости рабочая температура активной области структуры оказывается достаточно высокой. С учётом других источников возможной деградации транзисторной структуры такой режим вряд ли может быть признан приемлемым для эксплуатации. Однако эти проблемы надёжности должны решаться самостоятельно.

Возвращаясь к проблеме устойчивости, необходимо ответить на вопрос, каков запас устойчивости. Были рассмотрены по отдельности следующие ужесточающие факторы:

– исключение взаимного теплового сопротивления. Тепловая модель заменена на упрощённую (рис. 3б). Результаты остались теми же, лишь несколько увеличилось время выхода на установившийся режим;

– возврат к типовой модели, однако параметр  $i_{\text{ес0}}$  увеличен с  $2 \cdot 10^{-11}$  А на порядок до  $2 \cdot 10^{-10}$  А. В результате устанавливается равномерный режим работы;

– после возврата к типовой модели введён третий фактор: исключены температурные зависимости параметров  $f_{\text{гр}}$ ,  $i_{\text{кр}}$ ,  $r_b$ . Результат опять соответствует равномерному установившемуся распределению температуры;

– попарное введение перечисленных факторов также не вызывает неустойчивость.

2. Ключевой эксперимент связан с введением в модель всех трёх факторов одновременно. Это привело, наконец, к возникновению тепловой режимной неустойчивости. Это видно на рис. 4, где по оси ординат отложена температура активной части исследуемых звеньев, а по оси абсцисс отложено количество итераций. Видно нарастающее увеличение температуры звена 1. Очень характерный эффект состоит в том, что нарастание температуры звена 1 сопровождается некоторым

охлаждением соседнего звена 2, что говорит о перераспределении тока между ними в процессе «шнурования».

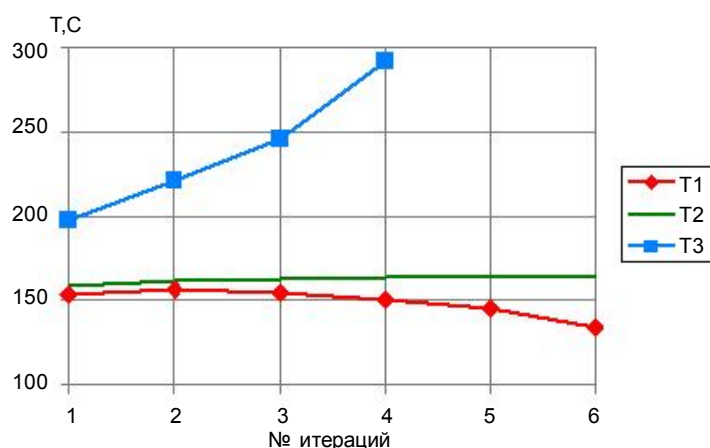


Рис. 4

Развитие неустойчивости в ходе последовательных итераций

1 и 2  $k_{ie}$ , сделав параметры  $r_{e1}$  и  $r_{e2}$  условно варьируемыми. Если интегральное сопротивление  $r_e$  для полной структуры соответствует некоторому исходному реальному коэффициенту стабилизации, то вновь введенный условный коэффициент показывает соотношение степени стабилизации звеньев 1 и 2 к степени стабилизации полной структуры. Произвольное введение отдельных стабилизирующих резисторов в звенья 1 и 2 должно каждый раз сопровождаться введением общего балластного резистора  $r_{e12}$ , который восстанавливает статус этих двух звеньев в массиве их соседей. При априорно заданном  $k_{ie}$

$$r_{e3} = r_e * m / (m - 1); r_{e1} = m / k * k_{ie} * r_e; r_{e2} = m / (1 - k) * k_{ie} * r_e; r_{e12} = m * (1 - k_{ie}) * r_e.$$

Вариант  $k_{ie} = 1$  соответствует единой степени стабилизации всех звеньев. В типовом анализируемом режиме  $k_{ie} = 10^{-4}$ .

Возвращаясь к предыдущему примеру, будем искать значение  $k_{ie}$ , соответствующее границе устойчивого режима. С расчётной точки зрения это оказалось достаточно трудоёмкой операцией, поскольку вблизи границы и с одной, и с другой стороны количество необходимых итераций для каждой температурной ситуации заметно возрастает.

В результате анализа оказалось, что граничное значение условного коэффициента стабилизации для типового варианта составило  $k_{ie\_гран} = 4,5 \cdot 10^{-2}$ . Этот результат означает, что избранное для типового примера значение интегрального  $r_e$  завышено более чем в 20 раз по отношению к граничному значению и это при том, что были введены три существенных фактора активизации неустойчивости.

4. С позиций предыдущего параграфа была исследована «цена» искусственного увеличения  $i_{es}$  ещё на порядок ( $i_{es} = 2 \cdot 10^{-9}$ ). При этом граница сдвинулась почти вдвое:  $k_{ie\_гран} = 8 \cdot 10^{-2}$ .

5. Исследована «цена» утрированного увеличения параметров  $f_{гр}$ ,  $i_{кр}$ , при этом величина  $i_{es}$  возвращена к типовому значению. Оценка границы устойчивости осталась почти неизменной  $k_{ie\_гран} = 4 \cdot 10^{-2}$ . Этот результат соответствует ожиданиям.

6. Последний вопрос связан с «ценой» повышения теплового сопротивления на 20 %, что соответствует переходу на большую длительность радиоимпульса. Граничное значение составило  $k_{ie\_гран} = 8 \cdot 10^{-2}$ .

3. Полученный эффект температурной режимной неустойчивости позволяет ответить на практический вопрос, какова количественная роль стабилизирующих эмиттерных резисторов в обеспечении устойчивости исследуемого типа. Такой обобщённый вопрос уместен, поскольку тепловая эквивалентная схема уже упрощена до независимых тепловых сопротивлений всех звеньев.

Используем некий условный коэффициент стабилизации звеньев



---

## **Заключение**

Использованный метод итераций для оценки устойчивости или неустойчивости распределения температуры и режимных параметров по площади транзисторной структуры представляется корректным применительно к непрерывному режиму возбуждения транзистора. Тот же метод использован для анализа импульсного режима возбуждения с той только разницей, что тепловое сопротивление для непрерывного режима заменено на так называемое импульсное тепловое сопротивление. Такой подход предполагает, что процесс неустойчивости явным образом проявит себя за время одного импульса. На самом деле это происходит гораздо сложнее и многообразнее.

Оправданием для представленных оценок применительно к импульсным режимам работы транзистора служит то обстоятельство, что использованный метод даёт заведомо заниженную оценку устойчивости. В том же направлении занижения устойчивости приходится использовать и ряд других упрощающих допущений.

При всех оговорках граница неустойчивости и главный фактор стабилизации – введение в структуру транзистора распределённых резисторов в эмиттерной цепи оказывается в явном противоречии с результатами моделирования.

Основываясь на результатах представленных оценок, можно было бы сделать вывод о возможности существенной коррекции конструкции прибора за счёт снижения уровня стабилизации. Однако имеется многолетний опыт проектирования транзисторов со стабилизирующими резисторами и имеется информация о возрастании количества отказов в партиях транзисторов со случайно пониженным (в 1,5-2 раза) значением интегрального  $r_c$ . К сожалению, эта информация не находит протокольного подтверждения.

В сложившейся ситуации, по-видимому, следует продолжить исследования в поисках иного механизма неустойчивости, подавляемого распределёнными эмиттерными резисторами, либо пересмотреть сложившуюся практику, собрав при этом необходимое экспериментальное подтверждение.

## **Литература**

1. В. Ф. Синкевич. Физические основы обеспечения надёжности мощных СВЧ транзисторов // Электронная промышленность. – 2003. – Вып. 2. – С. 232-242.
2. Н. А. Козлов, В. Ф. Синкевич. Кинетика теплового расслоения тока в статическом и импульсных режимах работы мощных транзисторов // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 1984. – Вып. 2(168). – С. 35-44.
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. А. Евстигнеев. Моделирование мощного биполярного СВЧ транзистора в усилительном режиме с учётом квазинасыщения // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2005. – Вып. 1-2. – С. 24-33.
5. 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.
6. А. Л. Захаров, Е. И. Асвадунова. Расчёт тепловых параметров полупроводниковых приборов. Метод эквивалентов // М.: Радио и связь. – 1983. – С. 184.