

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО, ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО ВЫСОКОЧАСТОТНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ НИТРИДА ГАЛЛИЯ

Важнейшим подходом при конструировании широкополосного, линейного и эффективного, работающего в режиме нормирования к точке насыщения выходной мощности (Output BackOff Power — OBO, иногда называют «отступление по выходу передатчика относительно уровня насыщения») радиочастотного усилителя мощности (RF power amplifier, RFPА), является принятие всех разумных мер, направленных на достижение минимизации неопределенностей, возникающих при его проектировании. Только используя такой подход, вы уже с первой пробы будете иметь хорошее соответствие между полученными в результате моделирования и измеренными характеристиками усилителя мощности.

Повышенный спрос на линейные радиочастотные усилители мощности (далее — усилители мощности), охватывающий частотный диапазон 1,5–2,8 ГГц, требует разработки новых методов проектирования широкополосных, линейных и высокоэффективных усилителей мощности, работающих в OBO режиме. Кроме того, уже давно одной из ключевых проблем для их разработчиков, которая отчасти вызвана со сложностью управления импедансами гармонических нагрузок, стало повышение эффективности таких усилителей мощности. Эта проблема связана со сложностью измерения сигналов на сверхвысоких частотах, что затрудняет определение их оптимальной формы. При разработке широкополосных усилителей эта проблема усугубляется еще

более, поскольку гармоники более низкой рабочей частоты находятся в рабочей полосе частот такого усилителя. Эти присущие широкополосным усилителям сложности реализации могут быть еще более усугублены неточными методами проектирования, что приводит к многочисленным итерациям весьма затратным не только по времени, но и приносящих прямые материальные убытки, сказывающиеся на стоимости проекта в целом.

В этой статье описывается процесс поэтапного проектирования, в котором используется платформа компании National Instruments (NI) — AWR Design Environment (AWR Среда Дизайна), в состав которого входит специализированное программное обеспечение Microwave Office (Микроволновый офис), а также метод измерения для определения входных и выходных сопротивлений согласующих цепей еще до непосредственного их включения в состав усилителя мощности. В статье будут представлены несколько подходов к проблемам, имеющим место при разработке усилителя мощности, направленных на минимизацию неопределенности и достижения успеха с первой попытки создания его прототипа.

Эффективность предлагаемого подхода продемонстрирована на примере разработки усилителя мощности с использованием коммерчески доступного дискретного нитрид-галлиево-

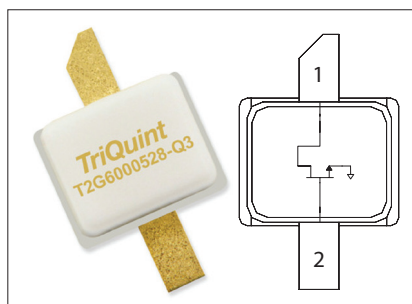
го (GaN), выполненного на подложке из карбида кремния (SiC) 10 Вт корпусированного транзистора с высокой подвижностью электронов (HEMT — High Electron Mobility Transistor), изготовленного по 0,25-мкм технологии Q2Q6000528 компании Qorvo [7] (рис. 1).

Прототип усилителя изготовлен на печатной плате толщиной 20 мил (0,508 мм) из фольгированной армированной стекловолокном углеводородной керамики RO5050В компании Rogers Corporation. Усилитель мощности имеет пиковую мощность более 40 дБм и максимальный КПД на стоке не менее 54% по всей рабочей полосе частот. В режиме OBO усилитель мощности достигает нескорректированной линейности 30 дБн и имеет КПД на стоке не менее 34% при его возбуждении сигналом COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing — ортогональное частотное разделение каналов с кодированием) с полосой 2,5 МГц и отношением пикового и среднего уровня мощности (peak-to-average power ratio, PAPR) 9,5 дБ в диапазоне частот 2,0–2,5 ГГц.

## ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ ШАГОВ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

### Выбор транзистора

Первый шаг при проектировании усилителя мощности — это решение



▲ Рис. 1. Внешний вид и схема подключения электродов HEMT транзистора включения Q2Q6000528 компании Qorvo

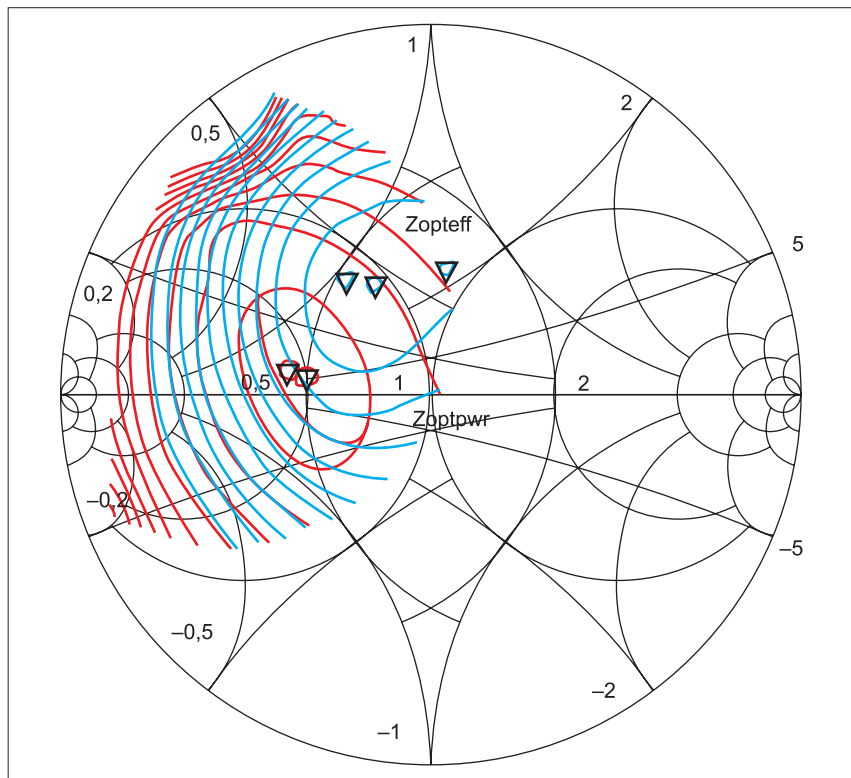
достаточно трудоемкой задачи, направленной на то, чтобы в качестве кандидата для удовлетворения определенного набора критериев определить наилучший из возможных транзисторов. Такими критериями является выбор наиболее подходящей технологии изготовления транзистора, а также оценка электрических параметров транзистора, выбираемых исходя из требований по нагрузке, источнику питания, который определяет напряжения на стоке транзистора, и сложности синтеза, необходимого для его эффективной работы как усилительного устройства согласующих цепей. Как правило, имеются несколько кандидатов, которые приемлемы на основе требуемой техническим заданием частоты и мощности. Поэтому в дополнение к более общим характеристикам, таким как напряжение сток-исток ( $V_{ds}$ ), коэффициент усиления, рабочая частота и мощность, рассматриваются и ряд других параметров транзистора, а именно выходная емкость ( $C_{ds}$ ), входная емкость ( $C_{gs}$ ) и необходимый коэффициент трансформации сопротивлений, что скажется в конечном итоге на сложности построений цепей согласования с источником входного сигнала и нагрузкой.

### Получение оптимального импеданса нагрузки транзистора

После выбора конкретного типа транзистора и получения его нелинейной модели, определяются оптимальные импедансы источника и нагрузки. Необходимые импедансы нагрузки транзистора для достижения максимальной мощности, эффективности (КПД) и коэффициента усиления зависят от частоты. Причем для широкополосного усилителя эти параметры в пределах его рабочей полосы существенно различаются. Так что между этими показателями производительности не обойтись без приемлемого компромисса.

Для определения правильного импеданса нагрузки в Microwave Office согласование нагрузки осуществляется с использованием диаграммы Смита (круговой диаграммы полных сопротивлений) и выполняется с применением подхода проектирования, основанного на формировании сигналов напряжения и тока на транзисторе, в комбинации ее основной частоты и гармоник<sup>1</sup>.

Использование такого подхода к проектированию зависит от наличия доступа к внутренним узлам устройства через генератор тока на плоскости устройства, а не в опорной плоскости корпуса. Предполагая, что модель нелинейного



▲ **Рис. 2.** Фундаментальное согласование нагрузки, показывающее контуры при постоянной компрессии с  $P_{max} \geq 41$  дБм и  $Eff_{max} \geq 70\%$  для минимальных, средних и максимальных частотных точек по рабочей полосе частот. Граничная область определяется как пересечение  $P_{max} = 1$  дБ и  $Eff_{max} = 5\%$ . Линии в рабочей полосе частот представляют собой мощность (красные) и КПД (синие)

устройства предоставляет эти узлы, описанный подход с использованием форм напряжения и тока позволяет визуализировать за их изменениями, отсечкой и выбирать тот или иной режим или класс работы усилителя.

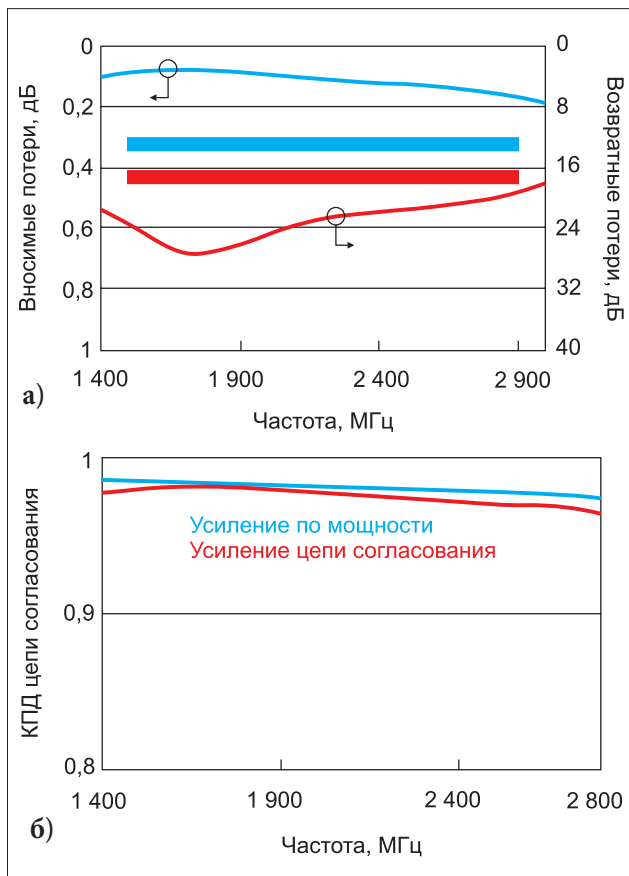
В приведенном ниже примере, выбранном для демонстрации предлагаемых методов проектирования, согласование с нагрузкой выполняется во всей рабочей полосе частот при напряжении сток-исток  $V_{ds} = +28$  В и начальном токе  $I_{dq} = 90$  мА, а импедансы для оптимальной мощности и эффективности извлекаются из результатов в середине рабочей полосы, как это видно из диаграммы Смита на рис. 2. Целевая область нагрузки основана на перекрытии между  $P_{max} = 1$  дБ (выбор точки 1 дБ связан с режимом ОВО) и снижении максимального КПД на стоке ( $Eff_{max}$ ) на 5%. Ясно, что чем больше эта целевая область, тем легче становится проблема согласования. В этом случае  $P_{max}$  происходит на плотно упакованном вращающемся по часовой стрелке кривых диаграммы по рабочей полосе частот, что полезно в случае широкополосного усилителя. Согласование нагрузки выполняется на основной частоте. Это связано с широкополосностью проектируемого усилителя мощности

и вытекающих из этого трудностей в достижении оптимального подавления гармонических составляющих [1] без использования нулей в согласующей цепи [2]. Также выполняется согласование на второй гармонике с выявленной областью высокой эффективности [1], которой можно управлять при синтезе согласующей цепи.

### Синтез согласующей цепи

Узкополосные усилители мощности, по сравнению с усилителями с широкой рабочей полосой пропускания, имеют преимущество благодаря незначительному изменению оптимального импеданса нагрузки, что делает задачу проектирования согласующих цепей менее сложной. Это не означает, что согласование с нагрузкой даже при малой ширине рабочей полосы частот всегда тривиально. Действительно, исследование импедансов источника и нагрузки покажет, что для достижения предельно высокой производительности основной импеданс согласующей цепи часто должен быть точно задан на единственную точку гамма-согласования со значительными субоптимальными характеристиками производительности, если кривые согласования не достигает своего целевого

<sup>1</sup> В англоязычной технической литературе этот подход получил название «Practical Waveform Engineering» или «Waveform Engineering» (технология создания волновых форм), способная модифицировать или «спроектировать» сигналы напряжения и тока на выводах усилителя или транзистора, близкие к теоретическим, оптимальные характеристики в практической системе, и обозначает все методы проектирования схем, основанные на технике формирования сигналов напряжения и тока на транзисторе. Данная технология проектирования впервые была предложена профессором Паулем Таскером (Paul J. Tasker) из Кардиффского Университета [6].

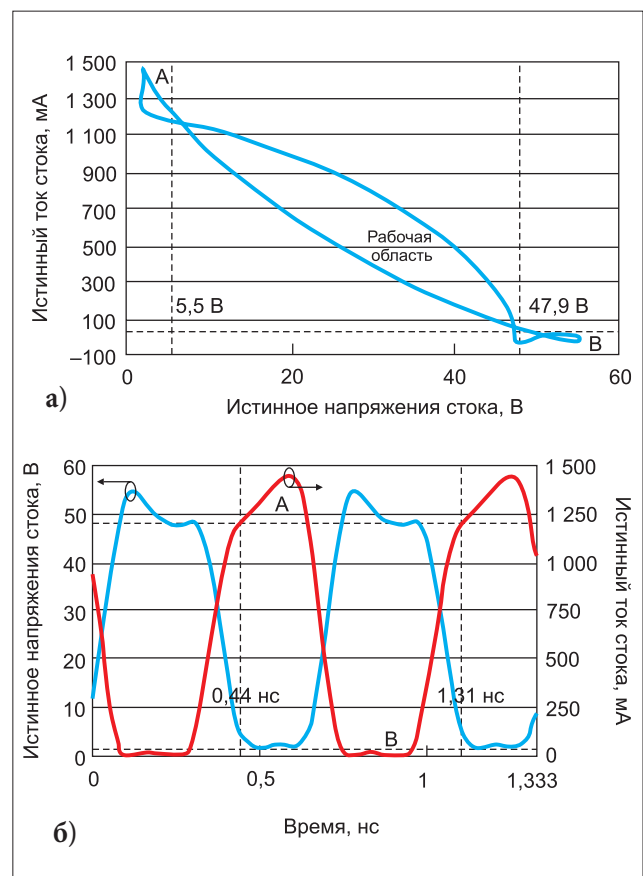


▲ **Рис. 3.** Распределение потерь в согласующей цепи нагрузки при согласовании (а) и потери мощности при согласовании сопротивлений (б) в зависимости от частоты

импеданса нагрузки. Точное управление импедансами гармонических помех для классов усилителей F и F<sup>-1</sup> (их отличительная особенность — это возможность использования амплитудной модуляции) увеличивает сложность задачи сверх того, что требуется для обычного подхода к проектированию усилителя мощности.

В случае проектирования широкополосного усилителя, особенно с высокими техническими характеристиками, согласующая цепь должна управлять изменением своего импеданса на гораздо большем участке полосы пропускания. После определения оптимальных импедансов и целевых областей схема согласования нагрузки разрабатывается с использованием упрощенного метода реальной частоты (Simplified Real Frequency Technique, SRFT) [3]. Метод SRFT используется для создания идеальной согласующей цепи с сосредоточенными элементами и, прежде чем выполнять электромагнитное моделирование, необходимо преобразовать ее в формат распределенного ступенчатого импеданса [4]. В общем случае электромагнитная симуляция рассматривается как важный шаг в уменьшении неопределенности при проектировании.

Один из методов проектирования представляет собой сопряжение оптимального импеданса, как заземленного генератора (вход, Порт 1), после чего схему согласованной сети можно рассматривать как проблему уменьшения потерь несоответствия согласования, которые существуют между этой комплексной нагрузкой и оконечной нагрузкой в 50 Ом по всей рабочей полосе усилителя. Однако это несоответствие может быть оценено со и стороны 50-омной нагрузки (выход, Порт 2) сети, как показано на рис. 3а. Как пассивное звено схема согласования выхода имеет коэффициент усиления по мощности менее единицы, он равен ее КПД, определяемым только внутренними диссипативными по-



▲ **Рис. 4.** Нагрузочная линия (а) и формы напряжения и тока (б) на истинных узлах транзистора в режиме усиления гармонического непрерывного сигнала частотой 1500 МГц и выходной мощности 10 Вт

терями. Что касается коэффициента усиления при преобразовании сопротивлений, то он всегда будет еще меньшим, так как часть потери эффективности согласующей цепи связана с эффектом наличия потерь на входе из-за отражения. Эти величины показаны как процентная эффективность на рис. 3б. Эффективность согласующего звена с нагрузкой при расчете получается равной 96,6% на частоте 2800 МГц, что достаточно близко к величине, рассчитанной по обратным потерям на той же частоте. Для сравнения, коэффициент полезного действия, который учитывает чисто омические потери в сети, получается равным 97,7%. Хотя это прямо не связано с потерями отражения, но его значение зависит от импедансов терминалов, так как они влияют на распределение тока и напряжения внутри согласующей цепи, следовательно, здесь мы имеем и потери меди и диэлектрика соответственно.

Коэффициент усиления преобразователя сопротивлений оценивается для генератора, импеданс которого является сопряженным с полным сопротивлением нагрузки, наблюдаемым относительно стока транзистора. Несмотря на то, что выход соответствует уровню мощности с учетом компрессии и эффективности, а не минимальному отражению на стоке, считается, что использование сопряженного соответствия хорошо согласуется с предсказанным уменьшением мощности из-за компрессии. Таким образом, построенный график, описывающий коэффициент усиления преобразователя сопротивлений, является хорошей мерой для оценки общего качества согласования по выходу.

Достижение оптимального широкополосного согласования с использованием выбранного для примера транзистора относительно просто по нескольким причинам. Во-первых, коэффициент трансформации по рабочей полосе относительно низкий (около 2:1), во-вторых, импеданс нагрузки для достижения



оптимального  $P_{\max}$  находится в весьма ограниченной зоне диаграммы. Наконец, оптимальный импеданс изменяется с увеличением частоты в вращающемся локусе по часовой стрелке. Довольно низкий коэффициент трансформации является полезным критерием для построения широкополосного усилителя мощности, благоприятствующим выбору именно этого типа GaN транзистора (напомним, здесь это T2G6000528 компании Qorvo).

#### Цепь согласования с источником сигнала

Управление изменением импеданса со стороны источника сигнала по рабочей полосе достигается за счет использования цепи в виде полосового фильтра, что также имеет преимущество в виде уменьшения коэффициента усиления на низкой частоте, когда коэффициент усиления транзистора очень высок. Так что конкретная цепь согласования импеданса источника также отвечает и за улучшение низкочастотной стабильности усилителя. Коэффициент трансформации импеданса около 15:1, а это требует построения более сложной сети. Подходящими здесь могут быть цепи с положительным наклоном или выравниванием и, хотя в конкретной схеме усилителя мощности они не используются, при необходимости они могут быть введены в схему согласования с источником сигнала без особой сложности.

Стабильность достигается с помощью шунта, подключенного к паре последовательных RC-звеньев, рядом с входным портом, за которым следует последовательное сопротивление R.

#### Проектирование на основе форм сигналов

Для анализа проектируемого в качестве примера использования платформы NI AWR Design Environment и программного обеспечения Microwave Office применялась технология создания волновых форм («Waveform Engineering» [5]). Эта технология используется для тонкой настройки согласования и более критического подхода к оценке реализованной цепи связи с нагрузкой. Новые, ставшие доступными совсем недавно, модели транзисторов, обеспечивающие доступ к узлам напряжения и тока на плоскости истинного генератора, позволяют не только точно наблюдать сигналы напряжения (V) и тока (I), но и иметь нагрузочную линию (dynamic load line, DLL). Это позволяет анализировать отсечку и режим работы усилителя мощности, а также генерируемые им волновые формы и пиковые уровни напряжения и тока.

До того, как эти узлы были доступны, единственным вариантом было отслеживать формы сигналов на плоскости корпуса, что явно имеет ограничения из-за наличия паразитных составляющих, связанных с тем или иным вариантом корпусирования. Выведение из расчета таких паразитных цепей возможно, но только в том случае, если известны топология и значения этих компонентов, а влияние на электрические характеристики удаляется путем их учета и исключения во время моделирования. Несмотря на то, что для управления импедансом нагрузки лишь с учетом второй гармоники было предпринято с осторожностью, анализ сигналов (рис. 4) показывает, что импеданс на третьей гармонике является благоприятным без дальнейшей оптимизации.

Приведенные формы сигналов показывают пиковое напряжение менее 60 В и пиковый ток менее 1500 мА на частоте 1500 МГц, которые хорошо соответствуют характеристикам использованного транзистора. Более существенным с точки зрения эффективности является почти идеальная работа в режиме F, при этом полуволновое выпрямленное значение тока составляет  $180^\circ$  и не совпадает по фазе с формой напряжения или имеет очень малую зону взаимного перекрытия. Используя DLL-анализ, определены три области: область А ( $V_{\min}$  и  $I_{\max}$ ), область В ( $V_{\max}$  и  $I_{\min}$ ) и переходная область. За один период волновая форма сигнала остается в области А или В в 63,8%

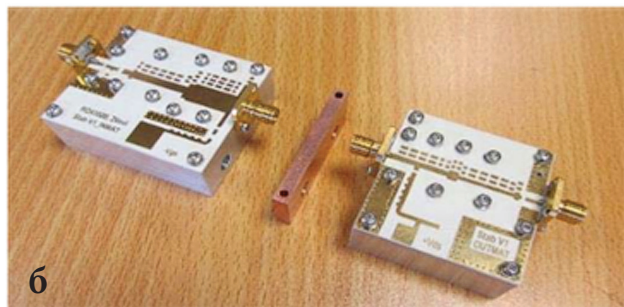
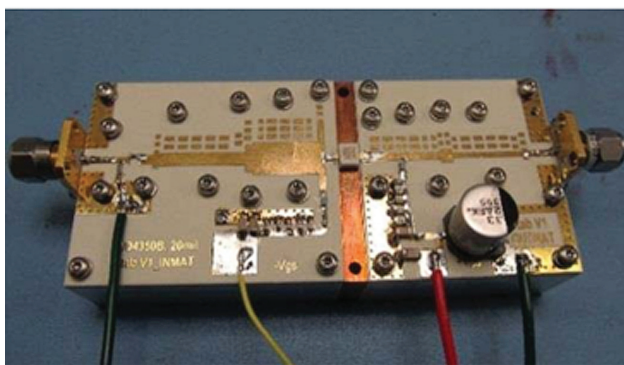
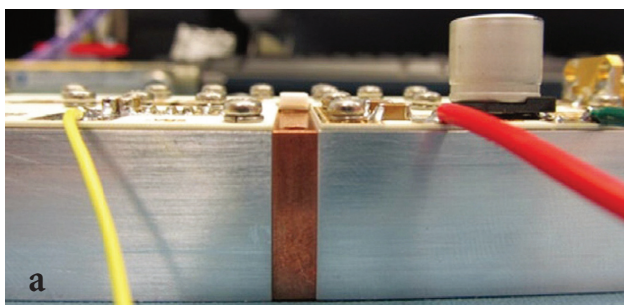
времени относительно его периода, тогда как в переходной области всего 36,2%.

#### ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

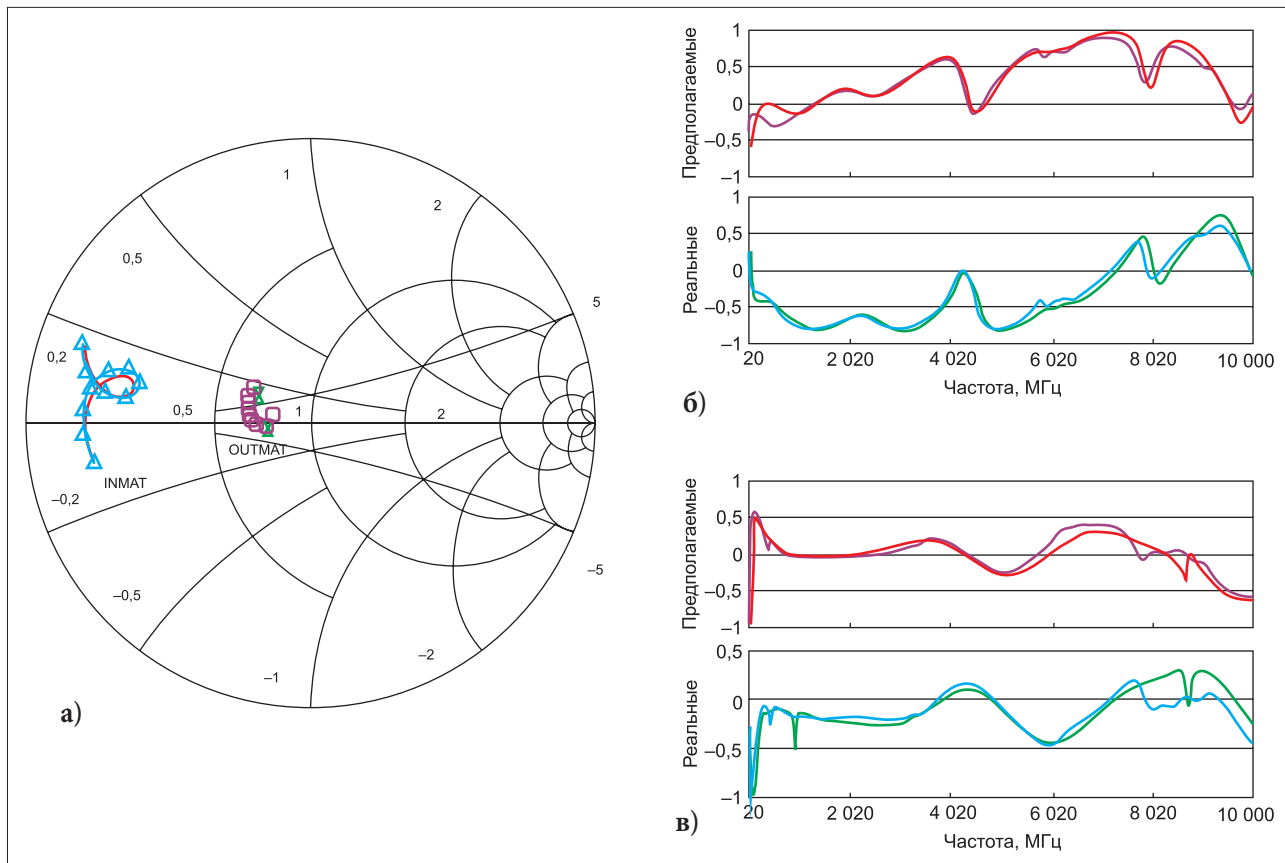
Как уже было сказано в начале статьи, для того чтобы проверить верность предлагаемого подхода к проектированию широкополосного усилителя мощности, на плате из материала компании Rogers марки 4350В толщиной 20 мил (относительная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_r = 3,48$ ) был изготовлен его прототип. Схема смонтирована на зажимном приспособлении, состоящем из трех частей, содержащих входную согласующую цепь (INMAT), выходную согласующую цепь нагрузки (OUTMAT) и центральную часть для установки транзистора, выполненную из меди (рис. 5). Исток транзистора устройства был припаян снизу.

#### Измерения пассивных цепей усилителя

Перед окончательной сборкой для корреляции смоделированных и измеренных наборов данных измерялись импедансы схем INMAT и OUTMAT, подключенных по входу и выходу транзистора. Измеренные данные в полосе частот 1000–3000 МГц показывают отличное согласование этих цепей с импедансом, полученным в результате моделирования без какой-либо дополнительной настройки (рис. 6а). Измерение схем INMAT и OUTMAT в более широкой полосе частот от 20 МГц до 10 ГГц по-прежнему показывает очень хорошее совпадение между смоделированным и измеренным импедан-



▲ Рис. 5. Изготовленный прототип усилителя мощности в сборе (а), индивидуальные части INMAT и OUTMAT, подготовленные для измерений, и центральная секция из меди, на которую устанавливался транзистор (б)



▲ **Рис. 6.** Измеренные или смоделированные сопротивления цепей INMAT и OUTMAT в полосе частот 1000–3000 МГц (а); измеренные по сравнению со смоделированными импедансами в полосе частот от 20 МГц до 10 ГГц для схем INMAT (б) и OUTMAT (в)

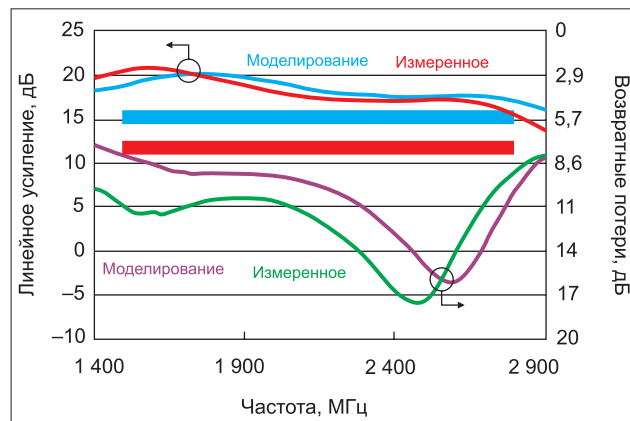
сом (рис. 6б и 6в). С помощью использованного модульного трехкомпонентного зажимного приспособления, импедансы, видимые устройством, могут быть измерены непосредственно и точно, без использования механических неудобных зондов, которые могут вводить в схему согласования свою электрическую паразитную составляющую, в частности блуждающую индуктивность, в точке крепления. Это зажимное приспособление не требуется в промышленной серийной версии усилителя, но является важным шагом в процессе проектирования, что позволяет устранить неопределенности на каждом из этапов этого процесса.

**Измерения усилителя мощности в режиме малого сигнала**

Первоначальные измерения усиления в режиме малого сигнала проводились в условиях: напряжение на стоке  $V_{ds} = +28$  В; начальный ток  $I_{dq} = 90$  мА. Измеренное и смоделированное согласование усиления и импеданса тесно скоррелировано (рис. 7) с коэффициентом усиления малого сигнала более 16 дБ и обратными потерями на входе более 7,5 дБ по всему рабочему диапазону. Усилитель стабилен при проведении практических испытаний на стабильность, таких как изменение напряжения на пластине для подключения стока и использование внешнего устройства для изменения импеданса источника по отношению к транзистору.

**Измерения усилителя мощности в режиме большого сигнала**

Измерения усиления в режиме большого сигнала также проводились в условиях: напряжение на стоке  $V_{ds} = +28$  В; начальный ток  $I_{dq} = 90$  мА. В качестве источника использовался непрерывный гармонический сигнал, который подавался на вход усилителя мощности через отдельный возбуждающий усилитель — драйвер. Результаты измерения входной и вы-



▲ **Рис. 7.** Сравнение результатов моделирования и фактически измеренного усиления и возвратных потерь по входу усилителя мощности в режиме малого сигнала)

ходной высокочастотной мощности с целью устранения влияния компрессии в драйвере были скорректированы. Усиление мощности, эффективность на стоке и мощность, подаваемая на нагрузку, измерялись при компрессии 3 дБ. Моделируемые результаты показывают максимальную мощность P3dB, равную 41 дБм, максимальную эффективность на стоке 63,2% и максимальный коэффициент усиления 16,4 дБ. Измеренные результаты показывают P3dB, равную 40,6 дБм, максимальную эффективность на стоке 59,1% и максимальный коэффициент усиления 15,7 дБ (рис. 8). Как можно видеть из полученных результатов измерений спроектированный усилитель обеспечивает выходную мощность более 10 Вт в полосе частот от 1300 МГц до 2900 МГц, расширяя свой рабочий диапазон частот на 76,2%.

Для оценки эффективности в режиме ОВО по выходу и производительности в части интермодуляционных боковых полос

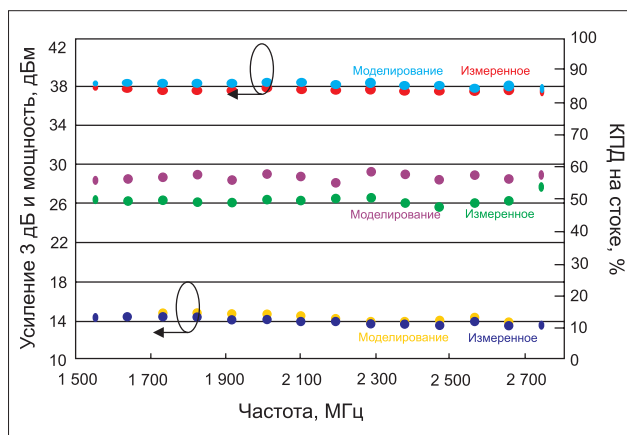
в полосе частот 2,0–2,5 ГГц использовался сигнал COFDM с шириной пропускания канала 2,5 МГц и отношением пикового и среднего уровня мощности PAPR = 9,5 дБ. В качестве несимметричного усилителя с выходной мощностью 34,5 дБм средняя эффективность составляла 34–35,9%, а линейность 30 дБн, измеренная со сдвигом ±1,25 МГц относительно центральной частоты (рис. 9). Аналогичные результаты были получены в полосе 1,805–1,88 ГГц с использованием тестового сигнала WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access — широкополосный CDMA) с PAPR = 7,8 дБ.

Была разработана и симметричная версия усилителя. При использовании для согласования несовершенных гибридов прогнозируется достижение +37 дБм со средней эффективностью около 34% и линейностью 30 дБн со сдвигом ±1,25 МГц от центральной частоты. Линейность может быть улучшена использованием методов линейризации, таких как цифровое прогнозирование или отслеживание огибающей. Достижение высокой эффективности при пиках сигнала позволяет работать при большем пиковом сжатии, поэтому усилитель может работать при более высокой относительной мощности во всем динамическом диапазоне. Следовательно, эффективность и линейность улучшаются даже при высоких значениях PAPR.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Подход к разработке широкополосных, линейных и высокоэффективных высокочастотных усилителей мощности сводится к достижению минимуму неопределенности. Именно такой подход позволяет получить положительный результат уже при первом итерационном подходе к их созданию. Методология проектирования состоит из нескольких этапов: выбор устройства с использованием качественного и количественного анализа, оптимизация цепей согласования импеданса нагрузки и источника с использованием синтезирования пассивной сети, включая проверку электромагнитной совместимости и формирование сигналов с использованием собственных узлов напряжения и тока. Вместе эти методы обеспечивают проверенный систематический подход к проектированию всей структуры усилителя мощности.

В статье также продемонстрирована полезность использования трехкомпонентного зажима, метод измерения для уже изготовленных цепей согласования по входу относительно источника сигнала и по выходу относительно нагрузки, по-

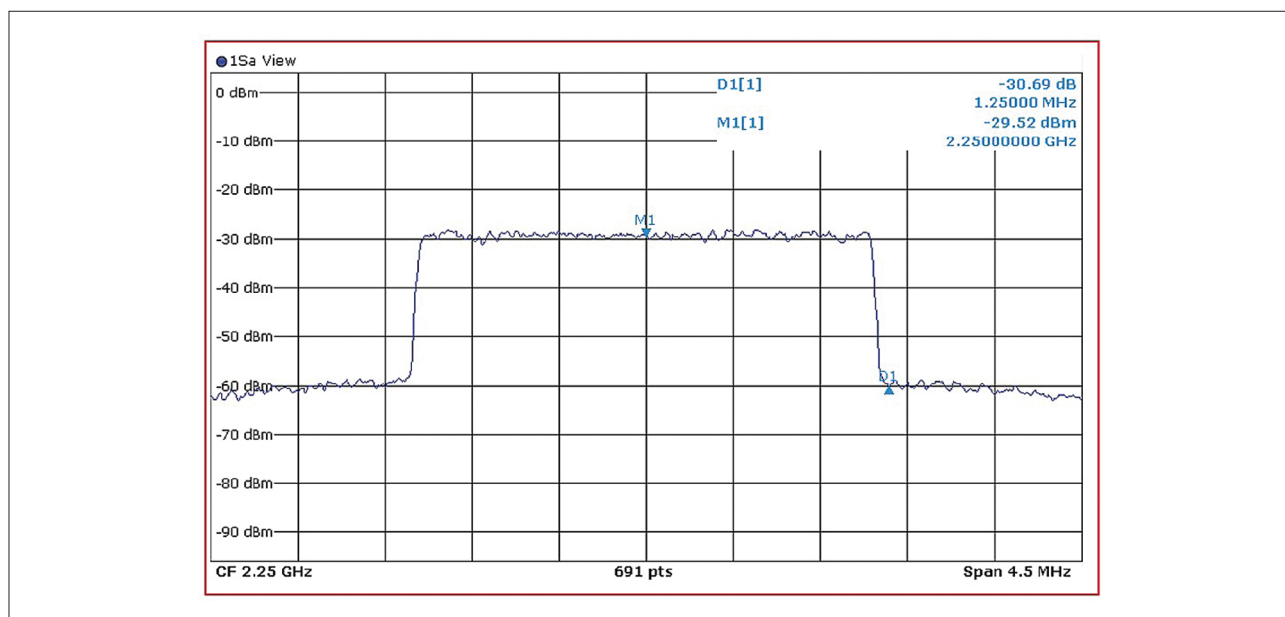


▲ **Рис. 8.** Сравнение результатов моделирования и фактически измеренной мощности, усилением и эффективностью для непрерывной волны в режиме большого сигнала

зволяющий сравнивать смоделированные и измеренные импедансы на выводах транзисторов. Пассивный синтез сети с использованием технологии в виде упрощенного метода реальной частоты (SRFT) в сочетании с анализом потерь на рассогласование и усиление мощности согласующей цепи обеспечивает широкополосное соответствие с относительно простыми согласующими цепями. ◀

### ЛИТЕРАТУРА

1. T. Wu, F. Mkadem, S. Boumaiza. *Design of a Broadband and Highly Efficient 45 W GaN Power Amplifier via Simplified Real Frequency Technique.* IEEE MTT-S International 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 International 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.
6. *Practical Waveform Engineering — Reshaping Today's Communication Systems*/[impact.ref.ac.uk/casestudies/CaseStudy.aspx?Id=3452](http://impact.ref.ac.uk/casestudies/CaseStudy.aspx?Id=3452)
7. T2G6000528-Q3 10W, 28V DC — 6 GHz, GaN RF Power Transistor/[www.qorvo.com/products/d/da003816](http://www.qorvo.com/products/d/da003816)



▲ **Рис. 9.** Характеристики интермодуляции несимметричного усилителя с сигналом COFDM с полосой частот 2,5 МГц и PAPR = 9,5 дБ