УДК 621.382

DOI:10.36845/2073-8250-2020-258-3-4-21

АНАЛИЗ УСЛОВИЙ ВОЗНИКНОВЕНИЯ И ПОДАВЛЕНИЯ ПОПЕРЕЧНЫХ КОЛЕБАНИЙ В СТРУКТУРЕ МОЩНЫХ СВЧ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

¹В.Л. Аронов, ²Е.М. Савченко, ¹Д.М. Мосейкин, ¹А.Д. Першин, ¹Д.Г. Дроздов

¹АО «НПП «Пульсар», 105187, г. Москва, Окружной проезд, д. 27;

²РТУ МИРЭА, 119454, г. Москва, проспект Вернадского, д. 78

Поперечная неустойчивость свойственна мощным транзисторным структурам, состоящим из нескольких параллельно включённых элементарных транзисторов. Анализ такой неустойчивости осложняется большим количеством элементов транзистора. Введение подавляющих резисторов позволяет исключить развитие поперечных колебаний, однако не существует однозначных критериев достижения устойчивости с их помощью. Сложность заключается ещё и в том, что режим транзистора в составе типового усилительного каскада является существенно нелинейным, а условия эксплуатации во многих случаях соответствуют относительно широкой полосе рабочих частот. В настоящей работе представлен анализ поперечной неустойчивости мощного усилительного каскада на современном полевом GaN транзисторе. Кристаллы и цепи для данного транзистора разработаны авторами статьи. Главные отличительные особенности анализа в том, что он проводится во временной области, и это позволяет оценить устойчивость каскада не только в период воздействия мощности возбуждения, но и после окончания радиоимпульса возбуждения. Такой подход позволяет оценивать устойчивость усилителя в паузе между импульсами возбуждения, что является весьма актуальным с эксплуатационной точки зрения. Результаты расчётных оценок устойчивости и коэффициентов запаса устойчивости получены с использованием упрощённой модели транзистора, когда многоэлементная модель свернута к двухэлементной модели. Тем не менее результаты расчётных оценок сохраняют свою значимость в реальных условиях, когда введение подавляющих резисторов создаёт значительный запас устойчивости, включая и реальную полосу рабочих частот каскада. К настоящему времени данные, полученные после изготовления образцов, лишь частично подтверждают расчётные оценки в силу сложности проведения экспериментальных исследований. При этом результатов, опровергающих модельные оценки, не зафиксировано.

Ключевые слова: поперечные колебания, усилительный каскад, нелинейный режим, поперечная неустойчивость, модель транзистора, модель каскада, подавляющий резистор, интервал устойчивости, холодный резонанс, частота автогенерации

Сведения об авторах: Аронов Вадим Львович, д.т.н.; Мосейкин Дмитрий Михайлович, toseykin.dm@mail.ru; Савченко Евгений Матвеевич, РТУ МИРЭА, к.т.н., jener2000@mail.ru; Першин Александр Дмитриевич, ehe.1985@mail.ru; Дроздов Дмитрий Геннадьевич, к.т.н., drozdovdg@mail.ru

ANALYSIS OF THE CONDITIONS OF OCCURRENCE AND SUPPRESSION OF LATERAL VIBRATIONS IN MICROWAVE POWER FETS

¹*V. L. Aronov, ²E. M. Savchenko, ¹D. M. Moseykin, ¹A. D. Pershin, ¹D. G. Drozdov*

¹*S&PE Pulsar JSC, 105187 Moscow, Okruzhnoy pr., 27*

²*MIREA Russian Technological University, 119454 Moscow, Vernadsky ave., 78*

Lateral instability is inherent in power transistors structures, consisting of several simple transistors connected in parallel. The large number of transistor elements complicates the analysis of such instability. The introduction of suppressing resistors makes it possible to prevent the occurrence of lateral oscillations, however there are no unambiguous criteria for achieving stability this way. The matter is further complicated by the fact that transistor exhibits nonlinear operation in a typical amplifier stage, and the operating conditions in many cases correspond to a relatively wide range of frequencies. In this paper, we present an analysis of lateral instability of a power amplifier stage, created on a basis of modern GaN field-effect transistor (FET). We had designed all dies and circuits for this FET. The main feature of the analysis is that we carried it out in the time domain, which made possible to estimate the stability of the stage not only under the excitation power pulse, but also after the end of the pulse. Our approach makes it possible to assess the stability of the amplifier between the excitation pulses, which is very important from the operational point of view. We calculated the estimates of operational stability and stability factor using a simplified transistor model, with the multi-element model reduced to a two-element model. Nevertheless, the results of the estimates retain their significance in real conditions, when the introduction of suppressing resistors creates a significant margin of stability, including the actual operating frequency band of the stage. To date, the data we have obtained after the manufacture of the samples only partially confirms the calculated estimates, due to the complexity of managing the experimental studies. However, there are no recorded results, which deny our estimates for the model.

Keywords: *lateral oscillations, amplifier stage, nonlinear operation, lateral instability, transistor model, stage model, suppressing resistor, stability region, cold resonance, auto-generation frequency*

Data on authors: *Aronov Vadim Lvovich, Sc.D.; Moseykin Dmitriy Mikhaylovich, moseykin.dm@mail.ru; Savchenko Evgeniy Matveyevich, Ph.D., jener2000@mail.ru; Pershin Aleksandr Dmitriyevich, exe.1985@mail.ru; Drozdov Dmitriy Gennadyevich, Ph.D., drozdovdg@mail.ru*

Введение

Мощные СВЧ транзисторы широко используются для построения выходных усилительных каскадов систем связи и радиолокации [1, 2]. Проблема паразитных поперечных колебаний в мощных СВЧ транзисторах проявляет себя давно, но остаётся не до конца исследованной. В литературе описаны подобные явления в структуре мощных биполярных транзисторов [3], известны работы применительно к мощным полевым транзисторам L- и S-диапазонов [5, 6]. Однако с повышением рабочей частоты названная проблема становится всё более актуальной.

Суть явлений поперечной неустойчивости транзисторного усилительного каскада заключается в том, что мощный современный транзистор любого типа имеет сложную структуру, включающую несколько элементарных структур, которые в идеале должны работать параллельно (т. е. переменные токи и напряжения на них должны быть синфазны). Реальное соединение выходных электродов элементарных транзисторов осуществляется проволочными перемычками в простейшем случае на некую общую площадку, с которой мощный выходной сигнал через выходную согласующую цепь поступает в нагрузку. Упомянутые проволочные проводники обладают некоторой индуктивностью, а все элементарные транзисторы обладают некоторой выходной ёмкостью. В результате распределённые ёмкости транзисторов и распределённые индуктивности проволочных перемычек образуют систему, имеющую несколько поперечных резонансных частот, из которых нас будет интересовать лишь первая мода, когда крайние структуры будут иметь противофазные колебания, а реальная нагруз-

ка практически оказывается отключена от этих поперечных колебаний.

Всякий реальный транзистор обладает определённой внутренней обратной связью. Для полевого транзистора такая обратная связь обусловлена неизбежной ёмкостью сток-затвор. Для ненагруженной извне выходной цепи на частоте поперечного резонанса вполне вероятно возникновение специфической автогенерации. Здесь рассмотрен частный вариант формирования поперечной неустойчивости, однако подобный механизм имеет место во всех конфигурациях сложных выходных цепей транзистора.

В технике широко используется способ подавления паразитных поперечных колебаний за счёт введения резисторов в специально формируемые поперечные цепи. При соблюдении симметрии эти резисторы не вносят потерь на основной несущей частоте при возбуждении синфазных колебаний на всех элементарных транзисторах. Сложность заключается в том, как обоснованно выбрать цепи подавления поперечной неустойчивости.

Анализ явлений поперечной неустойчивости осложняется тем, что режим работы мощного усилительного каскада является существенно нелинейным. При большой выходной мощности требуется реализация приемлемого КПД каскада не только из соображений экономии расходуемой энергии, но и для защиты транзисторной структуры от перегрева в режиме эксплуатации. Это означает неизбежное использование, с одной стороны, отсечки тока (класс С или В), а с другой стороны, – дозированного режима квазинасыщения. Присутствие мощного сигнала возбуждения существенным образом подавляет паразитное возбуждение любого типа, в том числе поперечное воз-

буждение. Однако этот позитивный эффект оказывается непостоянным в реальных меняющихся в известных пределах условиях эксплуатации.

Одним из самых актуальных оказывается вариант возникновения поперечной неустойчивости в период времени после окончания импульса возбуждения. Даже при использовании класса С после окончания возбуждения транзистор ещё некоторое время остаётся в активном режиме, пока не завершится переходной процесс. Поперечные колебания могут успевать развиваться за это пусть даже и небольшое время, поскольку подавляющий эффект сигнала возбуждения исчез.

Такое возбуждение паразитной генерации оказывается особенно опасным для усилителей мощности, предназначенных для работы в импульсном режиме с высокой скважностью.

Требуемый анализ поперечной неустойчивости оказывается достаточно многоплановым.

По нашему представлению, сложности анализа работы усилительного каскада удаётся преодолеть с использованием метода анализа работы усилительного каскада во временной области. Этот метод основан на использовании нелинейной модели транзистора, отражающей в известной степени физические процессы в транзисторе и внешних цепях согласования транзистора с источником возбуждения и нагрузкой. Далее для полученной общей модели формируется система дифференциальных уравнений для токов и напряжений как функций времени. Затем с использованием высокоэффективных решателей в системе MATLAB получаем все искомые функции времени, включая вынужденные колебания, связанные с сигналом возбуждения,

так и паразитные колебания, если они возникают. После необходимых преобразований Фурье получаем параметры режима усилительного каскада на несущей частоте: выходную мощность, коэффициент усиления, КПД и т. д. [7].

Особенность используемого метода анализа состоит в том, что время анализа устанавливается на заданную величину больше, чем ранее установленная длительность радиоимпульса возбуждения. Это означает, что доступны для анализа оказываются процессы формирования заднего фронта выходного радиоимпульса и, что особенно важно, процессы формирования поперечных колебаний в паузе между рабочими радиоимпульсами.

Модель анализируемого усилительного каскада и нелинейная модель транзистора

В соответствии с высказанными представлениями о механизме возникновения паразитных поперечных колебаний в структуре мощного СВЧ транзистора (с участием цепей согласования) становятся понятными широко известные конструкции транзисторов и усилительных каскадов с введёнными резисторами для подавления поперечной неустойчивости. Общепринятая идея состоит в том, что сборка элементарных транзисторных структур и согласующих цепей делится на два симметричных канала, которые имеют определённую протяжённость и в конце концов объединяются в единый канал для передачи суммарной усиленной мощности в нагрузку. Такое разделение позволяет ввести один или несколько поперечных резисторов (с неизбежными паразитными индуктивностями), которые будут выполнять задачу подавления неустойчивости.

Рис. 1

Конструкция экспериментального усилительного каскада: 1 – кристалл транзистора; 2 – пластина 1-го каскада выходного согласования; 3 – пластина 1-го каскада входного согласования; 4 – пластина 2-го каскада выходного согласования; 5 – пластина 2-го каскада входного согласования; 6, 7, 8, 9 – резисторы подавления поперечной неустойчивости

В реальной ситуации количество первичных каналов может быть увеличено в 2-4 раза, однако эти варианты здесь не рассматриваются из-за сложностей с объёмом моделирования при отсутствии новых механизмов нарушения устойчивости усилительного каскада.

В настоящей работе исследуется экспериментальный усилительный каскад на основе GaN HEMT транзистора с граничной частотой 24,5 ГГц, изготовленный по технологии с проектной нормой 0,25 мкм. Для транзистора имеется табличная расчётная модель производителя в виде системы X-параметров. С их помощью вычислены параметры упрощённой нелинейной модели, используемой в настоящей работе. В ходе формального преобразования X-параметров в параметры нелинейной модели возникли некоторые нестыковки с экспериментально контролируемыми параметрами упрощённой модели.

Они были преодолены в пользу экспериментальных данных. В целом

это тема отдельной актуальной работы.

Конструкция экспериментально реализованного усилительного каскада представлена на рис. 1. Как видно, на два канала разделена не только выходная, но и входная цепь, где также установлены резисторы подавления поперечной неустойчивости, хотя входная цепь играет в обсуждаемой проблеме вторичную роль. В рассматриваемом примере задействован один кристалл транзистора, включающий 14 элементарных структур, которые разделены на две группы в соответствии с формируемыми двумя каналами. Говоря о выходной цепи, каждая группа соединена проволочными проводниками с двумя площадками на первой микрополосковой плате, примыкающей к кристаллу. Между этими двумя площадками, которые в первом приближении образуют ёмкости первого звена согласования, располагается резистор, выполняющий функцию подавления поперечной неустойчивости. Кроме того, резисторы подавления поперечных коле-

Рис. 2

Упрощённая модель усилительного каскада с двумя моделями половинных транзисторов и двумя каналами цепей согласования

баний предусмотрены на кристалле транзистора между всеми стоковыми выводами каждой элементарной структуры.

Второе звено согласования формируется проволочными проводниками с упомянутых площадок первого звена на соответствующие две площадки второго звена, размещённые на другой микрополосковой плате, смонтированной впритык с первой платой. Между двумя площадками второго звена также размещён резистор подавления поперечных колебаний. С площадок второго звена полосковые линии сводят сигналы на выходную 50-омную линию, передающую суммарный сигнал к выходному разъёму для соединения с нагрузкой. Конфигурация входной согласующей цепи практически соответствует выходной цепи.

Адекватно смоделировать всю описанную систему многоструктурного транзистора и 3-звенные цепи с распределёнными элементами (отрезки линий и условно ёмкостные площадки) не удаётся из-за слишком большого объёма соответствующей системы дифференциальных уравнений. Разработана упрощённая модель системы, где транзисторный кристалл описывается двумя транзисторными моделями, а слож-

ные цепи выходного согласования свёрнуты к двум звеньям, сформированным с помощью сосредоточенных ёмкостей и индуктивностей (рис. 2).

Между входными и выходными индуктивностями в модели каждого половинного транзистора введены взаимные индуктивности m_{gd1} . Величины этих взаимных индуктивностей получены в системе AWR из анализа взаимного расположения проволочных перемычек с кристалла транзисторов на прилегающие микрополосковые платы.

Для полученной упрощённой конфигурации цепей проведена машинная оптимизация параметров в синфазном режиме работы двух каналов с целью достижения оптимального нелинейного режима усилительного каскада в приемлемой полосе рабочих частот. Можно предположить, что такой режим приблизительно соответствует достигнутому на сегодня процессу настройки экспериментального образца в полосе частот.

Численные значения параметров цепей представлены в табл. 1, а достигнутые в результате модельного анализа эксплуатационные параметры каскада – в табл. 2.

Таблица 1

Параметры модели транзистора и согласующих цепей усилительного каскада

r_{gg0}	L_{g1}	L_{gp}	r_{gp}	C_{g1}	r_{g1}	C_{ga1}	
Ом	нГн	нГн	Ом	пФ	Ом	пФ	
1,0	0,005	0,042	5	17,0	0,02	1,4	
r_{gd1}	C_{d1}	r_{ds1}	L_{d1}	L_{dp1}	r_{dp1}	m_{gd1}	L_{dp}
Ом	пФ	Ом	нГн	нГн	Ом	нГн	нГн
1,0	2,75	0,012	0,01	0,01	3,0	0,00028	0,15
r_{dp}	C_{dn1}	L_{dn1}	C_n	L_p	g_n	L_{d10}	
Ом	пФ	нГн	пФ	нГн	См	нГн	
25,0	4,7	0,54	2,00	0,25	0,02	0,005	

Таблица 2

Модельные энергетические параметры каскада в полосе частот:
 $e = 28 \text{ В}$; $P_{inn} = 6.3 \text{ Вт}$; $ee = -2,5 \text{ В}$; P_{in} – мощность, потребляемая транзистором,
при номинальной мощности возбуждения P_{inn}

f , ГГц	8,8	9	9,5	10	10,5	10,7
I_{d0} , А	1,48	1,06	1,21	1,28	1,06	0,77
P_{in} , Вт	1	2,15	6,2	6,2	5	4,3
P_{out} , Вт	39,5	45	72	62	58,2	43,6
КПД, %	19	30,2	42,5	34,5	39,3	40,5

Таблица 3

Энергетические параметры каскада в полосе частот:
 $e = 28 \text{ В}$; $ee = -2.5 \text{ В}$; $P_{inn} = 6.3 \text{ Вт}$

f , ГГц	8,8	9	9,3	9,5	10,2
P_{out} , Вт	28,8	50	60,3	56,2	44
КПД, %	38	51	56,1	50	45

Как видно из табл. 2, полоса рабочих частот каскада получилась порядка 1 ГГц. При этом надо иметь в виду, что входная цепь в анализируемой модели имеет очень упрощённую конфигурацию.

Для сравнения в табл. 3 представлены экспериментальные данные исследуемого каскада в условиях, аналогичных данным табл. 2.

Сложной проблемой формирования упрощённой модели транзистора оказалось определение параметра r_{dp} . В реальной

транзисторной структуре 6 поперечных резисторов в каждом половинном транзисторе имеют величину 15 Ом. При свёртке цепи следует учитывать, что поперечный ток оказывается разным для всех шести резисторов, спадая до 20 % у крайних элементов. Попытка введения некоего одиночного эквивалентного резистора дала величину порядка 25 Ом. Эта величина r_{dp} используется во всех последующих расчётах. Используемая упрощённая нелинейная модель собственно транзисторной структуры

применительно к каждому из половинных транзисторов отражена в виде эквивалентной схемы, отмеченной пунктиром на рис. 2. Ёмкости C_g , C_d , C_{gd} с соответствующими последовательными сопротивлениями r_g , r_{ds} не требуют комментариев. Значения параметров применительно к модели половинного транзистора: $C_{g10} = 0.018$ нФ, $C_{d1} = 0.00375$ нФ, $C_{gd1} = 0.0007$ нФ, $r_{g1} = 0.02$ Ом, $r_{ds1} = 0.012$ Ом, $r_{gd1} = 1$ Ом.

Управляемый генератор тока $I_{dt} = F(U_g, U_d)$ описывает нелинейные вольт-амперные передаточные характеристики (ВАХ) транзистора. Статические ВАХ описываются с помощью пяти численных параметров, что видно на рис. 3. Пороговое напряжение затвора U_0 , дифференциальная крутизна S_0 , критический ток I_{kr} , вспомогательное напряжение на стоке U_{d0} , граница перенапряжённого режима R_d (рис. 3). Величина S_0 определяется при относительно небольших токах стока и при напряжениях на стоке, достаточных для выхода из перенапряжённого режима. С ростом тока крутизна снижается. Для описания этого эффекта введён параметр

I_{kr} . Он определяется как величина тока стока (при напряжении на стоке, равном U_{d0}), при котором крутизна снижается от S_0 в 3 раза. Динамические параметры I_{dt} сведены к одному параметру τ – времени задержки тока стока по отношению к напряжению на затворе. Приближённые статические ВАХ выдаёт простая аналитическая программа ifet20a. Численные значения перечисленных параметров применительно к модели половинного транзистора: $S_{01} = 4$ А/В, $U_{d0} = 10$ В, $I_{kr1} = 12$ А, $r_{d1} = 0.34$ Ом, $\tau = 0.017$ нс, $U_0 = -2.5$ В.

Завершая обзор модели транзистора, необходимо отметить, что в описанные два симметричных канала необходимо искусственно ввести небольшую несимметрию. В реальности некая случайная несимметрия всегда имеет место. Этот параметр определяет скорость нарастания поперечных колебаний при нарушении условий устойчивости. В обсуждаемой модели введены разные значения статической крутизны для двух половинных транзисторов $S_{01} = 4.1$ А/В, $S_{02} = 3.9$ А/В. Интегральные энергетические параметры усилительного

Рис. 3

Статические ВАХ, описываемые упрощённо в подпрограмме ifet20

Рис. 4

Модель выходной цепи анализируемого каскада в «холодном режиме» для контроля частот поперечного резонанса

каскада после этого изменились незначительно. Так выходная мощность снизилась на 1,5 %.

Для проверки были сделаны попытки ввести подобную несимметрию к другим параметрам модели (I_{kr1} - I_{kr2} , C_{d1} - C_{d2}), однако поведение каскада во всех этих вариантах сохранялось однотипным.

Прежде чем анализировать модель транзисторного каскада на поперечную неустойчивость, целесообразно рассмотреть модель выходной цепи анализируемого каскада в т. н. «холодном» режиме для выявления частот поперечного резонанса. Поскольку ожидаются противофазные колебания на двух стоковых электродах половинных транзисторов, достаточно представить половину полной цепи, установив короткое замыкание в сечении общей нагрузки (рис. 4). Контрольный порт для фиксации реактивной проводимости Y_n в полосе частот установим в сечении, где внешняя цепь подключена к модели половинного транзистора. Модель половинного транзистора заменим приближённо эквивалентной выходной ёмкостью $C_{ef} = (C_{d1} + C_{gd1})$. Искомый параллельный резонанс представленной цепи соответствует $I_m(Y_n) = 0$.

Как будет видно ниже, в интересующей полосе частот (1-30 ГГц) будут фиксироваться одна или две резонансных частоты. Сопоставление этих параметров с частотами возникающих поперечных колебаний будет фактором понимания и оценки получаемых результатов.

Результаты анализа эксплуатационного режима усилительного каскада и условий возникновения поперечной неустойчивости

Качественным показателем достоверности последующего анализа может служить сопоставление полученных параметров каскада с типовыми экспериментальными данными. В качестве первого критерия используем результаты синтеза модельного и экспериментального каскадов в полосе частот (табл. 2, 3). Определим для этого два параметра: полоса частот каскада и некая средняя мощность в этой получившейся полосе частот. Примем за границу полосы спад мощности на 1 дБ от максимального значения. Для модельного каскада такая условная полоса составила 1,1 ГГц, а усреднённая мощность 62 Вт. Для экспериментального каскада те же параметры составили 1,0 ГГц и 52 Вт. Как видно, рас-

Рис. 5

Расчётные эпюры тока стока и напряжения на стоке для половинного транзистора, близкого к оптимальному

хождение приемлемо по порядку величины с учётом неизбежных погрешностей, связанных с качеством синтеза в модельном варианте и не исследованными до конца погрешностями оптимизации в полосе частот для экспериментального каскада.

Учитывая важность проблемы, можно использовать другой критерий, когда оптимизация в полосе исключена, а в обоих сравниваемых вариантах оптимизация цепей согласования проводится на одной центральной частоте 9,5 ГГц. Здесь погрешности и в эксперименте, и в модельных расчётах должны быть меньше.

В результате при питающем напряжении 28 В и при номинальной мощности возбуждения 6,3 Вт на частоте 9,5 ГГц получаем для экспериментального каскада $P_{out\ max} = 66$ Вт, а для модельного каскада 72,9 Вт, т. е. разница снизилась до 10 %, и это вдвое лучше для оценки искомой достоверности.

Следует добавить, что представленные оценки имеют лишь качественный харак-

тер. При анализе неустойчивости можно ожидать возникновения специфических эффектов несоответствия модели и реального транзистора.

На рис. 5 показаны расчётные эпюры тока стока и напряжения на стоке для одного из половинных транзисторов. Этот режим близок к оптимальному. Пиковое напряжение на стоке близко к удвоенному напряжению питания. Пиковое значение тока стока несёт на себе следы слабопере-напряжённого режима, фазовые соотношения выходного тока и напряжения близки к оптимальным.

Интересный момент состоит в том, что исходно режим каскада несёт в себе значительный угол отсечки по затвору ($ee = U_0$), однако эпюры токов стока не имеют явно выраженной отсечки. Это следствие относительно большого времени задержки τ . Если искусственно снизить значение τ вдвое, то видимая отсечка тока появляется, а выходная мощность и КПД возрастают.

Для ответа на главный поставленный

вопрос об устойчивости типового усилительного каскада в отношении поперечных колебаний необходимо контролируемым образом менять условия подавления поперечной неустойчивости и уровень мощности возбуждения. Эти действия необходимы на фоне важного первичного результата. В номинальных условиях каскад ведёт себя устойчиво. Этот факт зафиксирован как при расчётном анализе, так и экспериментально.

Полученное соотношение расчётных и экспериментальных энергетических параметров исследуемого каскада можно признать удовлетворительным. При этом надо иметь в виду, что экспериментальные значения выходной мощности несколько занижены из-за потерь в цепях согласования. Провести объективную оценку этих потерь пока не удалось.

Анализ эффектов поперечной неустойчивости целесообразно начать с исходного активного режима в интервале действия радиоимпульса возбуждения на центральной рабочей частоте 9,5 ГГц. Для этого естественно исключить из модели все подавляющие резисторы, однако экспериментальные возможности оказались весьма ограничены. Всё, что удалось сделать, это закоротить подавляющие резисторы, реализованные на микрополосковых платах, с помощью индиевой закоротки. При этом подавляющие резисторы в структуре транзистора остаются без изменения. Дополнительно была вдвое снижена мощность возбуждения, однако никаких следов паразитного возбуждения не было обнаружено. При этом измерены $P_{out} = 55$ Вт и КПД 46 %.

Модельные исследования начнём с подобного варианта: $r_{gp} = 0$, $r_{dp1} = 0$, $r_{dp} = 25$, $P_{inn} = 3$ Вт. В результате получен, как и в

эксперименте, абсолютно устойчивый режим каскада с выходной мощностью 44,3 Вт и КПД 34,3 %.

Следующий чисто модельный эксперимент состоит в том, что будет удалён третий подавляющий резистор $r_{dp} = 0$. В этом варианте выходная мощность и КПД на основной частоте падают примерно на 30 %, а форма токов и напряжений сильно искажается, хотя основная частота этих колебаний по-прежнему соответствует частоте сигнала возбуждения. Как выяснилось, этот факт определяется случайными обстоятельствами. При контроле «холодного» поперечного резонанса частота его оказалась равной 9,75 ГГц, что в пределах погрешности соответствует частоте сигнала возбуждения (9,5 ГГц).

Теперь можно перейти к оценке эффективности подавления поперечной неустойчивости с помощью отдельно взятого элемента r_{dp} . Если увеличивать его величину от исходного нуля, то при граничном значении 2 Ом паразитные поперечные эффекты исчезают и энергетические параметры каскада возвращаются к номинальным значениям, соответствующим $P_{inn} = 3$ Вт. Дальнейшее увеличение r_{dp} обнаруживает обширный участок стабильного режима работы исследуемого усилительного каскада. Когда сопротивление достигает величины 200 Ом, снова возникает поперечная неустойчивость. Выходная мощность падает, хотя и не слишком активно, картина напряжений и токов на стоках полупроводниковых транзисторов оказывается невероятно сложной, причём в отличие от первого варианта картина не сводится к одной несущей частоте. С увеличением длительности радиоимпульса возбуждения не удаётся добиться установившегося режима. При новом значении r_{dp} «холодный» поперечный

резонанс сместился к частоте 6,4 ГГц. Это отчасти объясняет сложности с определением собственной частоты паразитного возбуждения.

Введём новый параметр под названием «интервал устойчивости» применительно к элементу подавления r_{dp} :

$$\text{Del}(r_{dp}) = [2 \ 200]; (r_{gp} = 0); r_{dp1} = 0).$$

Рядом должно быть указано состояние двух других подавляющих элементов. В первом приближении полученный результат говорит о высокой эффективности подавляющих резисторов в структуре транзистора, формирующих в нашей модели величину r_{dp} .

Рассмотрим вариант, как если бы транзистор не имел встроенных резисторов подавления поперечной неустойчивости. Такой вариант достаточно часто встречается на практике. Положим $r_{dp} = 0$, $r_{gp} = 0$ и будем увеличивать значение r_{dp1} , т. е. сопротивление подавления, расположенное во внешней выходной согласующей цепи. Как и в первом варианте, интервал значений сопротивления подавления, соответствующий устойчивому режиму, оказался достаточной величины:

$$\text{Del}(r_{dp1}) = [2,5 \ 70] \text{ Ом}, (r_{gp} = 0, r_{dp} = 0).$$

Если проделать то же самое с параметром r_{gp} , т. е. с резистором подавления во входной цепи, то интервал значений оказался, как и ожидалось, меньше:

$$\text{Del}(r_{gp}) = [1,5 \ 9] \text{ Ом}, (r_{dp} = 0, r_{dp1} = 0).$$

Полученные данные об эффективности резисторов подавления не являются однозначными. Они в некоторой степени зависят от значений частот поперечных резонансов. В качестве примера рассмотрим вариант, когда после удаления встроенных в структуру транзистора резисторов подавления будут удалены также и внутренние перемычки между стоками эле-

ментарных транзисторов. Сопротивление $r_{dp} = 3000 \text{ Ом}$ (условно). При этом интервал значений r_{dp1} , соответствующих устойчивому режиму, вырос до 0,2–120 Ом, а соответствующий интервал для r_{gp} полностью исчез.

Перейдём к анализу поперечной неустойчивости в интервале времени после окончания импульса возбуждения. Здесь в отсутствие подавляющего эффекта возбуждения вероятность паразитного возбуждения выше.

Целью анализа является оценка эффективности тех же элементов подавления, которые рассматривались в предыдущем разделе: r_{gp} , r_{dp} , r_{dp1} .

В качестве критерия эффективности также будут выступать граничные значения интервала устойчивости для каждого из перечисленных параметров $\text{Del}(r_{gp})$, $\text{Del}(r_{dp})$, $\text{Del}(r_{dp1})$ в разных условиях сборки входной и выходной цепей усилительного каскада. В отличие от предыдущего раздела здесь на каждой границе получаемого интервала будут представлены частота паразитной автогенерации f_{ag1} , f_{ag2} и соответствующая совокупность частот «холодного» поперечного резонанса $f_{cp1} = [f_{cp11} \ f_{cp12}]$, $f_{cp2} = [f_{cp21} \ f_{cp22}]$ (одно или два значения).

Полученные результаты модельных оценок устойчивости для режима каскада после окончания радиоимпульса возбуждения представлены в табл. 4.

Первый очевидный результат этого раздела состоит в том, что подавляющий резистор во входной цепи относительно слабо влияет на поперечную устойчивость усилительного каскада. Это соответствует выводам из первого раздела, где исследовалась устойчивость каскада в течение действия радиоимпульса возбуждения. В трёх из четырёх столбцов табл. 4 стоят

Таблица 4

Границы устойчивого режима в паузе между импульсами возбуждения
($K_f = f_{ag}/f_{cp}$; f_{ag} – частота автогенерации на соответствующей границе,
 f_{cp} – частота поперечного резонанса)

	$r_{dp} = 0; r_{dp1} = 0$	$r_{dp} = 3e3; r_{dp1} = 0$	$r_{dp} = 0; r_{dp1} = 3e3$	$r_{dp} = 3e3; r_{dp1} = 3e3$
$Del(r_{gp}), \text{ Ом}$	[2.2 ... 4]	–	–	–
$f_{ag}, \text{ ГГц}$	8,2; 8,5	6,2 6,2	5,6 5,6	2,1 8,6
$f_{cp}, \text{ ГГц}$	10,3; 10,3	6,4 6,4	5,6 5,6	2,1 2,1
K_f	0,8 0,88	0,87 0,87	1 1	1 1,05

	$r_{gp} = 0; r_{dp1} = 0$	$r_{gp} = 0; r_{dp1} = 3e3$	$r_{gp} = 3e3; r_{dp1} = 0$	$r_{gp} = 3e3; r_{dp1} = 3e3$
$Del(r_{dp}), \text{ Ом}$	[2,0 ... 100]	[5,0 ... 20]	[4,0 ... 40]	[0,2 ... 200]
$f_{ag}, \text{ ГГц}$	9,0 6,4	9,7 9,4	7,9 6,2	5,5 8,8
$f_{cp}, \text{ ГГц}$	9,7 6,4	2,6;10,4 2,2;10,7	8,6 6,4	5,5;11,5 2,1; 9,6
K_f	9,2 1,0	0,93 1,02	0,92 0,97	1,0 0,97

	$r_{gp} = 0; r_{dp} = 0$	$r_{gp} = 0; r_{dp} = 3e3$	$r_{gp} = 3e3; r_{dp} = 0$	$r_{gp} = 3e3; r_{dp} = 3e3$
$Del(r_{dp1}), \text{ Ом}$	[4,0 ... 50]	[0,7 ... 100]	[0,7 ... 150]	[1 ... 500]
$f_{ag}, \text{ ГГц}$	9,0 10	6,5 9,6	8 5,6	6,1 2,1
$f_{cp}, \text{ ГГц}$	10,9 5,5;11,4	6,3 2,2; 9,6	10,3 5,5; 11,5	6,3 2,2; 9,6
K_f	0,83 0,88	1,03 1,0	0,78 1,02	0,97 0,99

прочерки в строке $Del(r_{gp})$, что означает отсутствие эффекта подавления поперечного возбуждения.

В табл. 4 введён параметр K_f , равный отношению частоты паразитной поперечной автогенерации и соответствующей частоты «холодного» резонанса. Сопоставление зафиксированных частот паразитной автогенерации с частотами «холодного» резонанса обнаруживает либо совпадение, либо относительную близость по порядку величин. Максимальное расхождение составило 22 %. Кроме того, частота автогенерации оказывается, как правило, меньше частоты «холодного» поперечного резонанса ($K_f < 1$).

Объяснение этим фактам состоит в том, что некоторое смещение частоты автогенерации создаёт смещение фазы внутренней обратной связи транзистора, что может ак-

тивизировать регенерацию, а смещение в сторону снижения f_{ag} несколько увеличивает усилительные возможности транзистора.

При сравнении относительной эффективности параметров r_{dp} и r_{dp1} она оказывается одного порядка, что несколько расходится с выводом из раздела один, где было зафиксировано заметное преимущество параметра r_{dp} . Это расхождение не слишком существенно в силу того обстоятельства, что оба параметра оказались весьма эффективными.

Оценивая погрешности представленных выше значений границ устойчивости, следует отметить, что в некоторых ситуациях достижение приемлемых погрешностей требует очень больших затрат времени. Это связано с тем, что вблизи границы устойчивости процесс развития паразит-

ных поперечных колебаний может проходить очень медленно. В принципе, можно использовать специальные критерии для повышения эффективности расчётного процесса. Например, можно установить граничное значение амплитуды развивающихся паразитных колебаний. Однако здесь возникает множество проблем, которые подлежат решению, если более точные оценки устойчивости окажутся востребованы.

Один из наиболее причудливых эффектов поперечной неустойчивости состоит в том, что в некоторых ситуациях паразитная поперечная генерация сначала довольно короткое время нарастает, достигает максимальной амплитуды, а затем очень медленно затухает. Подобные процессы также должны быть подавлены, т. к. они могут оказаться источником искажений спектра выходного сигнала.

Следует отметить, что обсуждаемая разновидность поперечной неустойчивости может быть радикально устранена схемотехническим способом. Если усилительный каскад будет иметь модуляцию по питающему напряжению (радиоимпульс возбуждения несколько длиннее импульса стоковой модуляции), то все проблемы с поперечной генерацией в промежутке между импульсами будут исключены.

Подавляющие резисторы в усилительных каскадах все равно должны быть предусмотрены для подавления негативных эффектов во время импульса возбуждения, поэтому с учётом доступной высокой надёжности подавления паразитного возбуждения дополнительные схемные мероприятия могут оказаться избыточными.

Следующий раздел исследований связан с оценкой поперечной неустойчивости в условиях нормированного рассогласования

нагрузки усилительного каскада. Рассогласование нагрузки каскада с КСВН = 3 является распространённым и достаточно критичным эксплуатационным требованием.

Были проведены модельные эксперименты в отношении 3-х из 12-и вариантов, представленных в табл. 3 для параметров r_{dp} , r_{dp1} . Выбраны варианты с минимальной потенциальной поперечной устойчивостью, однако при нагрузке с КСВН = 3 и при вариации фазы коэффициента отражения дополнительных эффектов поперечной неустойчивости обнаружено не было. Конечно, в первом приближении так и должно быть, поскольку в силу симметрии нагрузка вроде бы отключена от поперечных колебаний. Однако некоторый эффект мог быть в связи с нелинейностью режима транзистора, подобно эффекту от снижения уровня возбуждения каскада.

Следует упомянуть, что в одном из вариантов при вариации нагрузки возникло паразитное возбуждение на частоте субгармоники в течение радиоимпульса штатного возбуждения каскада. Этот достаточно неожиданный эффект никак не связан с поперечной неустойчивостью. Это явствует из того, что запуск того же варианта в программе, описывающей одноканальную модель, дал результат, тождественно повторяющийся.

Надо заметить, что такой эффект возникновения субгармоники случается в нашей практике штатной настройки усилителей мощности, хотя это бывает достаточно редко.

Последний раздел исследований в настоящей работе связан с оценкой поперечной устойчивости в полосе рабочих частот исследуемого усилительного каскада.

Штатный вариант со всеми резисторами в цепях подавления поперечных ко-

лебаний в полосе частот от 8 до 10,5 ГГц при модельном анализе не обнаружил каких-либо эффектов поперечной неустойчивости. Для оценки запаса устойчивости, как и в предыдущих разделах, предприняты попытки оценки $\text{Del}(r_{dp})$ и $\text{Del}(r_{dp1})$ при проведении анализа в течение действия радиоимпульса возбуждения. В паузе между импульсами результаты должны повторять результаты, полученные на центральной частоте.

Предпринята попытка провести в полосе рабочих частот такие же оценки запасов устойчивости, как и те, что отражены в табл. 3, однако на интервале радиоимпульса возбуждения возникают столь сложные медленно устанавливающиеся процессы паразитного возбуждения, что точность определения границ устойчивости оказалась существенно хуже, нежели в табл. 4. Качественный результат оценок сводится к тому, что значения интервалов устойчивости оказались одного порядка с теми, что представлены в табл. 4. В некоторых слу-

чаях интервалы устойчивости оказывались больше тех, что в табл. 4.

Некоторые эффекты поперечного возбуждения оказались не вполне понятными.

На рис. 6 показан относительно простой и понятный вариант возникновения паразитных поперечных колебаний на частоте 9,5 ГГц при $r_{gp} = 0$, $r_{dp} = 0$, $r_{dp1} = 1$. Эпюры напряжений на стоках двух половинных транзисторов существенно различаются по амплитуде и немного сдвинуты по фазе, а токи на тех же стоках очень сильно различаются по амплитуде, причём первый канал оказывается в перенапряжённом режиме. Фазы токов совпадают. При этом выходная мощность упала в сравнении с номинальным значением на 3,8 дБ. Все это объясняется возникновением поперечного паразитного возбуждения, причём частота паразитной генерации засинхронизирована сигналом возбуждения. В результате на одном канале синфазные и противофазные сигналы складываются, а на другом канале вычитаются.

Рис. 6

Эпюры стоковых напряжений и токов двух половинных транзисторов в типичном варианте возникновения паразитных поперечных колебаний за счёт частичного удаления подавляющих резисторов

Рис. 7

Эпюры стоковых напряжений и токов половинных транзисторов в условиях паразитного поперечного возбуждения со стихийно возникающей низкочастотной модуляцией

На рис. 7 показаны эпюры другого часто возникающего варианта паразитного возбуждения с относительно низкочастотной модуляцией. Здесь частота возбуждения 10,5 ГГц, $r_{gp} = 0$, $r_{dp} = 0$, $r_{dp1} = 100$ Ом. Как видно, после длинного переходного процесса установилась относительно низкочастотная мощная модуляция с периодом 5 нс, причём противофазная составляющая реализуется именно на частоте модуляции 0,2 ГГц. Непонятный момент состоит в том, что частота автогенерации должна отличаться от несущей частоты возбуждения всего на 2 %. Было бы естественно, чтобы автогенерация при столь малой разнице частот была бы синхронизирована сигналом возбуждения, как это произошло в первом варианте.

К сожалению, расчёт энергетических параметров каскада в условиях модуляции некорректен.

Имеется ещё ряд причудливых примеров, когда по визуальному впечатлению присутствуют сразу две частоты модуляции, однако при этом не удаётся добиться приемлемого установившегося режима.

Заключение

Поперечная неустойчивость мощных полевых транзисторов в X-диапазоне рабочих частот оказывается весьма многоплановой проблемой с точки зрения оптимизации конструкции самих транзисторов и усилительных каскадов на их основе.

Введённые в практику исследований критерии устойчивости не дают однозначного ответа на вопрос об оптимальных значениях параметров элементов подавления поперечной неустойчивости.

В зависимости от специфики эксплуатационных условий, конкретных технологических и схемотехнических возможностей

разработчик аппаратуры и разработчик транзисторов могут выбрать разные пути реализации способов подавления неустойчивости, при том что эти решения будут достаточно эффективными.

Анализ условий возникновения поперечной неустойчивости, проведённый с помощью упрощённой нелинейной модели во временной области, позволил выявить и

приблизённо количественно оценить возникающие эффекты и дать приближённую оценку эффективности схемных приёмов подавления поперечной неустойчивости.

Вполне вероятно, что имеющиеся оценки окажутся полезными для борьбы с негативными эффектами, однако дальнейшие исследования в этой области остаются актуальными.

Литература

1. Savchenko, E.M. Budyakov A.S., Pershin A.D., Romanbovsky S.M. Nonlinear model of the LDMOS transistor for RF power amplifier with output power 30 Watt in the frequency range 1.20 – 1.32 GHz. Micro-and Nanoelectronics–2012, Moscow-Zvenigorod, 01-05 October. Russian Academy of Sciences, P1-11.
2. Савченко, Е.М. Особенности применения СВЧ усилителей средней мощности в импульсном режиме работы / Е.М. Савченко, А.А. Пронин, А.Д. Першин, А.Ю. Кузьмин // Международная научно-техническая конференция «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения», 19-23 ноября 2018, РТУ МИРЭА, Москва. – С. 803-806.
3. Аронов, В.Л. Анализ явлений поперечной неустойчивости в мощных СВЧ транзисторах / В.Л. Аронов // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2007. – Вып. 2. – С. 65-75.
4. Аронов, В.Л. Моделирование эффектов неравномерной работы многокристалльных СВЧ LDMOS транзисторов в полосе частот / В.Л. Аронов, С.М. Романовский // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2013. – Вып. 2(231). – С. 26-34.
5. Аронов, В.Л. Модельное исследование эффектов неравномерной работы многокристалльного СВЧ LDMOS транзистора / В.Л. Аронов, С.М. Романовский // Материалы XV научно-технической

конференции «Пульсар-2017», «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА», 27-29 сентября, Москва-Дубна. – М.: АО «НПП «Пульсар». – С. 131-133 .

6. Аронов, В.Л. Моделирование мощного биполярного транзистора в усилительном режиме с учётом квазинасыщения / В.Л. Аронов, А.А. Евстигнеев // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2005. – Вып. 1-2. – С. 24-33.
7. Campbell Charles F., Poulton M. Compact highly integrated X-band power amplifier using commercially available discrete GaN FETs. – URL: <https://ru.scribd.com/document/219256232/Compact-Highly-Integrated-X-Band-Power-Amplifier-Using-Commercially-Available-Discrete-GaN-FETs>

References

1. Savchenko, E. M. Budyakov A. S., Pershin A. D., Romanbovskiy S. M. Nonlinear model of the LDMOS transistor for RF power amplifier with output power 30 Watt in the frequency range 1.20 – 1.32 GHz. “Micro-and Nanoelectronics – 2012” Conference, Moscow, Russian Academy of Sciences, pp. 1-11.
2. Savchenko E. M., Pronin A. A., Pershin A. D., Kuzmin A. Yu. Osobennosti primeneniya SVCH usiliteley sredney moshchnosti v impul'snom rezhime raboty [Features of the use of microwave medium power amplifier in pulsed operating mode].

- International conference “Fundamental’nyye problemy radioelektronnogo priborostroyeniya”, 2018, Moscow, MIREA, pp. 803-806.
3. Aronov V. L. Analiz yavleniy poperechnoy neustoychivosti v moshchnykh SVCH tranzistorakh [Analysis of lateral instability in microwave power transistors]. Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices, 2007, iss. 2, pp. 65-75.
 4. Aronov V. L., Romanovskiy S. M. Modelirovaniye effektov neravnomernoy raboty mnogokristal’nykh SVCH LDMOS tranzistorov v polose chastot [Modeling of the effects of irregular operation of a multi-die microwave LDMOS in an operating band]. Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices, 2013, iss. 2(231), pp. 26-34.
 5. Aronov V. L., Romanovskiy S. M. Model’noye issledovaniye effektov neravnomernoy raboty mnogokristal’nogo SVCH LDMOS tranzistora [Model study of the effects of irregular operation of a multi-die microwave LDMOS]. “Pulsar-2017” Conference, «Tverdotel’naya elektronika. Slozhnyye funktsional’nyye bloki REA”, Moscow, SPE Pulsar JSC, pp. 131-133.
 6. Aronov V. L., Evstigneev A. A. Modelirovaniye moshchnogo bipolyarnogo tranzistora v usilitel’nom rezhime s uchotom kvazinasyshcheniya [Modeling of a power bipolar transistor in amplification mode with quasisaturation]. Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices, 2005, iss. 1-2, pp. 24-33.
 7. Campbell Charles F., Poulton M. Compact highly integrated X-band power amplifier using commercially available discrete GaN FETs. Available at: <https://ru.scribd.com/document/219256232/Compact-Highly-Integrated-X-Band-Power-Amplifier-Using-Commercially-Available-Discrete-GaN-FETs>