

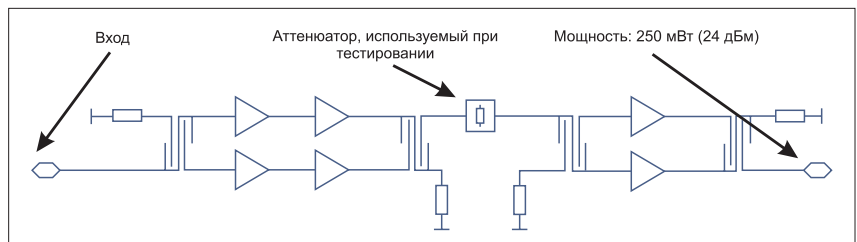
КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЛЯ ОЦЕНКИ БЕЗУСЛОВНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ТРЕХКАСКАДНОГО СВЧ-УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

Используя передовое программное обеспечение, по результатам моделирования автор разработал и испытал трехступенчатый усилитель мощности микроволнового диапазона, причем практическая проверка прототипа показала довольно точное совпадение его реальных характеристик с результатами моделирования и устойчивость усилителя к самовозбуждению. Предлагаемая статья представляет собой исследование, посвященное столь важной проблеме, как определение критерия абсолютной устойчивости усилителя мощности миллиметрового диапазона, выполненного в виде гибридной интегральной схемы.

Современное программное обеспечение для автоматизации проектирования радиоэлектронной аппаратуры (electronic design automation, EDA) предоставляет инженерам, специализирующимся в высокочастотной области, чрезвычайно мощные инструменты, которые могут выполнять задачи проектирования различных микроволновых схем, начиная с общих электрических схем и схем на подложках и заканчивая измерениями и тестированием завершеного изделия. Однако разработка усилителей мощности миллиметрового диапазона — это крайне сложный процесс, который предусматривает решение определенного круга задач.

В статье особое внимание уделяется использованию программного обеспечения EDA для выполнения одного из нескольких доступных методов моделирования и анализа безусловной устойчивости усилителя. Параллельно рассмотрены основные этапы его разработки, которые необходимо выполнить для того, чтобы конечный продукт соответствовал целям и требованиям проекта.

Усилитель представляет собой микроволновую гибридную интегральную схему (МИС) выполненную на бескорпусных транзисторах, прикрепленных к подложке из оксида алюминия. В МИС имеются две отдельные подложки, поскольку первый и второй каскады усилителя отделены от третьего стенкой. Это необходимо для предотвращения паразитных колебаний, вызванных объемными резонаторами скачкообразным переходом на частоту паразитного резонанса. Первый и второй каскады усилителя реализованы бескорпус-



▲ Рис. 1. Структурная схема микроволнового усилителя мощности

ных арсенид-галлиевых (GaAs) полевых транзисторах — FSX017X и FSX027X, в третьем каскаде также использован бескорпусной транзистор FSX027X производства Eudyna Devices Usa Inc. (ранее Fujitsu Inc.). Структурная схема микроволнового усилителя мощности показана на рис. 1.

Для моделирования и анализа усилителя применялась широко известная программа высокочастотного моделирования — Microwave Office от компании Cadence Design Systems, Inc. [1]. Все рисунки в статье представляют собой графики из Microwave Office и демонстрируют результаты различных вариантов моделирования усилителя. Далее в статье показаны измеренные характеристики усилителя мощности, снятые с помощью векторного анализатора цепей. В этом проекте наблюдалась высокая корреляция между результатами моделирования и измеренными данными.

ПРОБЛЕМА ОБЪЕМНОГО РЕЗОНАНСА

Исследование объемного резонанса может быть весьма серьезной проблемой. Для ее решения — с целью моделирования внутренней полости корпуса МИС для потенциальных частот, кото-

рые могут создавать объемные резонансы, — использована проприетарная программа на основе электронной таблицы Excel. Поскольку каждая внутренняя структура корпуса МИС имеет заданную длину, ширину и высоту, эти объемы будут поддерживать электромагнитную волну, способную оказаться резонансной на частоте, соответствующей этим размерам.

К тому же эти объемные полости будут резонировать не только на основной частоте, но и на более высоких частотах ее гармоник, соответствующих кратным длинам волн основной частоты, которая соответствует длине, ширине и высоте резонатора. Эти и другие резонансы со скачкообразным переходом на частоту резонанса называются в статье *harmonic moding*.

Изначально конструкция страдала от внутриволновых, то есть попадающих в рабочую полосу частот, электромагнитных (модальных) колебаний TE_{101} , характерных для прямоугольного волновода, что определялось геометрическими размерами корпуса МИС. Поэтому было решено поместить стенку по ширине внутренней полости корпуса усилителя итем самым изолировать по объему третий каскад от первых двух. В результате

модальные колебания внутриполосного резонатора сместились на безопасную внеполосную частоту, причем так, что резонанс уже не мог больше поддерживаться. Это конструктивное изменение реализовано на ранней стадии разработки проекта.

Как видно на рис. 1, первые два каскада усилителя соединены между собой непосредственно, в то время как третий каскад имеет сопряжение на входном порте для приема сигнала возбуждения, а по мощности — на выходном. Сопряженное согласование меняет реактивный импеданс, такой как $R + jX$, на активный $R + j0$ путем создания для этого входа/выхода, равного ему по jX , но противоположному по знаку, в нашем случае — отрицательного. Результирующее согласование импеданса заменяет стандартные 50 Ом на реальное сопротивление только потому, что реактивное сопротивление теперь равно нулю.

Для оптимальной выходной мощности с минимальными потерями согласование по мощности основано на эквивалентном импедансе транзистора S_{22} , как для его реальной, так и для реактивной составляющей.

Базовыми требованиями для данного проекта были:

- полоса рабочих частот: 4–10 ГГц;
- выходная мощность: не менее 24 дБм;
- усиление: не менее 15 дБ;
- обратные потери: не более –10 дБ по входу и –20 дБ по выходу.

ПРОБЛЕМА ОРГАНИЗАЦИИ СМЕЩЕНИЯ И РЕШЕНИЕ ВОПРОСОВ СОГЛАСОВАНИЯ

Заданные при разработке проекта дополнительные условия не позволили установить отдельный источник питания для организации смещения. Поскольку источник питания был один, было использовано решение с автосмещением. Резистор был помещен между тремя контактными площадками истока транзистора и «землей». И хотя автосмещение снижает усиление, оно имеет и некоторые преимущества. Во-первых, требуется только один общий источник напряжения питания постоянного тока положительной полярности. Во-вторых, это позволяет избежать последовательности включения и выключения напряжения стока и затвора, что в реальных условиях чрезвычайно неудобно, и, наконец, такое решение уменьшает количество компонентов в цепи смещения.

Первый и второй каскады представляют собой единый усилитель (рис. 1), поэтому сначала был решен вопрос согласования по выходу второго каскада с третьим через аттенюатор. На следующем этапе была решена проблема внутри каскадного согласования между первым

и вторым каскадами. Разработка схемы согласования первого каскада с источником сигнала стала последним этапом, хотя фактически эта цепь стоит первой и на ней лежит ответственность за сопряжение усилителя по входу.

Как уже было сказано, схема включения транзистора с автосмещением не требует, чтобы источники положительного и отрицательного напряжения соответствовали последовательностям «включения» и «выключения», которые отличаются друг от друга (включение: сначала отрицательное, затем положительное; выключение: сначала положительное, затем отрицательное). Поэтому для организации автосмещения транзистор имеет резистор между выводом истока и «землей», что и создает отрицательное напряжение на затворе относительно источника питания. Пример интегрального GaAs СВЧ-усилителя мощности с одним положительным напряжением питания описан в [2].

Однако нельзя забывать, что между СВЧ-транзистором и соответствующим ему источником напряжения постоянного могут возникать колебания другого типа, не связанные с объемным резонансом. Дело в том, что между СВЧ-транзистором и источником питания формируется токовая петля, создающая фазовый сдвиг. Если фазовый сдвиг станет равным 360° , могут возникнуть низкочастотные колебания (обычно в диапазоне килогерц). Выходом из этой ситуации служит использование в контуре RC-фильтра нижних частот, который может уменьшить фазовый сдвиг до значений $300\text{--}315^\circ$, разница от 360° определяет запас по фазе. Рассматриваемая в статье конструкция усилителя была проанализирована на предмет запаса по фазе в области низких частот, но ее описание выходит за рамки настоящей публикации, где нас интересуют вопросы безусловной устойчивости собственно усилителя в области рабочих частот.

К-ФАКТОР

Для определения устойчивости при проектировании СВЧ-усилителей широкое распространение получил такой описывающий его поведение параметр, как К-фактор. Он определяется следующим уравнением:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|^2},$$

где: $\Delta = S_{12} - S_{21}$, K — это скорость изменения тока стока по отношению к току обратного насыщения.

Другой важный параметр — максимальное устойчивое усиление G_{MAX} — связан с K и для $K > 1$ определяется отношением $\max(S_{21})/\max(S_{12})$, как показано ниже:

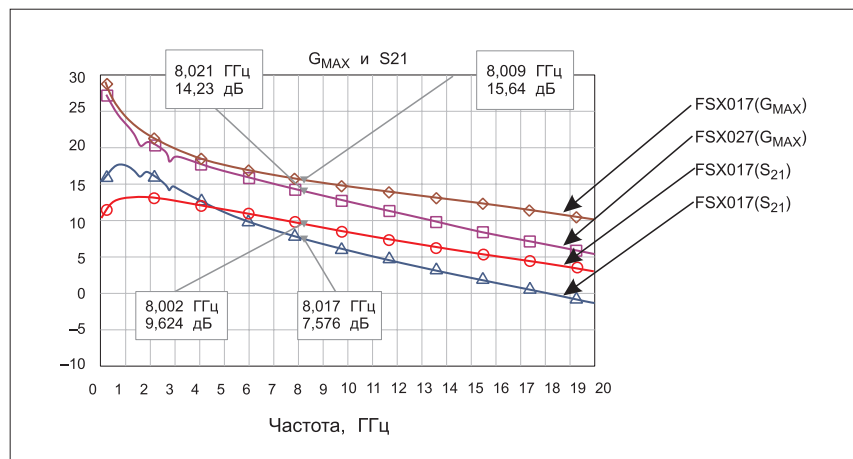
$$G_{MAX} = (K - \sqrt{K^2 - 1}) \times \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|.$$

На рис. 2 показаны зависимости от частоты G_{MAX} и коэффициент усиления для каждого транзистора МИС, что подтверждает устойчивость усиления во всем диапазоне частот с достаточным запасом. Расчетный анализ был выполнен на частотах до 20 ГГц с помощью программного обеспечения Microwave Office.

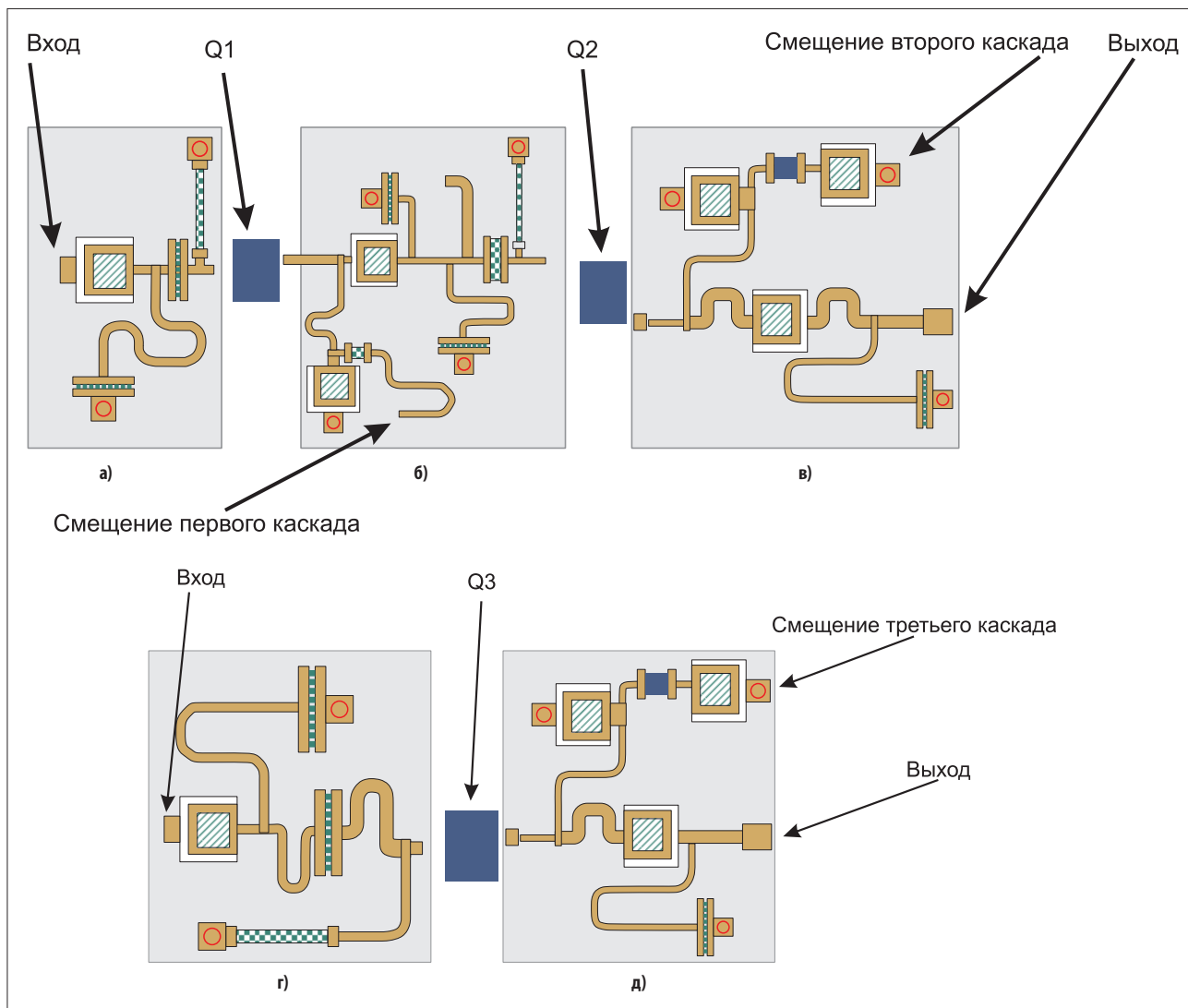
Усилитель безусловно устойчив к возбуждению, когда $K \geq 1$, что является конечной целью для однокаскадного усилителя. На рис. 2 показано, что для достижения безусловной устойчивости усилителя коэффициент усиления для каждого транзистора должен быть меньше, чем G_{MAX} , а само усиление G_{MAX} определяется через S-параметры и К-фактор следующим образом:

$$G_{MAX} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (K - \sqrt{K^2 - 1}).$$

Схемы согласования разрабатываются в пошаговом порядке, начиная с согласо-



▲ Рис. 2. На этом графике представлены зависимости от частоты G_{MAX} и S_{21} для транзисторов первого и второго каскадов усилителя



▲ **Рис. 3.** Представлены: а) входная схема первого каскада; б) схема межкаскадного согласования; в) выходная цепь второго каскада; г) входная схема третьего каскада; д) выходная цепь третьего каскада. Все согласующие цепи расположены на одной прямой с транзисторами Q1 и Q2

вания с нагрузкой выхода третьего каскада, далее согласования третьего каскада по входу, а затем согласования с ним выхода второго каскада. После этого идут внутренние согласования первого и второго каскадов усилителя и, наконец, согласование входного импеданса первого каскада. Соответствующие схемы согласующих звеньев представлены на рис. 3, все эти согласующие цепи расположены на одной прямой с транзисторами Q1 и Q2.

Если внимательно посмотреть на рис. 3, можно увидеть, что входная цепь первого каскада усилителя (рис. 3а) — это и есть схема его согласования с источником сигнала возбуждения, например с предусилителем или испытательным генератором. Следующая схема согласования — межкаскадная, она обеспечивает сопряжение между входом транзистора S_{11} FSX017 и выходом FSX017 S_{22} (рис. 3б). Выходной сигнал второго каскада усилителя и, соответственно, вход третьего каскада также являются сопряженными и согласованиями (рис. 3в и г соответственно), а выходная схема третьего каскада — это уже сопряжения по мощности усилителя с нагрузкой (рис. 3д).

Напряжение смещения постоянного тока, трассы подключения и все необходимые для этого компоненты имеются в схемах подключения всех трех транзисторов Q1, Q2 и Q3.

Делители и сумматоры мощности выполнены на мостах Ланге [6], которые еще называют направленным ответвителем Ланге. Данный тип сумматора является одним из самых

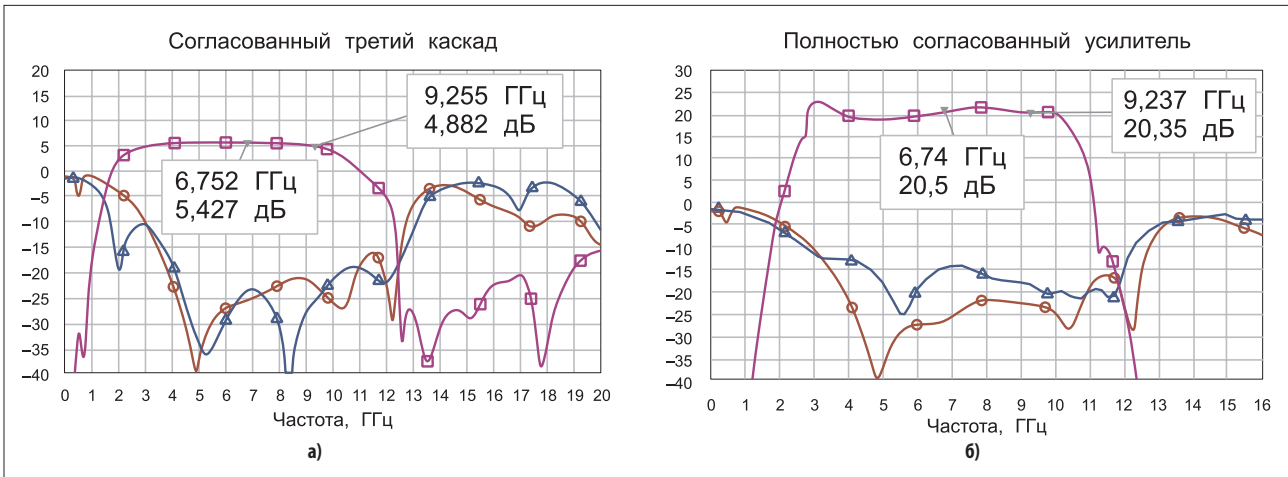
распространенных и широко используется при проектировании и в конструкции широкополосных усилителей мощности. Широкополосные ответвители Ланге обеспечивают хорошую изоляцию на портах ввода/вывода, направляя отражения на четвертый порт с согласованной 50-Ом нагрузкой.

Первые два каскада усилителя были спроектированы вместе, согласованы друг с другом и отделены от третьего, который представляет собой одноступенчатое решение. Мы остановились на этом варианте, потому что клиенту, в качестве компонента для выбора необходимого уровня сигнала при тестировании, требовался 50-Ом аттенуатор между вторым и третьим каскадом усилителя.

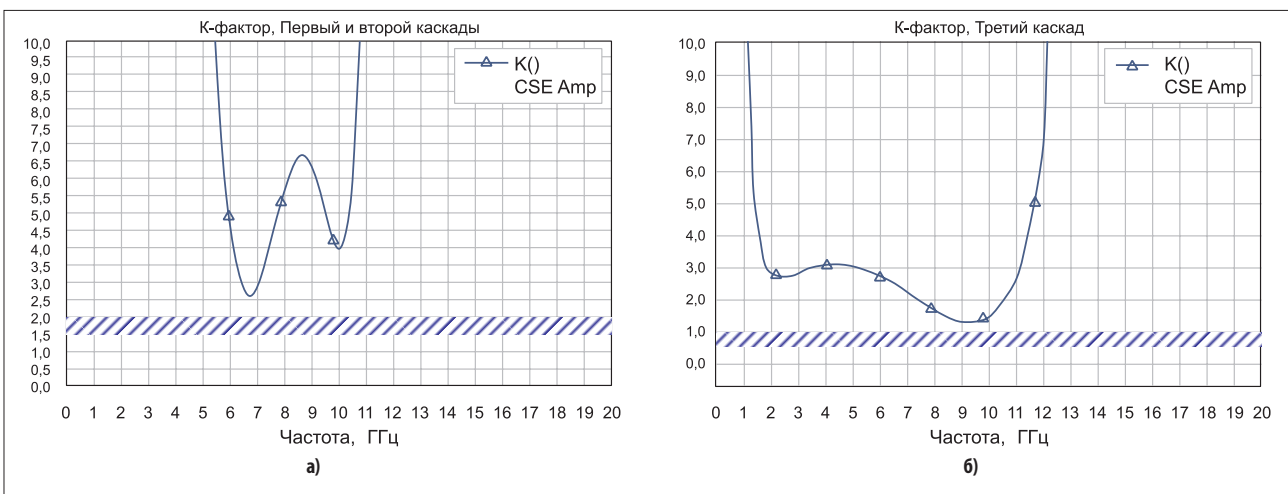
Графики усиления и обратных потерь, измеренные анализатором цепей на портах ввода/вывода для объединенных первого и второго каскадов, представлены на рис. 4а, а для третьего каскада усилителя — на рис. 4б. Эти измерения относятся уже к рабочему варианту усилителя.

На рис. 5 показан анализ К-фактора как критерия устойчивости проектируемого усилителя. Представлены результаты для первого и второго каскада (рис. 5а), а также третьего каскада (рис. 5б). Как уже было сказано ранее, чтобы продемонстрировать устойчивость каскадов усилителя, их К-фактор превышать единицу.

Для гарантии устойчивости однокаскадного усилителя значение коэффициента К достаточно. Для многокаскадного



▲ Рис. 4. Графики от анализатора цепей — зависимость усиления и обратных потерь на портах ввода/вывода от частоты: а) для первого и второго каскадов; б) для третьего каскада усилителя. Эти измерения относятся к рабочему варианту усилителя



▲ Рис. 5. Результаты анализа устойчивости по К-фактору: а) для первого и второго каскадов; б) третьего каскада усилителя

усилителя, такого как связанные первый и второй каскады, это уже недостаточно. При связи между собой оба каскада еще могут иметь неустойчивость. Однако через К-фактор не обнаруживается внутреннего межкаскадного возбуждения.

Поэтому для более подробного рассмотрения необходимо перейти к углубленному анализу устойчивости (рис. 6) с использованием круговой диаграммы полных сопротивлений Вольперта — Смита (далее — диаграмма Смита). Это круговая диаграмма, предназначенная для определения комплексных сопротивлений нагрузки линии по значениям коэффициента бегущей или стоячей волны и фазы коэффициента отражения.

Области импедансов нагрузки/источника могут быть нанесены на диаграмму Смита и, если коэффициент $K < 1$ или если $\Delta > 1$, то это позволит определить, где S-параметры, описывающие отражения, гарантируют безусловную устойчивость и стабильную работу усилителя, а где нет. Оценка этого параметра служит дополнительным инструментом для работы с транзисторами, которые по своей природе могут быть склонны к самовозбуждению.

Окружность устойчивости на диаграмме Смита [7] представляет собой границу между значениями сопротивления источника и нагрузки, которые вызывают неустойчивость, и значениями, не вызывающими ее. Периметр окружности находится там, где К-фактор принимает свое граничное для устойчивости значение, то есть $K = 1$. Иногда внутренняя часть окружности представляет область неустойчивости, а иногда — внешняя.

Круговые диаграммы оценки устойчивости по выходу представляют собой график импеданса нагрузки. Коэффициент

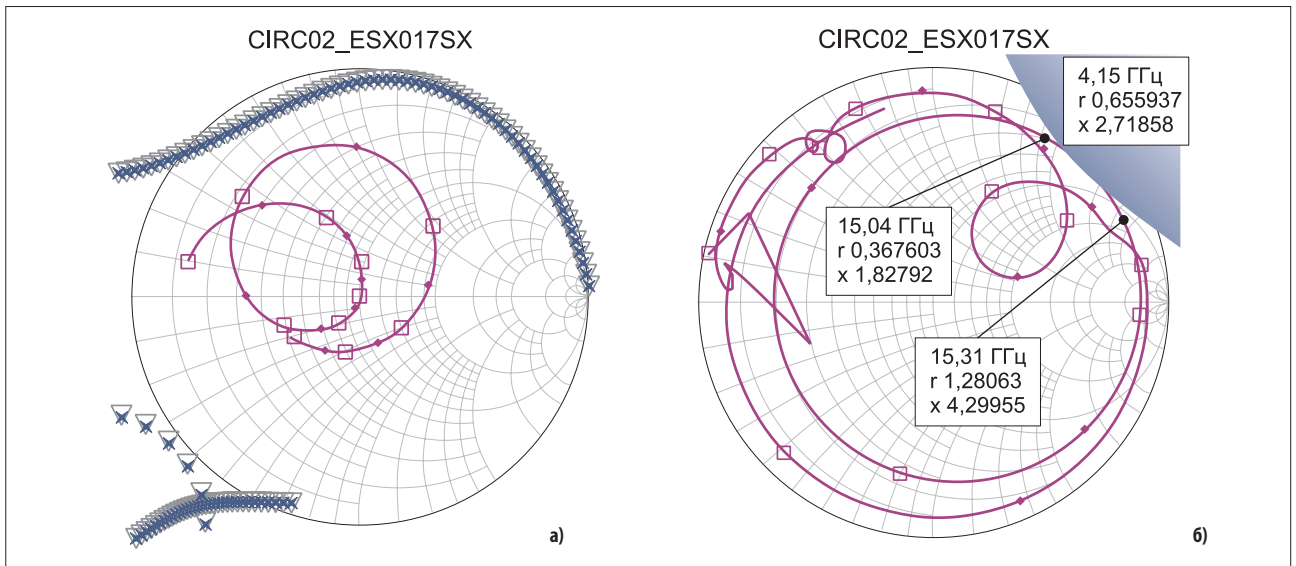
отражения на входе для безусловной устойчивости должен оставаться в пределах окружности устойчивости и на выходе, поэтому запрещается использовать точки пересечения с одинаковой частотой. Точка пересечения изображена на рис. 6б и 8а, но дальнейшее изучение диаграмм показывает, что пересечения возникают на разных частотах.

Такой же анализ выполняется для второй и третьей ступени усилителя (рис. 7 и 8 соответственно).

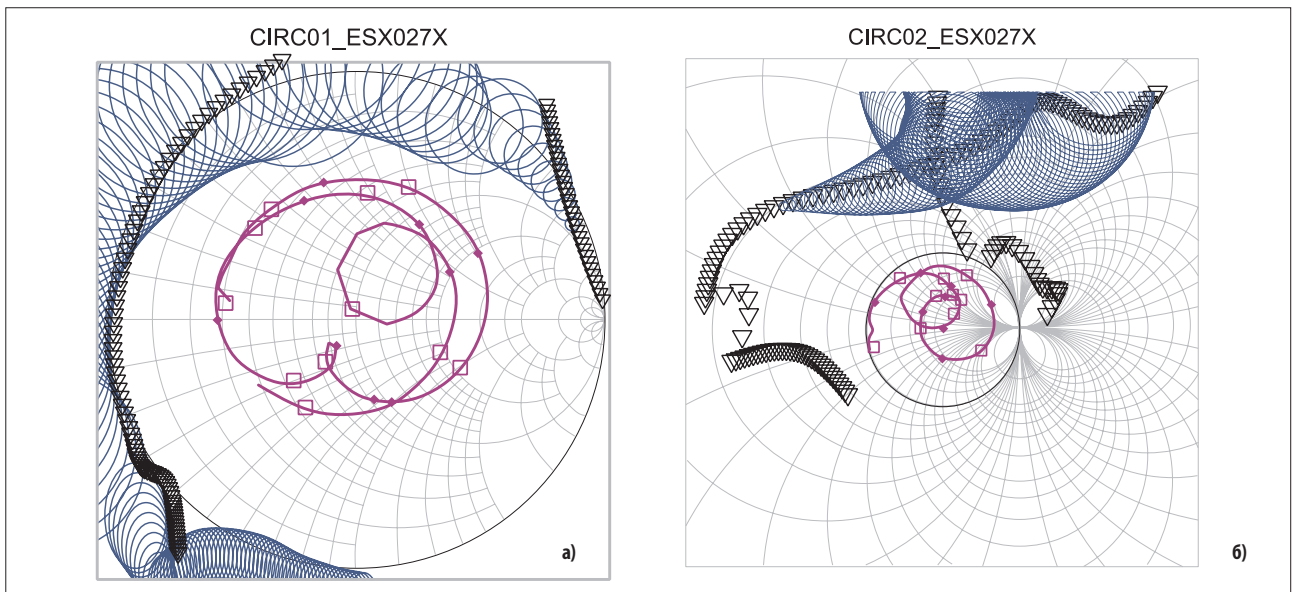
На рис. 6–8 видно, что там, где есть пересечения между S-параметрами, описывающими отражения, и окружностями устойчивости (рис. 6 б и 8а), проблем с устойчивостью нет, потому что точки пересечения возникают на разных частотах.

Представленные здесь окружности устойчивости являются результатом проектирования и анализа, выполненного с помощью программного обеспечения Microwave Office, которое, по мнению автора, представляется наиболее точным и простым для изучения и использования в микроволновой отрасли. Схема прототипа была протестирована отдельно на двух испытательных приспособлениях (одно приспособление для первых двух каскадов, а второе — для третьего каскада).

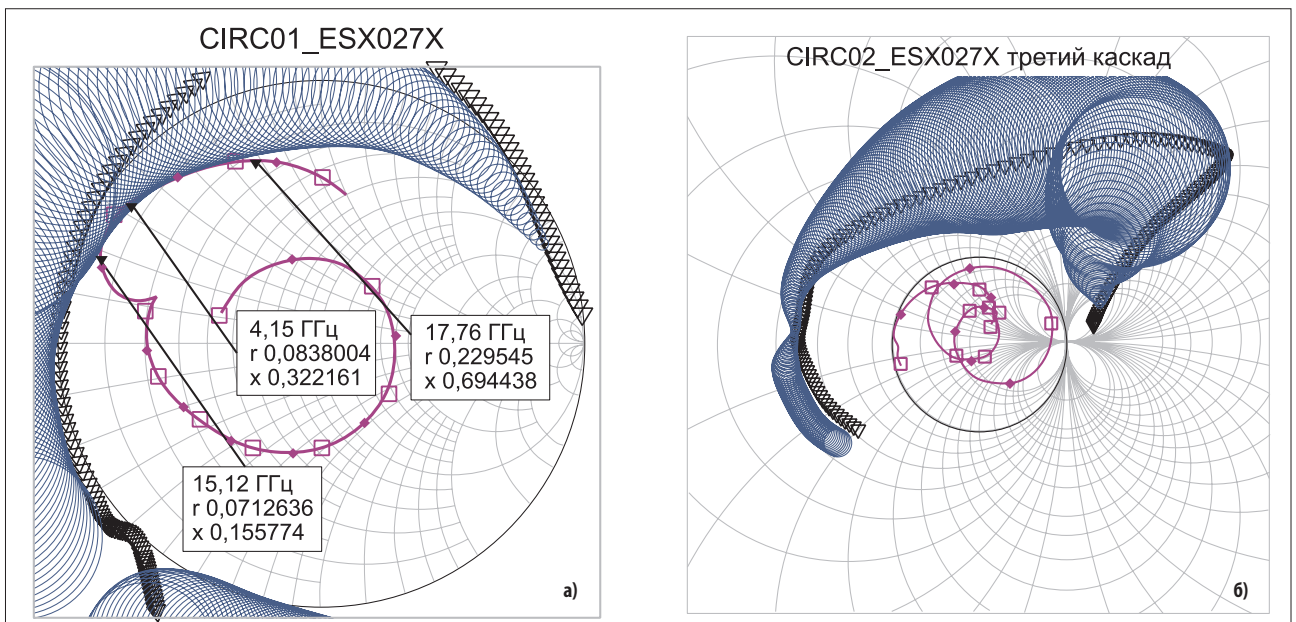
Три каскада были соединены последовательно с помощью дополнительного приспособления, затем было проведено несколько измерений с использованием анализатора цепей. В итоге все три каскада были снова протестированы вместе в корпусе конечного изделия. Окончательные измерения, проведенные с помощью анализатора цепей (рис. 9), соответствуют анализу и моделированию посредством программного обеспечения Microwave Office.



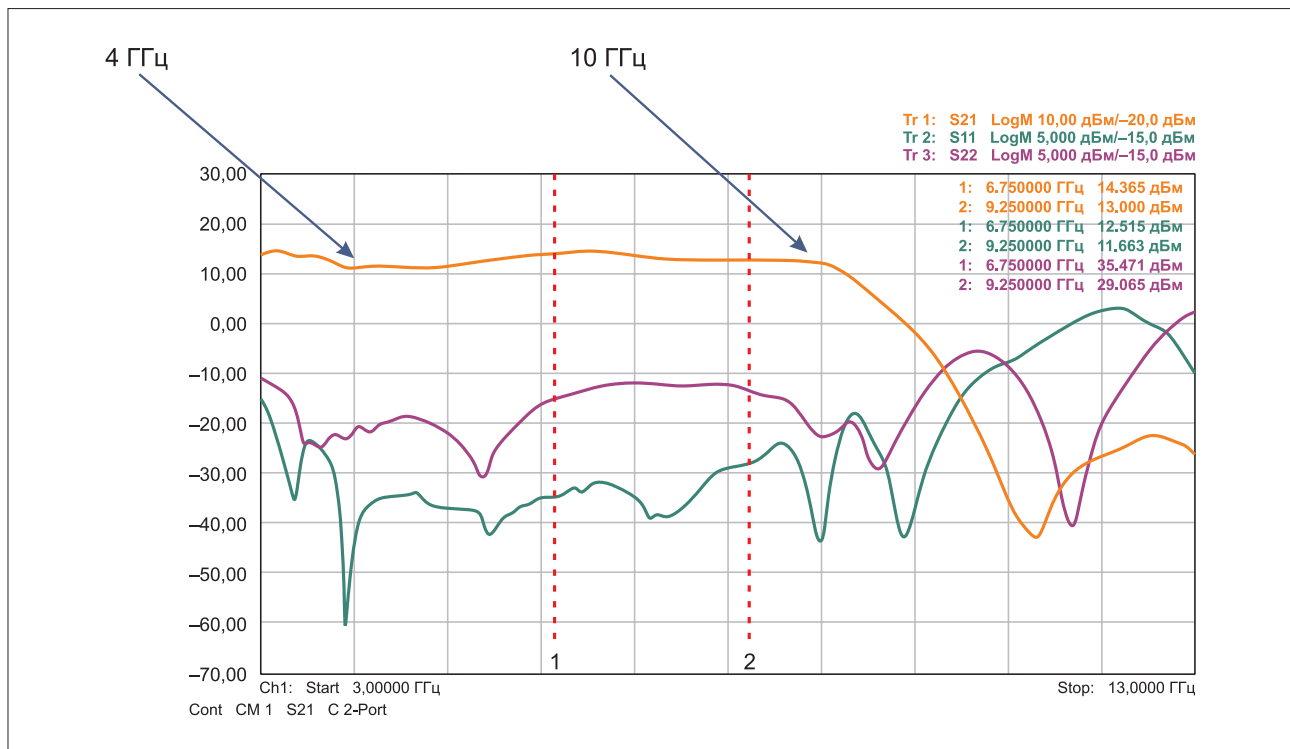
▲ Рис. 6. Диаграммы Вольперта — Смита для транзистора Q1, описывающие обратные потери: а) по выходу; б) по входу



▲ Рис. 7. Показаны окружности устойчивости для транзистора Q2, а также возвратные потери: а) на выходе; б) на входе



▲ Рис. 8. Графики, иллюстрирующие окружности устойчивости, а также возвратные потери: а) на выходе б) возвратные потери на входе для транзистора Q3



▲ Рис. 9. Тестовые измерения коэффициента усиления и обратных потерь анализатором цепей производятся на входных и выходных портах комплектного усилителя

ВЫВОДЫ

Характеристики усилителя во всем диапазоне частот 4–10 ГГц соответствуют предварительному анализу, выполненному на основе компьютерного моделирования с использованием программного обеспечения Microwave Office. Конечно, для полного описания усилителя необходимо определение еще целого ряда параметров — например, коэффициента шума, IP3, вольтамперные характеристики, полные расчеты согласования нагрузки транзисторов и т. д. Однако эта статья ограничивается основным исследованием S-параметров, полученным на основе измерений с использованием анализатора цепей, сравнения их с результатами моделирования и анализом устойчивости всех трех каскадов усилителя. Кроме приведенных в статье ссылок, дополнительная информация по вопросам проектирования микроволновых усилителей мощности доступна в [3–5]. ●

ЛИТЕРАТУРА

1. MicrowaveOffice. www.awr.com/awr-software/products/microwave-office
2. HMC637BPM5E GaAs ИС СВЧ-усилителя мощности с одним положительным напряжением питания, выходная мощность 1 Вт, диапазон частот от нуля до 7,5 ГГц. www.analog.com/ru/products/hmc637bpm5e.html#product-evaluationkit
3. Bahl I. J. *Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers*. Wiley, 2008.
4. Grebennikov A., Kumar N., Yarman B. S. *Broadband RF and Microwave Amplifiers*. CRC Press, 2017.
5. Maas S. A. *Nonlinear Microwave and RF Circuits*. ArtechHouse, 1988.
6. Феллер М. О. Направленный ответвитель СВЧ-диапазона. www.радиосеминар.рф/files/m.1015.%20directional%20coupler%20of%20microwave%20b%20and.pdf.
7. Курочкина Е. Применение диаграммы Вольперта — Смига в практике радиоинженера. Методическое пособие по дисциплине «Радиоприемные устройства». www.bsuir.by/m/12_100229_1_95527.pdf