11

Хаотическая неустойчивость колебаний в СВЧ усилителях мощности при усилении бигармонического сигнала

© Л.А. Морозова, С.В. Савельев

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
141190 Фрязино, Московская обл., Россия
e-mail: mila-morozova.ludmila@yandex.ru

Поступило в Редакцию 20 апреля 2024 г.
В окончательной редакции 1 октября 2024 г.
Принято к публикации 29 октября 2024 г.

Рассмотрено возникновение хаотической неустойчивости колебаний на выходе однокаскадного усилителя на мощном биполярном СВЧ транзисторе при усиление бигармонического сигнала. Установлено, что при большом уровне входного сигнала на выходе усилителя сигнал содержит значительную хаотическую составляющую. Экспериментально исследованы случаи, когда расстояние по частоте между парциальными частотными составляющими бигармонического сигнала близко к полосе усиления и когда оно много меньше этой полосы. Показано, что в первом случае хаотизация колебаний связана с возникновением последовательности цугов вынужденного колебательного процесса с произвольными начальными фазами и длительностями. Во втором случае появление хаотического пьедестала связано с хаотизацией пассивной недовозбужденной моды нелинейного контура, образованного емкостью $p-n$-перехода и входными согласующими цепями усилительного каскада.

Ключевые слова: хаос, усилитель мощности, бигармонический сигнал, последовательность цугов колебаний, хаотическая модуляция.

DOI: 10.61011/JTF.2025.01.59474.137-24

Введение

Вопросы устойчивости усилителей широко исследовались в рамках общей теории устойчивости цепей, содержащих активные элементы [1,2]. Однако устойчивость усилителей представляет значительно более серьезную проблему в диапазоне СВЧ, чем на низких частотах. Это в особенности справедливо при использовании полупроводниковых активных элементов, когда при увеличении абсолютного диапазона частот, в котором должна обеспечиваться устойчивость работы усилителя, одновременно возрастает влияние паразитных параметров, связанных с конечными размерами выводов и элементов корпуса таких активных элементов [3]. При этом мощный СВЧ усилитель легко теряет устойчивость при превышении напряжения смещения определенного значения и может переходить в режим генерации как детерминированных, так и хаотических колебаний [4].

Необычные явления, связанные с изменением устойчивости, наблюдаются также в ряде случаев в многомодовых активных системах [5,6], а также при воздействии на них сложных, например бигармонических, сигналов [7,8] как с сильно различающимися частотами, так и близкими по частоте. При взаимодействии с собственными модами системы сигнал на выходе при определенных значениях параметров приобретает хаотический характер.

Известно, что при большом уровне входного сигнала усилительные каскады транзисторных СВЧ устройств работают в существенно нелинейной области режимов. В этих условиях свойства $p-n$-перехода зависят от уровня входного сигнала, а выходные сигналы нелинейно зависят от входных воздействий. Как показывают приведенные в настоящей работе результаты экспериментов, нарушение линейности работы усилителя в случае нескольких входных сигналов приводит, помимо известных искажений, к хаотизации колебаний на выходе.

При усилении сложных сигналов в СВЧ усилителях могут возникать интермодуляционные искажения. Они представляют собой дополнительные составляющие в спектре выходного сигнала, которые появляются в нелинейных элементах усилителей (транзисторах) при взаимодействии нескольких сигналов с разными частотами (например, [9]). Важную роль играют и фазовые искажения сигналов, которые возникают на больших сигналах при проектировании усилителей мощности для базовых станций сотовой связи [10]. Вынужденная генерация хаотических колебаний при усилении сложных сигналов в научной литературе не рассмотрена.

Цель настоящей работы — исследование условий возникновения явления хаотизации колебаний на выходе мощных усилителей СВЧ диапазона на биполярных транзисторах.

1. Постановка эксперимента

В настоящей работе экспериментально исследовались сложные режимы работы мощных усилителей сантиметрового диапазона длин волн, возникающие при усилении бигармонического сигнала со сравнимыми амплитудами

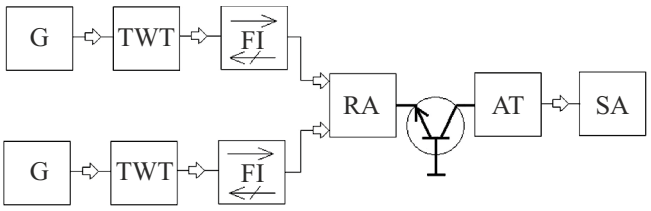


Рис. 1. Блок-схема измерительной установки. G — генератор; TWT — усилительная лампа бегущей волны; FI — ферритовый вентиль, RA — кольцевой сумматор; AT — аттенюатор, SA — анализатор спектра.

его составляющих. Блок-схема измерительной установки представлена на рис. 1.

Усилительные каскады представляли собой однокаскадные СВЧ усилители, в состав которых входили: один активный элемент — биполярный СВЧ транзистор и согласующие цепи на основе микрополосковых линий. Использовались усилительные каскады на основе биполярных транзисторов типа 2Т982 А−2, 2Т937 Б−2, 2Т938 А−2 (https://eandc.ru/catalog/2t982a-2). Микрополосковые линии и согласующие цепи создавались по стандартной технологии на материале с высоким значением диэлектрической проницаемости $\varepsilon = 10$, ФЛАН−10 (http://www.moldavizolit.com/rus/1_mat_for_pcb/svch/flan.html).

В качестве входных использовались два одночастотных сигнала от генераторов стандартных сигналов Г4−80 (https://www.meratest.ru/produktsiya/radioizmeritelnie_pribori/generatory_signalov/vch/product/g4-80/), усиленных до необходимого уровня мощности каждый своей лампой бегущей волны (ЛБВ). Непосредственно на вход усилительного каскада бигармонический сигнал поступал через микрополосковый кольцевой сумматор, суммирующие входы которого подключались к выходам ЛБВ. Для осуществления развязки их выходы подключались ко входам микрополоскового сумматора через коаксиальные ферритовые вентили. Спектр выходного сигнала усилительного каскада наблюдался на анализаторе спектра С4−60.

В результате исследований установлены два отличных друг от друга явления. Первое возникает в условиях, когда интервал между частотами бигармонического сигнала F_1 и F_2 мал по сравнению с полосой усиления транзисторного каскада П, т. е. когда выполняется соотношение $\Delta F = |F_1 - F_2| \ll$ П. Второе явление возникает в условиях, когда частоты бигармонического сигнала F_1 и F_2 располагаются на границах полосы усиления транзисторного каскада, так что $\Delta F \approx$ П. Такое разделение определяется не только расстановкой частот входного бигармонического сигнала, но также и условиями хаотизации колебаний, накладываемыми на параметры входного сигнала и питающие напряжения и, по-видимому, определяющие механизмы перехода к хаосу.

2. Усиление бигармонического сигнала с близкими частотами

Когда разность частот бигармонического сигнала много меньше полосы усиления транзисторного каскада, наблюдаются два эффекта:

– в выходном сигнале усилителя присутствуют комбинационные составляющие как в полосе усиления (с частотным интервалом ΔF), так и вне этой полосы на частотах $F_j = K_j|F_1 - F_2|$, где $\mathbf{K_j} = 1, 2\ldots$;

– при некоторой разности частот воздействующего бигармонического сигнала выходные колебания в полосе усиления становятся хаотическими.

Эволюция выходного сигнала усилительного каскада на базе транзистора 2Т937 Б−2 при последовательном уменьшении разности частот внешнего бигармонического сигнала в пределах $0 < \Delta F < 18$ MHz представлена на рис. 2). Усилительный каскад исследовался при следующих напряжениях питания: напряжение между эмиттером и базой транзистора $U_{\text{eb}} = -0.4$ V, напряжение между коллектором и базой транзистора $U_{\text{kb}} = 15$ V. Мощность входного сигнала $P_1 + P_2 = P_{nom}$, где P_1 и P_2 — мощности одночастотных составляющих на частотах F_1 и F_2 соответственно, P_{nom} — номинальная выходная мощность одночастотного сигнала, при которой мощность сигнала на выходе усилителя максимальна.

Спектры колебаний на выходе демонстрируют наличие комбинационных составляющих разности частот F_1 и F_2 при $\Delta F > 18$ MHz. При этом спектр эквидистантен с интервалом между частотами ΔF (рис. 2, *a*). Это сопровождается появлением модуляционных составляющих с частотами $F_j = K_j|F_1 + F_2|$, где $K_j = 1, 2\ldots$. Уменьшение приводит к появлению шумового пьедестала в полосе усиления (рис. 2, *b*, $\Delta F = 6$ MHz) и глобальной хаотизации колебаний (рис. 2, *c*) при $\Delta F = 3$ MHz. Огибающая шумового сигнала в основном повторяет АЧХ усилительного каскада. Хаотизация колебаний в полосе усиления не приводит к хаотизации колебаний на частотах $F_j = K_j|F_1 - F_2|$, $K_j = 1, 2\ldots$. Спектрограмма в этом участке диапазона остается эквидистантной со спадом амплитуды колебаний при увеличении K_j. Дальнейшее уменьшение ΔF приводит к ослаблению амплитуды хаотических колебаний (рис. 2, *d*) и обычному одночастотному усилению при равенстве частот входного бигармонического сигнала (рис. 2, *e*).

Эксперименты показывают, что хаотизация колебаний в мощном СВЧ усилительном каскаде на транзисторе возможна лишь при определенных значениях напряжения между эмиттером и базой транзистора $U_{\text{eb}} < -0.38$ V. Для других типов усилительных каскадов хаотизация колебаний наблюдалась при следующих напряжениях смещения: для транзисторов типа 2Т938 А−2 — при $U_{\text{eb}} < -0.58$ V, для транзисторов типа 2Т982 А−2 — при $U_{\text{eb}} < -0.25$ V, причем переход к хаосу в усилительных каскадах на этих транзисторах аналогичен рассмотренному.

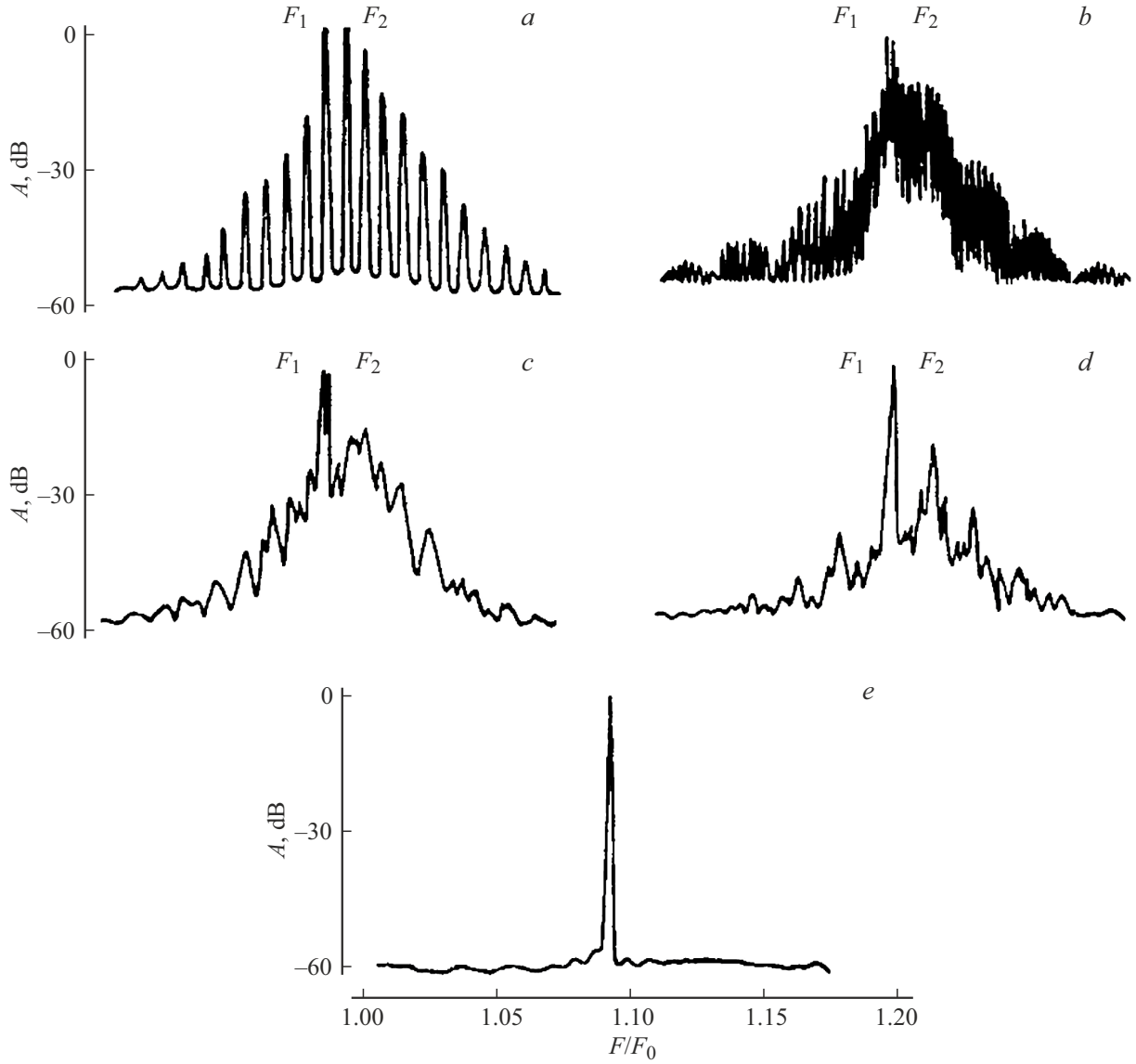


Рис. 2. Динамика изменения спектра сигнала усилительного каскада на базе транзистора 2Т937 Б−2 при уменьшении разности частот внешнего бигармонического сигнала; ΔF, MHz: 19 (*a*); 6 (*b*), 3 (*c*), 1 (*d*), 0 (*e*).

Возбуждение хаотических колебаний зависит также от мощности входного сигнала. Наиболее развитый хаос наблюдался при значениях мощности $P_1 + P_2 = (0.3 - 0.4)P_{пот}$ для всех типов усилительных каскадов. При этом мощность хаотических колебаний P_{ch}, измеренная с помощью узкополосного фильтра, запирающего сигнал на частотах внешнего бигармонического сигнала, составляла $P_{\text{ch}} \approx P_{пот}$. Уменьшение мощности бигармонического сигнала приводило к уменьшению мощности хаотических колебаний, а затем к полному их срыву. Но при этом хаотизация все же возможна при больших по абсолютной величине напряжениях смещения U_{eb}. При мощности входного сигнала более чем $0.5P_{пот}$ наблюдается сужение спектра хаотических колебаний с дальнейшим переходом к многочастотному режиму работы.

Диаграмма зон существования хаотических колебаний при ΔF, соответствующей их наибольшей мощности для исследуемых типов усилительных каскадов, в зависимости от мощности входного бигармонического сигнала $P_1 + P_2$ и напряжения смещения U_{eb} представлена на рис. 3. На этом рисунке цифрами *1*−*3* обозначены зоны существования хаотических колебаний для различных типов усилительных каскадов на транзисторах 2Т982 А−2, 2Т937 Б−2 и 2Т938 А−2 соответственно.

Наличие зон хаотических колебаний позволяет сделать предположение о механизме возникновения таких колебаний в мощных усилительных каскадах на биполярных транзисторах при входном бигармоническом сигнале с близкими частотами. В основе этого механизма лежит известный факт возникновения генерации СВЧ при достижении управляющим напряжениям значения,

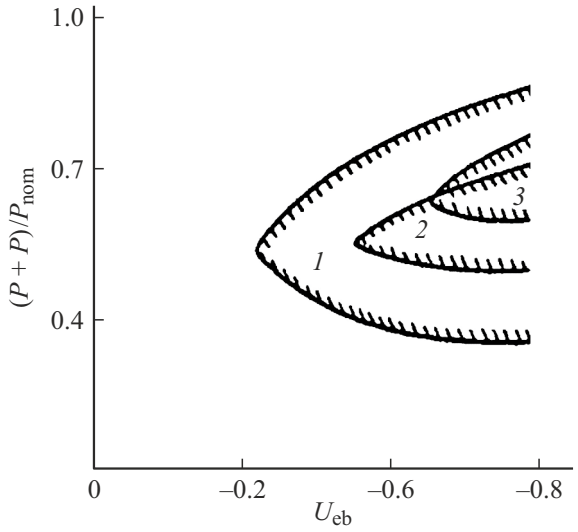


Рис. 3. Зоны существования хаотических колебаний для различных типов усилительных каскадов на транзисторах 2Т982 А–2 (*1*), 2Т937 Б–2 (*2*), 2Т938 А–2 (*3*).

соответствующего пороговому, которое для биполярных транзисторов находится в пределах -0.8 V. В данном случае при сближении частот внешнего бигармонического сигнала и увеличении числа комбинационных составляющих (вследствие нелинейного усиления) сигнал на выходе усилительного каскада приобретает характер биений, в которых периодически чередуются относительно короткие интервалы с большими мгновенными значениями и интервалы времени, в течение которых мгновенные значения сигнала невелики. Наличие в сигнале периодических значительных выбросов обусловливает при достаточной величине постоянного смещения (обеспечивающего открывание транзистора) потерю устойчивости и возникновение генерации. Однако такая генерация существует лишь ограниченное время, определяемое длительностью интервалов с большими мгновенными значениями суммарного сигнала на входе транзистора. При этом образуется последовательность цугов колебаний с произвольными длительностью и начальной фазой.

На интервалах времени, соответствующих малым значениям суммарного сигнала на входе транзистора, генерация срывается и возникает вновь на следующем интервале времени с большими мгновенными значениями суммарного сигнала на входе транзистора. При этом вспышки генерации на последовательных интервалах времени происходят в области частот, соответствующих максимальному усилению. Кроме того, эти генерационные цуги оказываются несинхронизованными друг с другом, так как система успевает „забыть“ фазу за время между последовательными вспышками генерации. Это обстоятельство и обусловливает хаотический характер генерируемых колебаний, который проявляется в образовании сплошного спектра в полосе усиления сигнала.

Частотный интервал между составляющими входного бигармонического сигнала, при котором наблюдались наиболее мощные хаотические колебания, отличен для исследовавшийся типов усилительных каскадов. Значения интервала между частотами ΔF, соответствующего этим режимам, составляли 7.0, 3.0 и 2.0 MHz для усилительных каскадов на транзисторах 2Т982 А–2, 2Т937 Б–2 и 2Т938 Б–2 соответственно.

3. Усиление бигармонического сигнала с частотами на границе полосы усиления

Характерные спектрограммы при усилении бигармонического сигнала на границах полосы представлены на рис. 4. Спектрограммы получены при усилении тандемного бигармонического сигнала усилительными каскадами на базе транзистора 2Т937 Б–2 при различных напряжениях смещения U_{eb}. Спектрограмма на рис. 4, *a* соответствует значению $U_{\text{eb}} = -0.3$ V, спектрограмма на рис. 4, *b* получена при напряжении $U_{\text{eb}} = -0.6$ V. Напряжение на коллекторе в обоих случаях $U_{\text{cb}} = 15$ V. Как видно из приведенных спектрограмм, в полосе усиления каскада наблюдался шумовой пьедестал, который существовал в широких пределах питающих напряжений транзистора и входных мощностей внешнего бигармонического сигнала. Максимум шумового пьедестала соответствовал максимуму усиления каскада по часто-

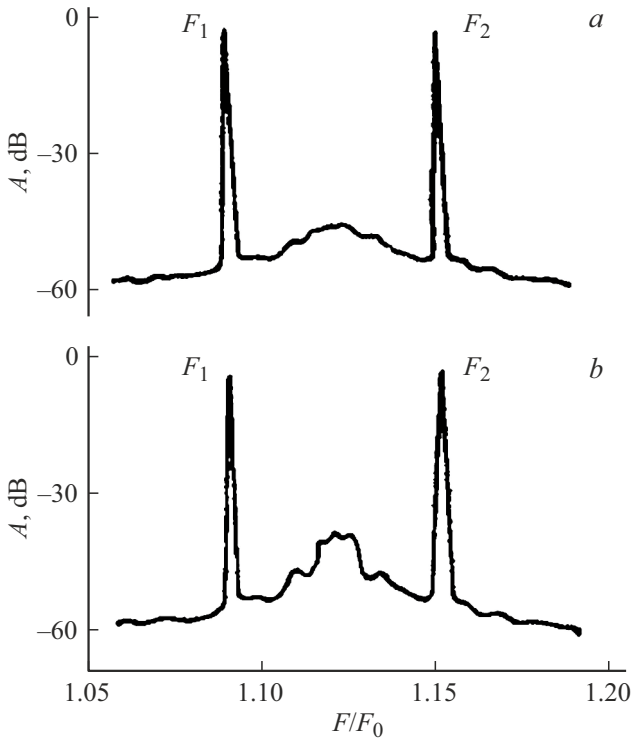


Рис. 4. Спектрограммы при усилении тандемного бигармонического сигнала усилительными каскадами на базе транзистора 2Т937 Б–2 при U_{eb}, V: $= -0.3$ (*a*) и -0.6 (*b*).

те. Амплитуда шумового пьедестала при неизменном входном сигнале в наибольшей степени зависит от смещения транзистора U_{eb}, которое определяет усиление транзистора и степень нелинейности эмиттерного $p-n$-перехода. Усилительные каскады на базе транзисторов 2Т982 А−2 и 2Т938 А−2 демонстрировали аналогичное поведение. Уменьшение напряжения смещения до нуля не приводило к полному исчезновению шумового пьедестала, что свидетельствует о том, что механизм хаотизации в этом случае отличен от описанного ранее.

Изменение мощности и соотношения частот воздействующего сигнала также влияет на амплитуду шумового пьедестала. Каждому типу усилительного каскада соответствует свой уровень мощности входного сигнала $(P_1 + P_2)$, при котором амплитуда шумового пьедестала максимальна, в то время как его относительные значения были примерно одинаковы и соответствовали уровню $P_1 + P_2 = (0.15 - 0.25)P_{пот}$. При этом мощность шумового пьедестала, измеренная широкополосным полосовым фильтром, соответствовала уровню $\sim 0.15P_{пот}$.

Варьирование частот входного сигнала как в сторону увеличения интервала ΔF, так и в сторону его уменьшения при неизменной входной мощности приводило к плавному уменьшению амплитуды шумового пьедестала. Максимум по амплитуде шумового пьедестала соответствовал интервалу частот бигармонического сигнала, отвечающего условию $\Delta F = \text{П}$.

Таким образом, характер явления, наблюдающегося в этих экспериментах, отличается от ранее описанного случая. Проведенные эксперименты позволяют допустить, что основную роль в механизме возникновения шумового пьедестала в этом случае играет нелинейная емкость эмиттерного $p-n$-перехода, образующая совместно с входными согласующими цепями усилительного каскада нелинейный контур с собственной частотой, при которой условия самовозбуждения не выполняются. Входной бигармонический сигнал, воздействуя на нелинейный контур, приводит к периодическому изменению его собственной частоты. При некоторой достаточно большой амплитуде воздействия колебания в контуре хаотизируются. При этом контур находится в предвозбужденном состоянии, что в спектральном представлении рассматривается как шумовой пьедестал.

Представленный механизм хаотизации колебаний в мощных усилительных каскадах на биполярных транзисторах при усилении бигармонического сигнала с частотами на границах полосы усиления, по-видимому, аналогичен механизму хаотизации, рассмотренному в [7,8].

Выводы

В работе исследованы сложные режимы трех типов усилительных каскадов сантиметрового диапазона длин волн на базе биполярных транзисторов 2Т982 А−2, 2Т937 Б−2 и 2Т938 А−2 под действием мощного бигармонического сигнала со сравнимыми по мощности бигармоническими составляющими. Установлены два характерных явления, демонстрирующие различные механизмы возникновения хаотических колебаний в мощных усилительных каскадах на биполярных транзисторах.

Первый случай, отвечающий условию $\Delta F \ll \text{П}$, характеризуется наличием комбинационных составляющих, предшествующих хаотизации колебаний при уменьшении интервала между частотами бигармонического сигнала ΔF. В основе механизма хаотизации в этом случае лежит генерация цугов СВЧ колебаний с произвольной начальной фазой, причем частота генерируемых колебаний в общем случае некоррелирована с частотами входного бигармонического сигнала. Мощность хаотических колебаний в этом случае сравнима с мощностью входного сигнала при одночастотном усилении.

Во втором случае, когда частоты внешнего бигармонического сигнала лежат на границах полосы усиления, т. е. $\Delta F = \text{П}$, хаотизация колебаний проявляется в спектральном представлении в виде шумового пьедестала в полосе усиления транзисторного каскада, причем мощность этого шумового пьедестала на порядок меньше мощности выходного сигнала. Основную роль в этом случае, вероятно, играет нелинейная емкость эмиттерного $p-n$-перехода, нелинейная зависимость которой при входном тандемном бигармоническом сигнале приводит к хаотической модуляции собственной моды системы.

Проведенные эксперименты с тремя типами усилительных каскадов показывают, что наблюдавшиеся явления хаотизации колебаний на их выходе с большой степенью общности универсальны для мощных усилительных каскадов на биполярных СВЧ транзисторах.

В ряде случае эти явления могут объяснить аномально высокие уровни шумов в выходных каскадах мощных усилителях СВЧ на биполярных транзисторах при усилении сложных сигналов.

Финансирование работы

Работа выполнена в рамках Госзадания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

[1] J. Henrie, A.J. Christianson, W.J. Chappell. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **58** (5), 1230 (2010). DOI: 10.1109/TMTT.2010.2045527

[2] А.С. Котов, П.М. Мелешкевич, А.Д. Закурдаев, М.С. Востров, А.В. Поляков, А.В. Хромов, С.М. Захаров, В.П. Моторин, В.М. Полякова, Е.М. Шипило, Е.А. Гришина, Э.Т. Харабадзе, Н.И. Левашов. Электронная техника, Сер. 1, СВЧ-техника, **3** (526), 90 (2013).

[3] D.E. Root, J. Verspecht, J. Horn, M. Marcu. *X-Parameters, characterization, modeling, and design of nonlinear RF and microwave components* (Cambridge University Press, The Cambridge RF and Microwave Engineering Series, 2013)
[4] С.В. Савельев, Л.А. Морозова. ЖТФ, **90** (12), 2148 (2020). DOI: 10.21883/JTF.2020.12.50135.418-19
[5] Н.В. Станкевич, О.В. Астахов, А.П. Кузнецов, Е.П. Селезнев. Письма в ЖТФ, **44** (10), 46 (2018). DOI: 10.21883/PJTF.2018.10.46098.17042
[6] Е.П. Селезнев, Н.В. Станкевич. Письма в ЖТФ, **45** (2), 59 (2019). DOI: 10.21883/PJTF.2019.02.47227.17473
[7] V.A. Buts, D.M. Vavriv. In: *International Kharkov symposium on physics and engineering of microwave, millimeter and submillimeter waves* (MSMW, Kharkov, 2013)
[8] А.Ю. Немец, Д.М. Ваврив. Вопросы атомной науки и техники, **98** (4), 282 (2015).
[9] Л.А. Белов, А.С. Кондрашов, С.В. Петушков. Электросвязь, **5**, 28 (2015). URL: https://rucont.ru/efd/419915
[10] F. Sechi, M. Bujatti. *Solid-states microwave high-power amplifiers* (Artech House Publishers; 1st edition, August 1, 2009)