

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ РАДИОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ GAN ПРИ ПОМОЩИ NI AWR DESIGN ENVIRONMENT

В этой статье описывается проектирование усилителя с использованием среды NI AWR Design Environment и метода предварительного измерения входных и выходных согласующих цепей до включения усилителя в цепь. Кроме того, рассматриваются способы решения типичных проблем проектирования УМ, позволяющие лучше предсказать конечный результат и получить его с первой попытки.

## ВВЕДЕНИЕ

Необходимость в линейных усилителях мощности (УМ) радиочастотного диапазона 1,5–2,8 ГГц требует применения новых методов проектирования для получения широкополосных и высокоэффективных усилителей, работающих в режиме потерь выходной мощности.

Получение высокого КПД усилителей мощности является сложной задачей для разработчиков отчасти из-за недостаточного качественного контроля значений нагрузочных импедансов высших гармоник. Кроме того, на сверхвысоких частотах крайне сложно провести измерения и проверить, получены ли необ-

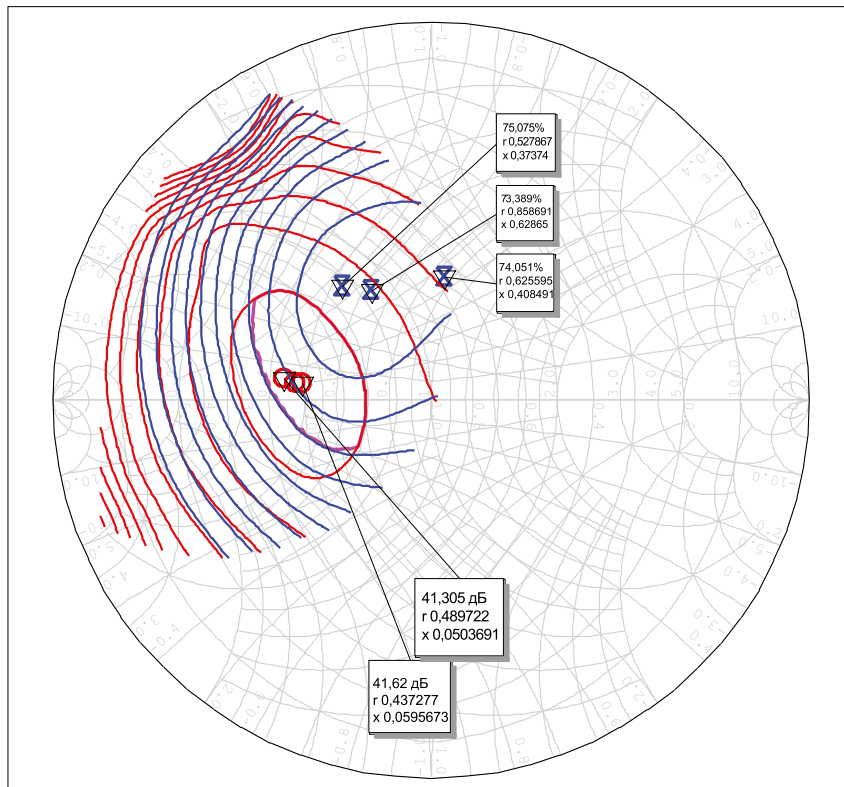
ходимые формы сигналов, а требование к широкополосности устройства вносит дополнительные сложности в процесс разработки, особенно если частота гармоники попадает в рабочую полосу. Перечисленные проблемы многократно усложняются ввиду несовершенств методов проектирования, что приводит к дополнительным потерям времени и средств при исправлении ошибок разработчиков.

В статье описывается проектирование усилителя с использованием среды NI AWR Design Environment и метода предварительного измерения входных и выходных согласующих цепей до включения усилителя в цепь. Усилитель разрабатывается на печатной плате RO4350B с использованием ключа 0,25-мкм GaN NEMT мощностью 10 Вт производства Qorvo (модель T2G600528). Измеренная максимальная мощность превысила 40 дБм, а КПД стока составил более 54% во всей рабочей полосе. В режиме потерь мощности достигается линейность порядка 30 дБн, а КПД стока превышает 34% при подаче модулированного сигнала с кодовым ортогональным мультиплексированием с частотным разделением (COFDM), шириной канала 2,5 МГц, отношением пиковой мощности к средней 9,5 дБ и рабочим диапазоном 2,0–2,5 ГГц.

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ

### Выбор транзистора

Прежде чем приступить к таким трудоемким процессам разработки усилителя как моделирование методами load-pull



▲ Рис. 1. Результаты моделирования load-pull в Microwave Office — контуры постоянной мощности  $P_{max} \geq 41$  дБм и постоянного КПД  $\geq 70\%$  для нижней, средней и верхней частоты рабочей полосы. Граничная область задана как пересечение контуров  $P_{max} -1$  дБ и  $\eta_{max} -5\%$ , характеристический импеданс — 50 Ом

и source-pull или синтез согласующих цепей, необходимо с особой тщательностью подойти к вопросу подбора транзистора, наилучшим образом удовлетворяющего набору заданных требований. Помимо критериев по рабочим частотам и мощности, были рассмотрены и такие параметры как напряжение стока, коэффициент усиления, рабочая полоса, а также значения емкостей между стоком и истоком и затвором и истоком.

#### Определение оптимального импеданса нагрузки

Сделав выбор в пользу определенного транзистора и получив его нелинейную модель, разработчику необходимо определить оптимальные значения импеданса источника и нагрузки. Следует заметить, что импеданс нагрузки, обеспечивающий максимальный коэффициент усиления, КПД, выходную мощность или компромиссный вариант между этими параметрами, зависит от частоты и значительно изменяется в рабочей полосе, особенно если речь идет о широкополосном усилителе.

Определение оптимального импеданса нагрузки было выполнено с помощью программного комплекса Microwave Office на основе комбинации методов load-pull на основной частоте и частотах гармоник, методов контроля формы сигналов и схемотехнических методов вариации эппор тока и напряжения. Заметим, что контроль формы сигналов при определении оптимального импеданса зависит от наличия доступа к внутренним выводам транзистора — иными словами, это возможно в том случае, если есть возможность проводить измерения в опорной плоскости внутреннего генератора тока, а не корпуса устройства. В случае если нелинейная модель обеспечивает такой доступ, контроль формы сигналов является одним из лучших методов визуализации размаха тока и напряжения, наличия клиппинга и, в целом, класса работы усилителя.

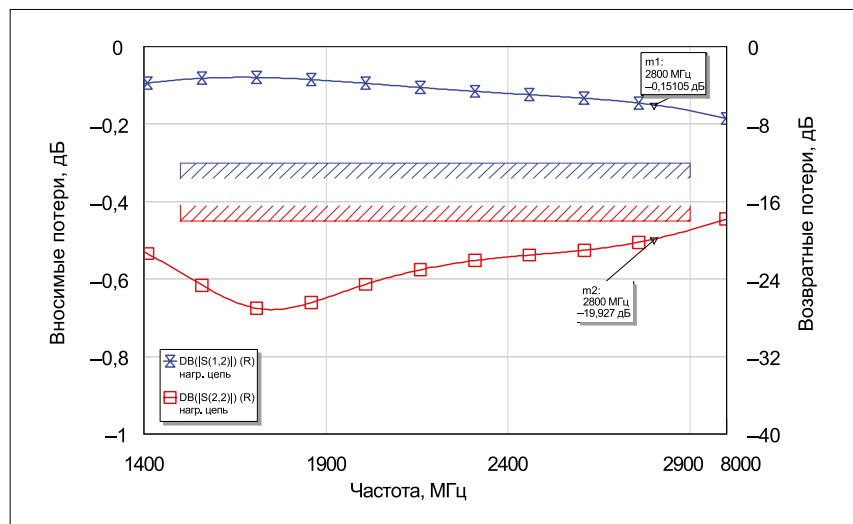
В нашем примере моделирование методом load-pull проводилось при напряжении на стоке +28 В и токе покоя 90 мА во всей рабочей полосе усилителя; при этом были получены импедансы нагрузки, отвечающие оптимальной выходной мощности и КПД (рис. 1). Целевая область диаграммы Смита находится на пересечении контуров  $P_{\max} -1$  дБ и  $\eta_{\max} -5\%$ . Очевидно, чем больше площадь этой области, тем проще выполнить согласование. В данном случае точка максимальной мощности слегка перемещается по часовой стрелке с изменением частоты в рамках полосы, что, разумеется, упрощает задачу разработчику. Моделирование load-pull проводилось на основной частоте ввиду широкополосности усилителя и вытека-

ющих из этого сложностей с достижением оптимальной нагрузки гармоник [1] без использования нулей функции передачи при синтезе согласующих цепей [2]. Кроме того, было проведено согласование импеданса методом load-pull на частоте второй гармоники, и определена область высокого КПД [1], что можно учесть при синтезе цепей согласования.

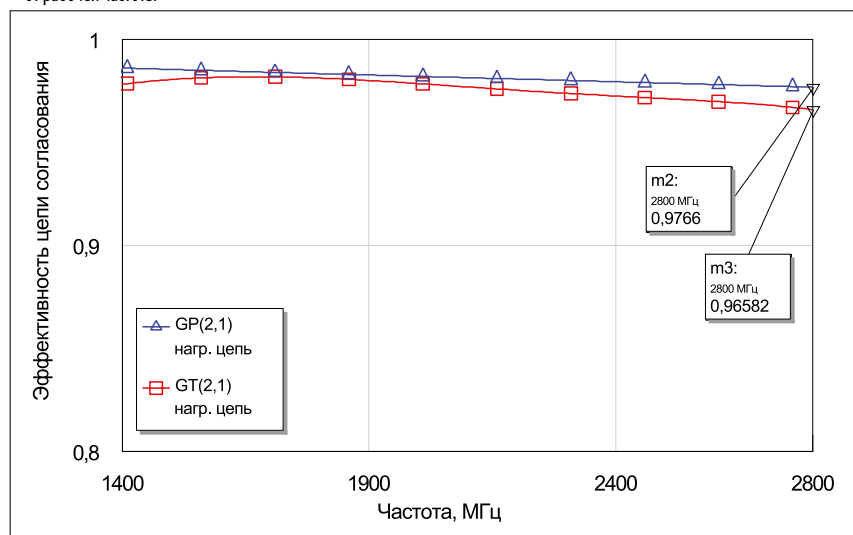
#### Синтез цепей

Неким преимуществом узкополосных усилителей можно назвать малое изменение значения оптимального импеданса нагрузки в рабочей полосе и, как следствие, более простое проектирование согласующих цепей. Однако это не значит, что согласование узкополосного устройства — тривиальная задача. Детальное изучение результатов моделирования load-pull и source-pull покажет, что для получения наилучших характеристик усилителя импеданс согласующей цепи на фундаментальной частоте должен контролироваться с высочайшей точностью; при этом малейшее смещение его

значения приводит к серьезным отклонениям от оптимальных характеристик устройства. Более того, прецизионный контроль импедансов нагрузки гармоник для усилителей классов F и F<sup>-1</sup> увеличивает сложность разработки до уровня, значительно превышающего достаточный и необходимый для получения усилителя мощности стандартного качества. Тем не менее в случае широкополосного усилителя с максимальными характеристиками согласующие цепи должны компенсировать изменение импеданса в значительно большем диапазоне частот. Таким образом, по получении информации об оптимальном импедансе и целевых областях диаграммы Смита в данном проекте выходная цепь была разработана методом эквивалентных параметров [3], позволившим создать схему на основе идеальных сосредоточенных элементов и преобразовать ее в распределенную схему со ступенчатым преобразованием импеданса [4], прежде чем перейти к электромагнитному



▲ Рис. 2а. Вносимые и возвратные потери реализуемой распределенной согласующей цепи как функция от рабочей частоты



▲ Рис. 2б. Коэффициент преобразования усиления (GT) и коэффициент усиления мощности (GP) как функции рабочей частоты — характеристики, описывающие эффективность цепи согласования

(ЭМ) моделированию. В нашем примере результаты ЭМ-моделирования достаточно хорошо совпали с предварительной оценкой, однако при использовании нестандартных топологий схем результаты могут отличаться. В общем случае можно с уверенностью сказать, что ЭМ-моделирование является важным шагом процесса проектирования, сокращающим вероятность ошибки в итоговых результатах.

Одним из методов проектирования согласующей цепи является ее представление как двухпортовой схемы, где импеданс входного порта со стороны схемы виден как оптимально согласованный. Такой подход позволяет рассмотреть задачу согласования как процесс минимизации потерь на рассогласование между комплексным импедансом входа и 50-Ом выходом в рабочей полосе усилителя. Рассогласование можно рассматривать как со стороны входного, так и выходного портов схемы (рис. 2а).

Будучи пассивной схемой, выходная согласующая цепь обладает рабочим коэффициентом усиления мощности  $< 1$ , равным своему КПД, определяемому исключительно внутренним рассеянием мощности. Коэффициент преобразования усиления обязательно должен быть меньше, что объясняется учетом потерь на отражение от входа. Значения этих параметров представлены на рис. 2б.

В работе был проведен дальнейший анализ коэффициента преобразования усиления мощности как параметра потерь на согласование в согласующей цепи между выходом транзистора и идеальной нагрузкой 50 Ом. Значение КПД на частоте 2,8 ГГц составило 96,6%, что практически совпало со значением возвратных потерь на той же частоте. Для сравнения результатов было рассчитано и значение коэффициента преобразования, учитывающее исключительно омические потери в цепи. Оно составило 97,7%. Несмотря на то, что рассеяние мощности напрямую не учитывает потери на отражение, его величина зависит от импедансов нагрузки, поскольку они влияют на распределение тока и напряжения в цепи и, следовательно, на потери в проводящих и диэлектрических слоях.

Обеспечение оптимального согласования в широкой полосе для выбранного транзистора оказалось достаточно простой задачей по ряду причин. Во-первых, в рабочей полосе коэффициент преобразования импеданса был относительно малым (порядка 2:1); во-вторых, положение оптимального импеданса нагрузки на диаграмме Смита слабо изменялось в зависимости от частоты; в-третьих, с увеличением частоты поворот точки осуществлялся по часовой стрелке. Заметим, что именно малое значение ко-

эффициента преобразования было одним из ключевых критериев выбора конкретного транзистора для этого проекта.

**Входная цепь**

Изменение импеданса источника в рабочей полосе можно контролировать с помощью полосового фильтра, преимуществом которого также можно считать подавление усиления на низких частотах, где собственное усиление транзистора, как известно, высоко. В рассматриваемом проекте входная согласующая цепь также отвечает за повышение стабильности усилителя в области низких частот. Если коэффициент преобразования импеданса составляет порядка 15:1, то необходимы более проработанные решения. В общем случае удобно использовать согласование с равномерным преобразованием.

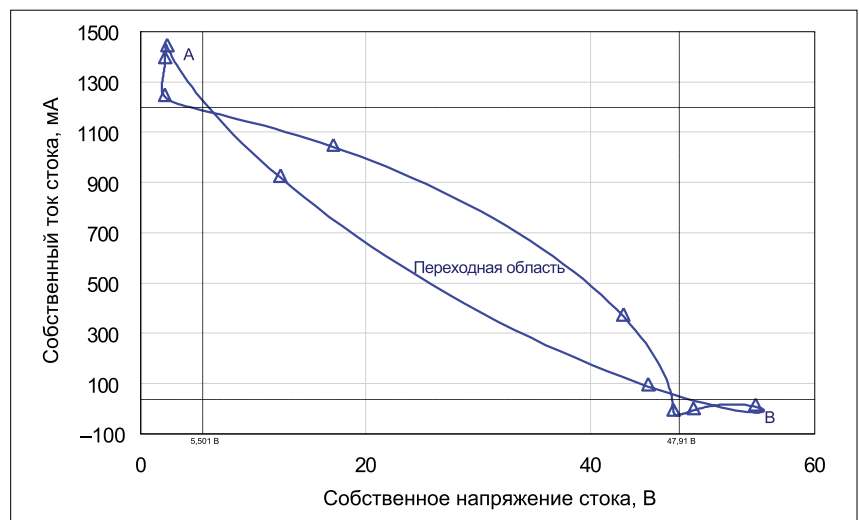
Устойчивость усилителя достигается благодаря шунтирующей последовательной RC-цепи на входном порте и последовательному сопротивлению. Хотя этот способ можно назвать несколько радикальным, анализ показывает, что существует потенциальная неустой-

чивость усилителя в рабочей полосе. Следовательно, необходимо «пожертвовать» усилением для безусловной устойчивости в диапазоне от 1 МГц до критической частоты 6 ГГц.

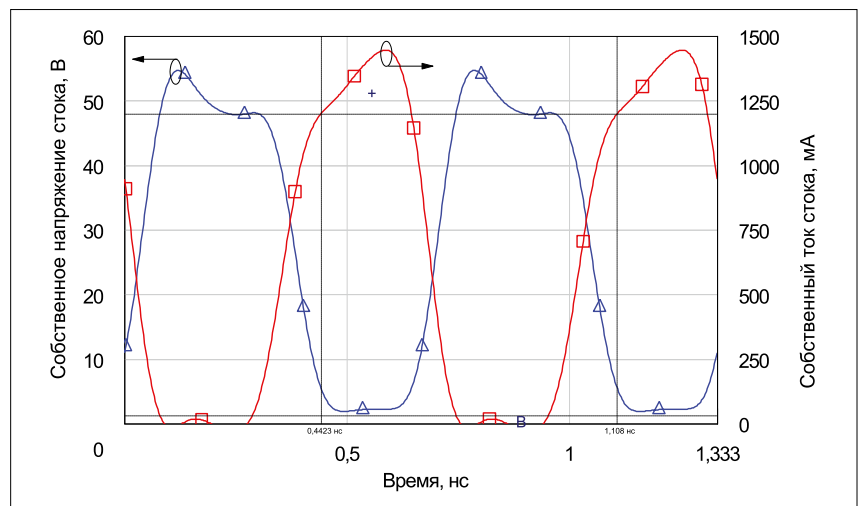
**Контроль формы сигналов**

При моделировании усилителя мощности также проводился контроль формы сигналов [5] при помощи тюнера load-pull и созданной цепи нагрузки. Имеющиеся модели транзисторов, как правило, обеспечивают доступ к опорной плоскости внутреннего источника тока, позволяя получить формы сигналов тока и напряжения и построить динамическую линию нагрузки для анализа отсечения сигнала и оценки класса работы усилителя, а также определить максимальные значения тока и напряжения.

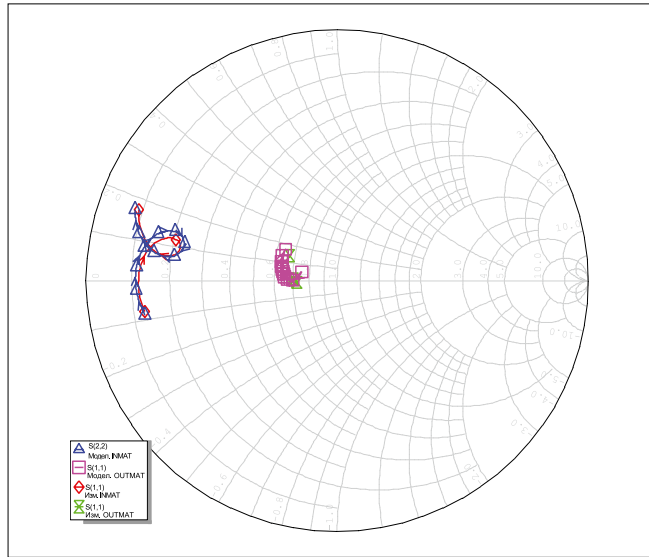
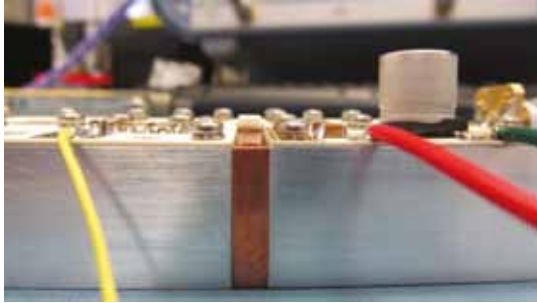
В условиях отсутствия доступа к внутренним выводам устройства единственным простым решением является оценка формы сигналов в плоскости корпуса, что, разумеется, накладывает существенные ограничения из-за паразитных эффектов. Их компенсация возможна только в том случае, если определена то-



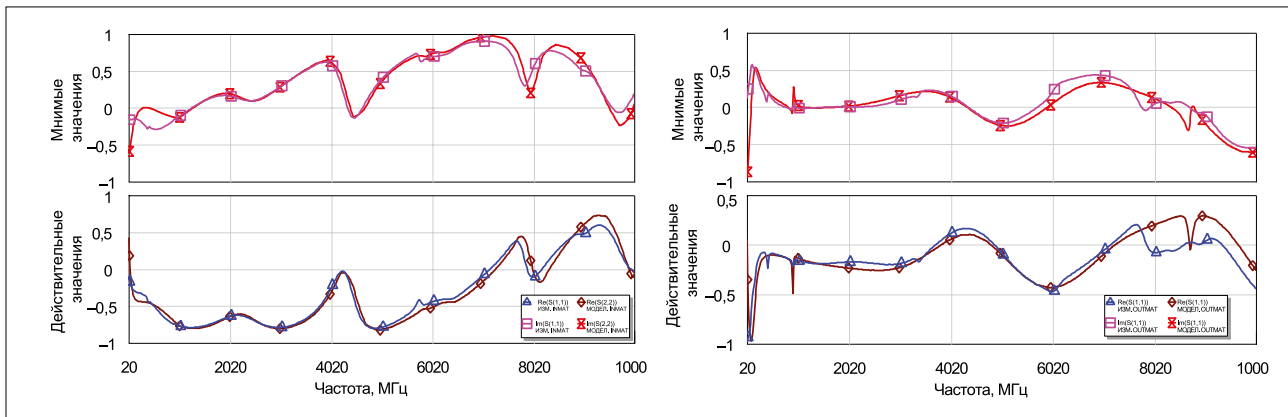
▲ Рис. 3а. Динамическая линия нагрузки на внутренних выводах транзистора на частоте сигнала 1500 МГц. На рисунке выделены три области: А (Vmin, Imax), В (Imin, Vmax) и переходная между ними



▲ Рис. 3б. Формы сигналов тока и напряжения на внутренних выводах транзистора. Выходная мощность – 10 Вт



▲ **Рис. 4.** Тестовая сборка усилителя из 3 секций (а); результаты моделирования и измерений для входной и выходной согласующих цепей в диапазоне 1000–3000 МГц (б)



▲ **Рис. 5.** Сравнение результатов измерений и моделирования входной и выходной согласующих цепей в диапазоне 20 МГц...10 ГГц

ология и известны все параметры паразитной схемы для исключения их влияния при моделировании.

Анализ форм сигнала (рис. 3) показал, что для получения хороших результатов достаточно обеспечить контроль нагрузки второй гармоники, а нагрузка третьей гармоники в оптимизации не нуждается.

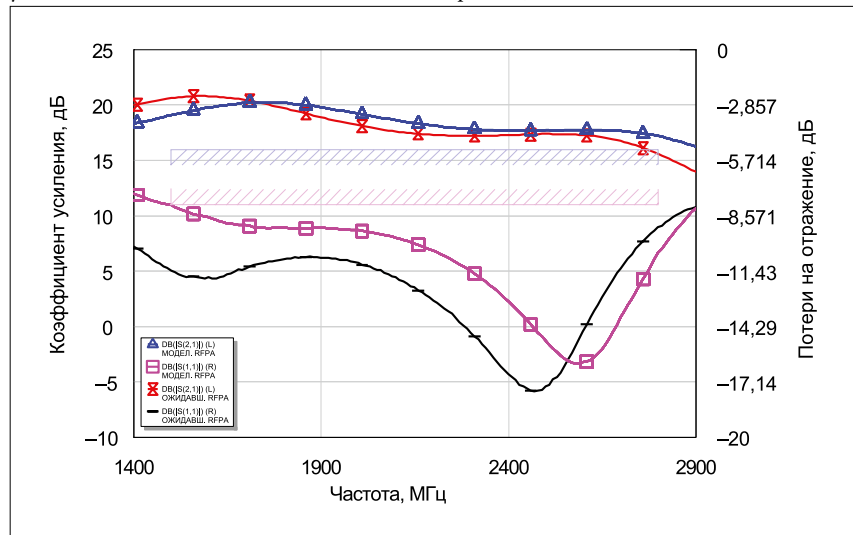
Согласно рис. 3б, максимальное напряжение составляет порядка 60 В, максимальный ток — порядка 1500 мА на частоте сигнала 1500 МГц, что хорошо согласуется с оптимальными параметрами усилителя. Более показательным с точки зрения оценки эффективности усилителя является почти идеальное попадание в класс F — разность фаз в 180° между выпрямленными полуволнами тока и напряжения, а также очень узкие области перекрытия полусинусоид. Анализ динамической линии нагрузки позволил выделить три области: область А, где напряжение минимально, а ток максимален; область В, где напряжение максимально, а ток обращается в ноль; переходная область между этими состояниями. На основе такого разделения обеспечивается качественный контроль

форм сигналов. Расчет в пределах одного периода показал, что в областях А и В сигнал находится в течение 63,8% от длительности периода.

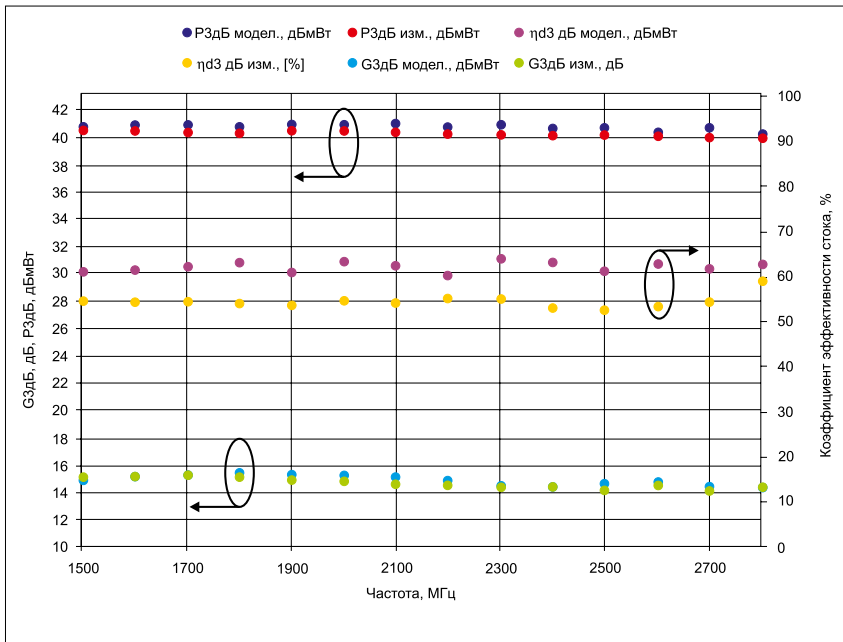
#### ТЕСТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ

Для подтверждения применимости и точности описанных нами методов усилитель был изготовлен на печатной

плате Rogers 4350В (толщина диэлектрика: 0,508 мм; диэлектрическая проницаемость: 3,48). Схема была собрана на тестовой плате из трех частей: входная согласующая цепь (INMAT), выходная согласующая цепь (OUTMAT) и медная центральная секция для размещения транзистора и заземления истока (рис. 4а).



▲ **Рис. 6.** Сравнение результатов в режиме малого сигнала для коэффициента усиления и потерь на отражение



▲ Рис. 7. Сравнение результатов измерений и моделирования в режиме большого сигнала

**Измерения пассивных компонентов**

Перед сборкой усилителя были измерены значения импеданса входной и выходной согласующих цепей со стороны выводов транзистора. Полученные данные точно совпали с результатами моделирования в диапазоне 1000–3000 МГц без дополнительной подстройки (рис. 46). Дополнительные измерения

в диапазоне 20 МГц...10 ГГц также показали достаточно точное совпадение измеренных и расчетных данных (рис. 5). Таким образом, при помощи трехсекционной сборки мы смогли измерить импедансы входной и выходной цепей напрямую без использования неудобных и вносящих дополнительные паразитные эффекты измерительных зондов.

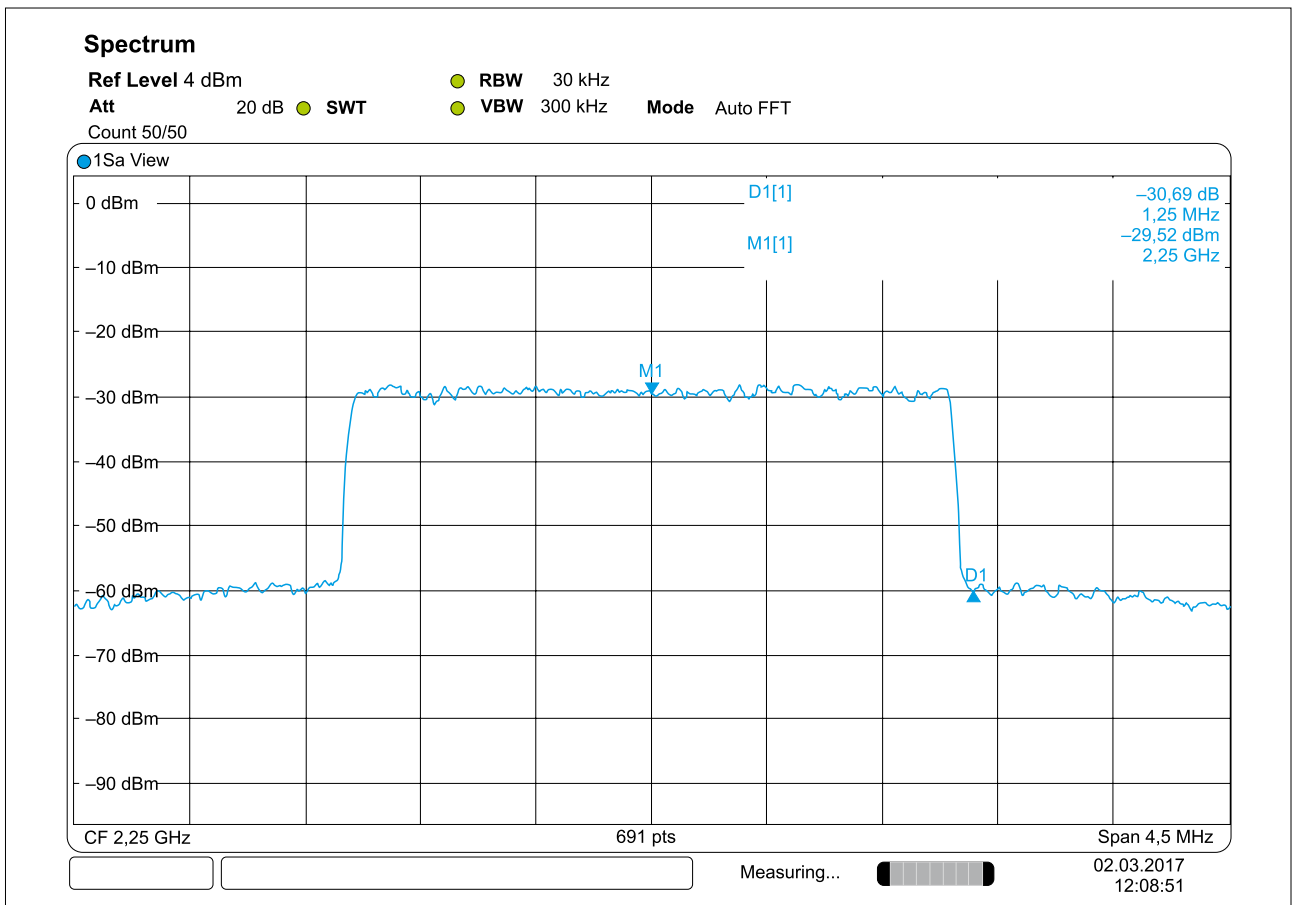
Разумеется, итоговая конструкция усилителя не является сборочной, но разделение на секции на данном этапе значительно упрощает получение более полной информации о качестве созданной схемы и ее характеристиках.

**Измерения в режиме малого сигнала**

На следующем этапе были произведены измерения в режиме малого сигнала при смещении стока +28 В и токе покоя 90 мА. Как видно из рис. 6, результаты моделирования и измерений совпали с высокой точностью для коэффициента усиления и согласования во всем рабочем диапазоне. Кроме того, усилитель оказался безусловно стабилен при проведении стандартных тестов, включавших в себя изменение напряжения стока и вариацию входного импеданса со стороны транзистора при помощи внешнего тюнера.

**Измерения в режиме большого сигнала (непрерывный режим)**

В режиме большого сигнала измерения проводились при тех же параметрах: напряжение на стоке: +28 В; ток покоя: 90 мА. Поскольку на вход тестируемого усилителя непрерывный сигнал подавался через предусилитель, измерения мощности сигнала на входе и выходе были скорректированы с учетом возможной компрессии предусилителя. В качестве характеристик созданного усилителя были выбраны выходная мощность, коэффициент усиления и КПД добав-



▲ Рис. 8. Характеристики усилителя при работе с модулированным сигналом



ленной мощности, каждая из которых измерялась при уровне компрессии 3 дБ. Согласно результатам моделирования, выходная мощность составила 40,99 дБм, КПД — 63,2%, коэффициент усиления — 16,41 дБ. Измерения показали, что эти же параметры равны 40,6 дБм; 59,1% и 15,7 дБ, соответственно. Визуальное сравнение, представленное на рис. 7, позволяет сделать заключение о высоком уровне сходимости результатов моделирования и измерений. Следует заметить, что более 10 Вт мощности на выходе усилителя можно получить в диапазоне 1300–2900 МГц, благодаря чему расширяется относительная ширина полосы до 76,2%.

Для оценки КПД в режиме потерь мощности и интермодуляции в боковой полосе были проведены измерения с модулированным COFDM-сигналом с шириной канала 2,5 МГц и отношением пиковой мощности к средней в 9,5 дБ в рабочей полосе 2,0–2,5 ГГц. В асимметричном режиме при уровне выходной мощности 34,5 дБм средний КПД составил 34–35,9%; линейность в 30 дБн получена на центральной частоте 2,25 ГГц  $\pm 1,25$  МГц (рис. 8). Похожие результаты были получены в диапазоне 1,805–1,880 ГГц с тестовым сигналом WCDMA с отношением пикового сигнала к среднему 7,8 дБ.

С учетом несовершенств реализации усилителя предполагается, что он обеспечит 37 дБм выходной мощности, КПД в 34% и линейность в 30 дБ на центральной частоте и в канале  $\pm 1,25$  МГц.

Линейность можно увеличить с помощью цифровой коррекции предискажений или слежения за огибающей. Заметим, что высокий КПД на пиковых значениях сигнала обеспечивает работу при большей пиковой компрессии, что увеличивает относительную мощность во всем динамическом диапазоне, а также КПД и линейность при работе с сигналами с высоким отношением пикового уровня мощности к среднему.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлен проект широкополосного линейного усилителя с высоким КПД в режиме потери мощности. Маршрут проектирования основан на подходе, заключающемся в получении наибольшего возможного объема информации о составных частях усилителя для уменьшения вероятности ошибки итоговой конструкции. Полученные результаты подтвердили применимость этого подхода для получения требуемого результата с первой попытки.

Проект разделен на четыре этапа: выбор усилителя на основе количественного и качественного анализа, оптимизация входной и выходной согласующих цепей в Microwave Office при помощи методов load/source-pull, синтез пассивных цепей с последующей ЭМ-верификацией и контроль формы сигнала на внутренних выводах модели транзистора. Такое разделение представляет собой качественный и систематический подход к проектированию полноценного усилителя мощности.

Кроме того, в статье предложен метод измерения характеристик изготовленных схем согласования на основе трехсекционной сборки, позволяющий сравнить результаты моделирования и измерений в опорных плоскостях выводов транзистора. Синтез пассивных цепей производился на основе метода эквивалентных параметров и оценки потерь на рассогласование и действующего усиления, что позволило использовать достаточно простые конструкции цепей для широкополосного согласования. Созданный усилитель является многофункциональным и может применяться как предусилитель или усилитель выходных каскадов. ■

Авторы благодарят Энди Уоллеса (AWR, NI) и Qorvo/Modelithics за предоставленную модель транзистора.

#### ЛИТЕРАТУРА:

1. D. T. Wu, F. Mkaem, S. Boumaiza. Design of a broadband and Highly Efficient 45W GaN Power Amplifier via Simplified Real Frequency Technique. IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium. May, 2010.
2. R. A. Beltran. Class-F and Inverse Class-F Power Amplifier Loading Networks Design Based upon Transmission Zeros. IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium. June, 2014.
3. P. L. D. Abrie. Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators. Artech House, 1999.
4. D. M. Pozar. Microwave Engineering. Wiley, 1998.
5. S. C. Cripps. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. Artech House, 2006.