Проектирование усилителя Догерти на основе GaN HEMT для систем связи нового поколения

Дэвид Вай (AWR Group, NI), **Джеймс Вонг, Андрей Гребенников, Наоки Ватанабе, Эйдзи Мочида** (Sumitomo Electric)

В статье рассматривается проект инвертированной конструкции многодиапазонного усилителя Догерти, выполненный в NI AWR Design Environment (Microwave Office) на основе широкополосных транзисторов GaN HEMT диапазона 1,8–2,7 ГГц. Ряд конструкторских решений обеспечивает возможность работы усилителя с несколькими стандартами передачи данных, сохраняя при этом высокие значения КПД и выходной мощности.

Введение

Для систем связи 4-го и 5-го поколений требуются усилители мощности (УМ), обладающие высокой эффективностью в широком частотном диапазоне и совместимые с различными стандартами. В таких системах ввиду увеличенной рабочей полосы и больших объёмов передаваемых данных одним из ключевых параметров сигнала является отношение пикового уровня к среднему (peak-to-average ratio, PAPR), которое характеризует мгновенные отклонения уровня передаваемой мощности от среднего значения. В связи с этим в усилителе важно обеспечить высокое значение КПД не только при максимальном уровне выходной мощности, но и при меньших значениях – обычно при 6 дБ до максимума – во всей рабочей полосе.

В данной статье описывается инновационный проект усилителя Догерти на основе 200 Вт нитридных HEMT-транзисторов, обеспечивающего средний КПД до 50–60% с выходной мощностью до 100 Вт и позволяющего значительно уменьшить размеры, стоимость и уровень потребляемой мощности передатчика.

Авторы проекта использовали программное обеспечение NI AWR Design Environment и, в частности, его модуль схемотехнического проектирования Microwave Office.

В одной из ранее опубликованных работ описывался усилитель Догерти стандартной конструкции с четвертьволновым преобразователем импеданса и выходным сумматором. По результатам моделирования в частотном диапазоне 1,5–2,14 ГГц было получено значение КПД добавленной мощности в 31% при уровне мощности на 6 дБ меньше максимального, составившего 43 дБм [1]. Более широкополосное исполнение усилителя предполагает использование выходной цепи, состоящей из двух четвертьволновых инверторов импеданса с пониженными коэффициентами преобразования [2]. Для суммирования сигналов в широкой полосе (2,2–2,96 ГГц) можно заменить выходную линию с постоянным значением импеданса на многокаскадную линию с различными импедансами и электрическими длинами отрезков [3].

В данной статье широкополосное согласование было выполнено методом эквивалентных схем на основе заданных частотно зависимых значений оптимального импеданса. Тем не менее нелинейная оптимизация полной конструкции усилителя Догерти привела к усложнению проекта с точки зрения моделирования и к

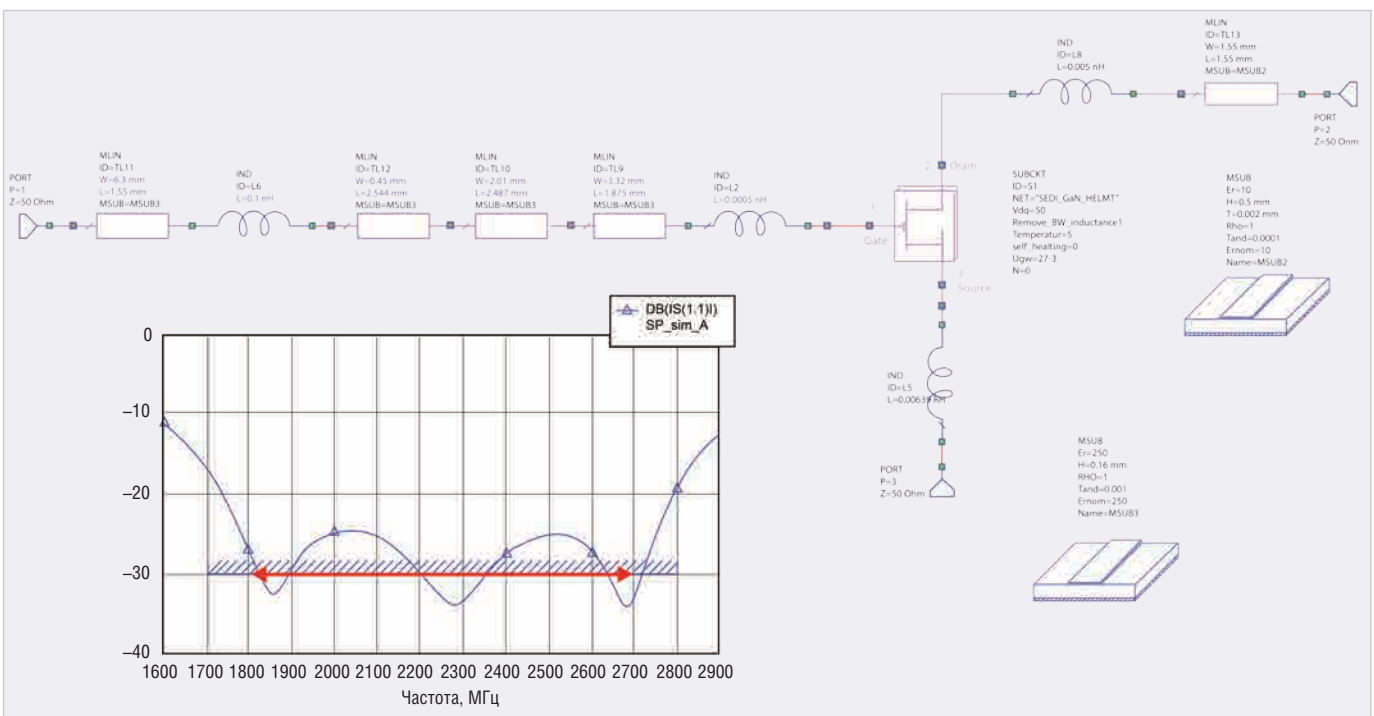

Рис. 1. Эквивалентная схема устройства и возвратные потери на входе (dB(IS$_{11}$I))

довольно большим размерам платы усилителя.

Другой пример описывает проект усилителя с пиковой мощностью до 350 Вт в частотном диапазоне 760–960 МГц, отличающийся модифицированной схемой сумматора с двумя четвертьволновыми линиями в пиковом плече усилителя [4]. Применение асимметричной конструкции позволило добиться насыщенной мощности более 270 Вт и коэффициента усиления более 13 дБ при КПД стока больше 45% на мощности от –8 дБ до максимальной в частотном диапазоне 2,5–2,7 ГГц [5].

Устройство в корпусе

Способность усилителя Догерти работать в нескольких полосах определяется соответствием каждой из отдельных его частей заданным спецификациям в выбранных частотных диапазонах. В данном случае усилители средней и пиковой мощности будут обладать высоким КПД в широкой полосе в том случае, если их входные согласующие цепи спроектированы широкополосными, при этом цепь нагрузки может быть представлена в виде ФНЧ на сосредоточенных или распределённых элементах с двумя или тремя согласующими схемами. Следовательно, для получения высокой выходной мощности важно, чтобы согласующие цепи были частично исполнены внутри корпуса устройства, особенно если речь идёт о низком входном импедансе устройства в рабочей полосе.

На рисунке 1 представлена эквивалентная схема устройства без корпуса с элементами входного согласования, а также результаты моделирования параметра S_{11} в режиме малого сигнала на входе внутренней входной согласующей схемы, включающей выводы корпуса.

Модель Sumitomo 50V представляет собой 6 базовых ячеек 15 Вт нитридных HEMT, соединённых параллельно и обеспечивающих более 80 Вт выходной мощности в диапазоне 1,8–2,7 ГГц. Трёхкаскадный микрополосковый преобразователь импеданса создан на 0,16 мм алюминиево-оксидной подложке с диэлектрической проницаемостью 250 для получения компактной структуры. С его помощью импеданс затвора кристалла транзистора преобразовывается к 10 Ом на опорной плоскости входного вывода корпуса. При подключении к системе с характеристическим импедансом 10 Ом уровень возвратных потерь достигает 25 дБ.

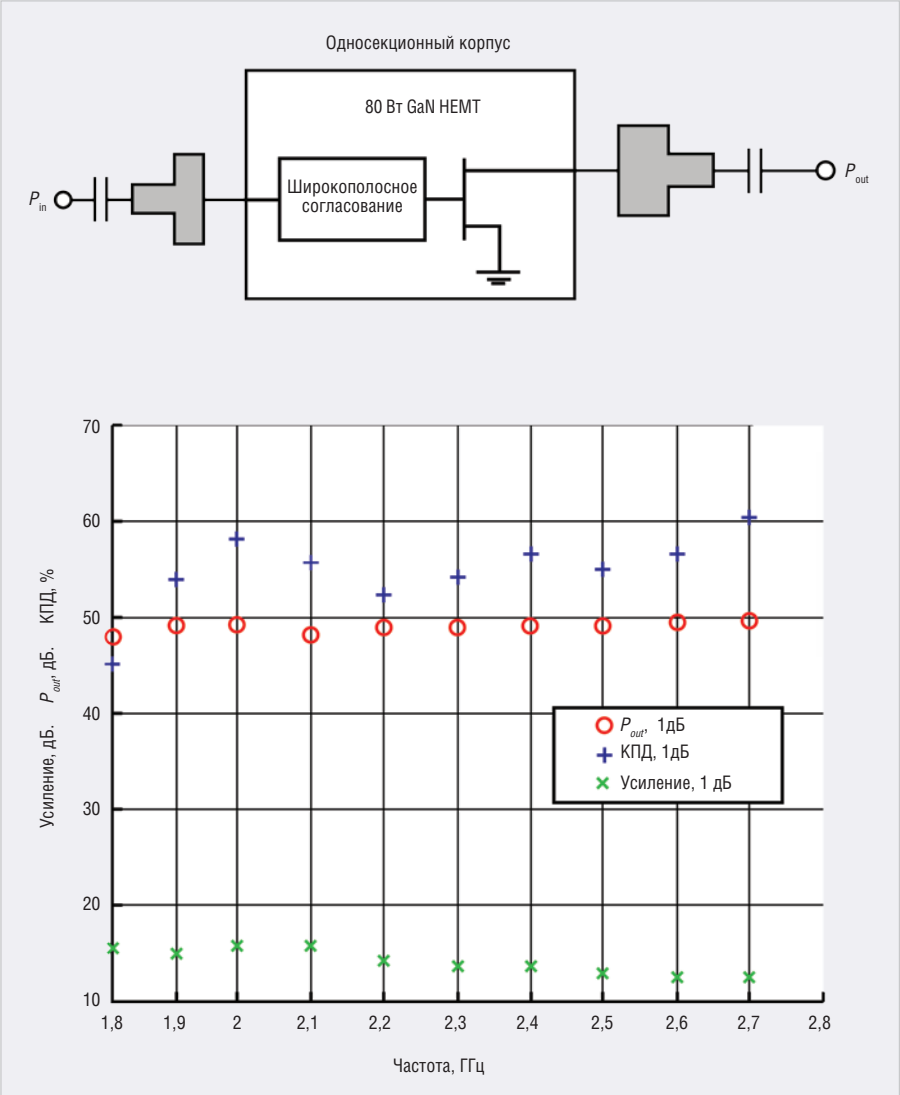

Рис. 2. Усилитель класса АВ с внешними цепями согласования

Характеристики в широкой полосе

Как правило, многодиапазонный преобразователь импеданса, необходимый для широкополосного усилителя, может быть представлен в виде N (N≥2) каскадно-соединённых линий передачи с различными значениями характеристического импеданса [6]. Например, для согласования выходного импеданса 25 Ом с импедансом нагрузки 50 Ом широкополосный преобразователь можно построить при помощи двухсекционной линии передачи, где характеристический импеданс первого четвертьволнового отрезка составляет 30 Ом, а второго – 42 Ом. Таким образом можно получить отклонение значения входного импеданса в ±0,5 Ом и фазы в ±1° в диапазоне частот от 2,0 до 2,8 ГГц, в который входят диапазоны 2,11–2,17 ГГц и 2,62–2,69 ГГц, соответствующие диапазонам стандартов WCDMA и LTE [7]. В то же время увеличение допустимых отклонений до ±1 Ом и ±2° позволяет получить рабочую полосу в 1 ГГц (1,9–2,9 ГГц). Следовательно, если сместить центральную частоту до 2,3 ГГц, то становится возможной работа ещё и с третьим диапазоном – 1805–1880 МГц.

На рисунке 2 (сверху) представлена схема 80 Вт GaN HEMT усилителя мощности класса АВ с внешними цепями входного и выходного согласования, работающего в диапазоне 1,7–2,7 ГГц. Согласующие цепи выполнены на подложке Rogers RO4350 и представляют собой двухсекционные преобразователи импеданса с различными отношениями характеристических импедансов и электрических длин секций.

В результате моделирования получена выходная мощность более 48 дБм с коэффициентом усиления более 12 дБ и КПД стока более 52% в диапазоне 1,8–2,7 ГГц (см. рис. 2, внизу). В предыдущих работах были получены значения КПД, превышающие 60% в диапазоне 1,9–2,9 ГГц для проекта на основе

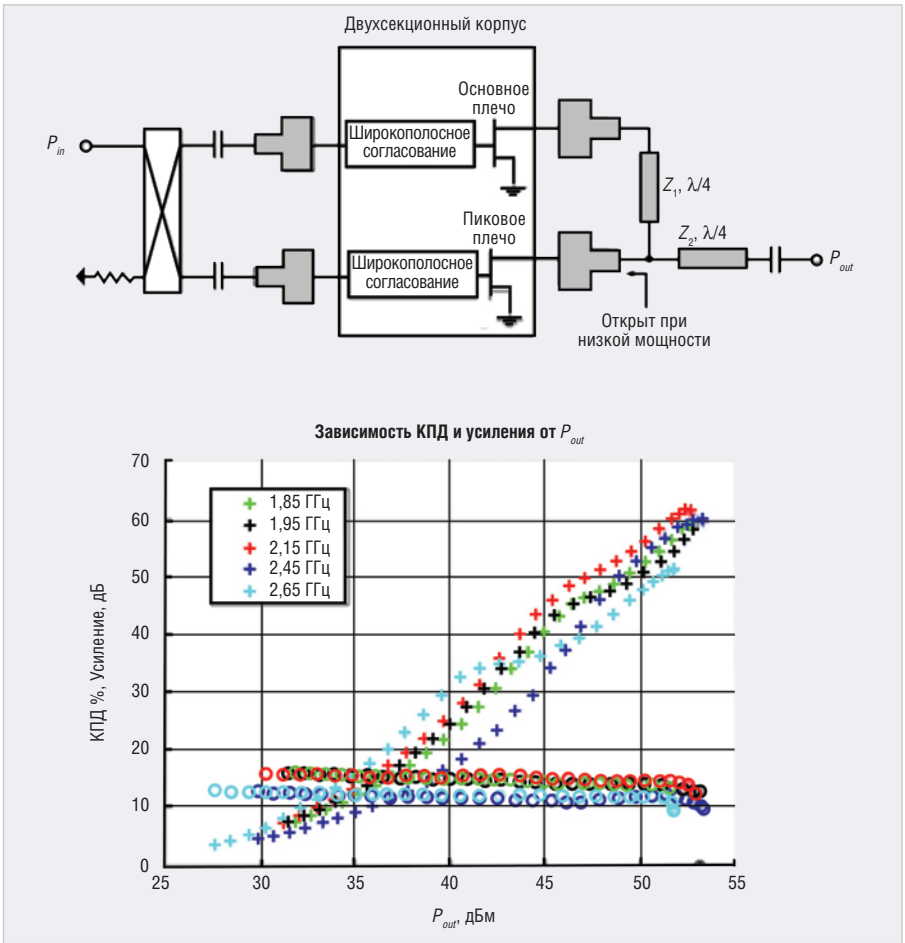

Рис. 3. Схема и результаты моделирования усилителя Догерти

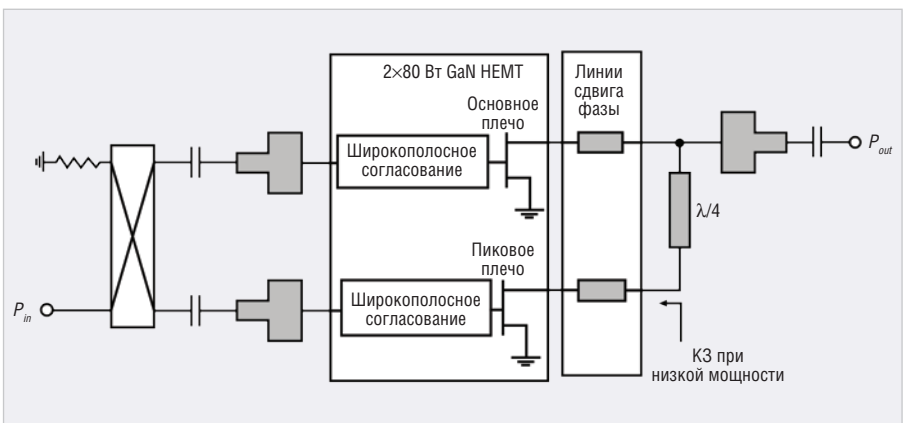

Рис. 4. Блок-схема инвертированного широкополосного усилителя Догерти

45 Вт транзистора CGH40045F [8]. При этом для определения оптимальных значений импедансов и параметров элементов использовался метод эквивалентных схем.

Широкополосный усилитель Догерти

Для увеличения рабочей полосы усилителя необходимо минимизировать его нагруженную добротность (когда она равна единице, рабочая полоса бесконечна). Тем не менее в конструкциях усилителя Догерти ввиду необходимости в четвертьволновых преобразователях минимальное значение добротности равно 2. Это означает, что можно добиться широкополосной работы усилителя, найдя компромисс между значением нагруженной добротности и рабочей полосой усилителя Догерти. Классическая конструкция обладает ограниченной рабочей полосой в области малых мощностей, поскольку при выключенном пиковом плече усилителя необходимо обеспечивать преобразование импеданса с 25 до 100 Ом. Значение добротности при этом составляет $Q_L = \sqrt{100/25 - 1} = 1{,}73$, чего вполне достаточно для широкополосного режима работы. При более высоких уровнях мощности рабочую полосу можно увеличить за счёт использования широкополосных конструкций выходного четвертьволнового преобразователя и согласующих цепей основного и пикового усилителей.

На рисунке 3 (сверху) показана схема стандартного усилителя Догерти на подложке RO4350 толщиной 0,508 мм на основе двух 80 Вт нитридных транзисторов с внутренним входным согласованием. Входные и выходные согласующие цепи являются двухсекционными. Входной делитель мощности представляет собой направленный ответвитель на основе связанных линий производства Anaren (модель X3C17A1-03WS), обеспечивающий максимальное отклонение фазы в ±5° и амплитуды в ±0,5 дБ в диапазоне 690–2700 МГц.

Результаты моделирования коэффициента усиления и КПД усилителя представлены на рисунке 3 (внизу). Во всём диапазоне от 1,8 до 2,7 ГГц получен коэффициент усиления, превышающий 9 дБ. Значение КПД стока составило около 60% в точке компрессии 3 дБ (кроме самых высоких частот диапазона) и 40–50% при сниженной на 6 дБ мощности.

Широкополосный инвертированный усилитель Догерти

Схема инвертированного широкополосного усилителя Догерти показана на рисунке 4. Четвертьволновый преобразователь находится в плече пикового усилителя. Такая конструкция может быть полезной, если в области малых уровней мощности проще обеспечить короткое замыкание (КЗ) вместо холостого хода (ХХ) на выходе пикового усилителя. Реализуемость такого подхода зависит от характеристик транзистора и значения ёмкости $C_{си}$ его модели, зависящей от физических размеров устройства: чем он больше, тем бо́льшую мощность он может обеспечить и тем выше значение $C_{си}$. Эта ёмкость также зависит от частоты, что напрямую влияет на параметры широкополосного согласования усилителя [9]. В данном случае четвертьволновая линия используется для преобразования малого выходного импеданса после линии сдвига фазы до высокого значения со стороны нагрузки. Учитывая паразитное влияние компонентов корпуса транзистора, можно

спроектировать выходную согласующую схему и линию сдвига фазы таким образом, чтобы обеспечить наибольшую выходную мощность пикового усилителя в области высоких мощностей и получить КЗ в области малых мощностей [10].

Чтобы лучше понять принцип работы инвертированного усилителя Догерти, рассмотрим цепь нагрузки усилителя отдельно при выключенном пиковом плече (см. рис. 5, слева). В области малых мощностей подстройка фазы линией сдвига электрической длиной θ приводит к КЗ пикового усилителя (т.е. выходной импеданс становится равным 0 Ом). Согласующая цепь и линия сдвига обеспечивают преобразование импеданса от 25 Ом к Z_{out} на выходе пикового усилителя в условиях 6 дБ потерь мощности (в идеальном случае Z_{out}=100 Ом), как показано на рисунке 5 (справа).

В данном случае КЗ на выходе четвертьволнового преобразователя превращается в ХХ на его входе, предотвращая потери мощности в пиковом плече, когда оно отключено. В области высоких мощностей оба плеча усилителя работают параллельно на 50 Ом, и четвертьволновая линия с характеристическим импедансом 35,3 Ом преобразует 25 Ом в 50 Ом нагрузки. Построенный в такой конфигурации усилитель Догерти обеспечил КПД 47%, среднюю выходную мощность 38 дБм и насыщенную мощность 44 дБм с коэффициентом усиления более 11 дБ в диапазоне 1,8–2,7 ГГц; в роли активных устройств выступили два 10 Вт транзистора Cree CGH40010P [7, 11]. Отметим, что в симметричной конструкции усилителя динамический диапазон максимального КПД составляет 6 дБ, следовательно, максимальные значения отсчитываются от уровня меньше мощности насыщения на 6 дБ.

Значения импеданса в различных точках цепи нагрузки пикового плеча усилителя в выключенном состоянии представлены на рисунке 6. График Z_{match} (см. рис. 6, слева) показывает низкую реактивность на выходе цепи нагрузки во всём диапазоне 1,8–2,7 ГГц, равную нулю в середине диапазона и немного увеличивающуюся к его краям. В то же самое время за счёт использования последовательной четвертьволновой линии передачи условие ХХ выполняется при высокой ёмкостной и индуктивной реактивности схемы во всём частотном диапазоне, что видно из графика $Z_{peaking}$ (см. рис. 6, справа). Таким образом, инвертированная конструкция усилителя Догерти может быть реализована в широкополосном исполнении.

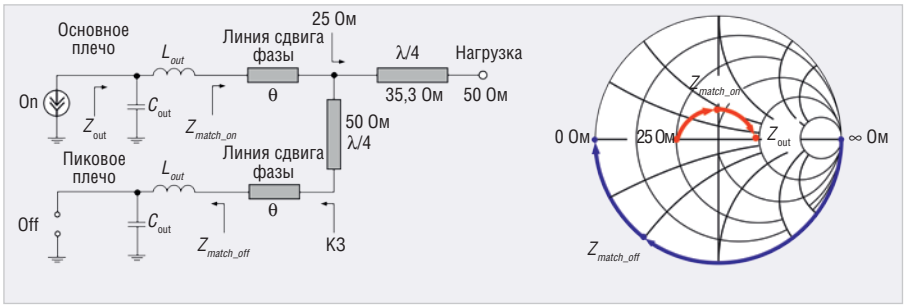

Рис. 5. Схема цепи нагрузки и значения импеданса

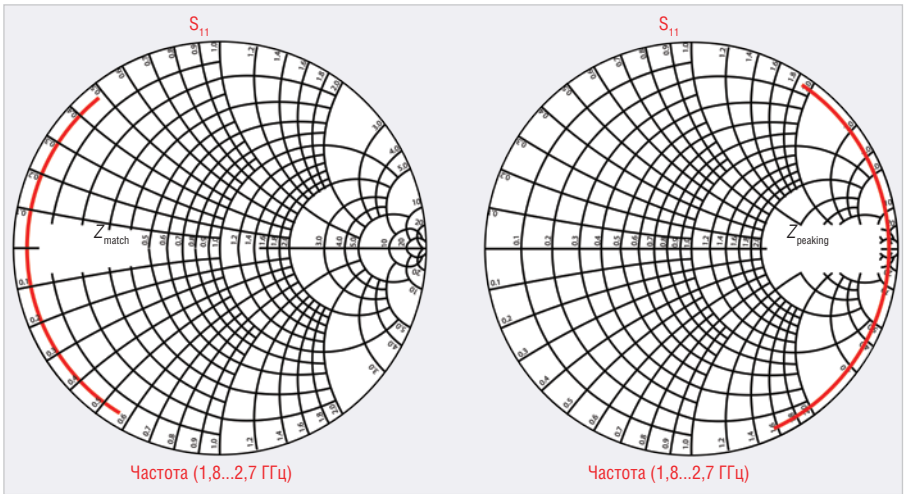

Рис. 6. Значения импеданса для пикового плеча усилителя

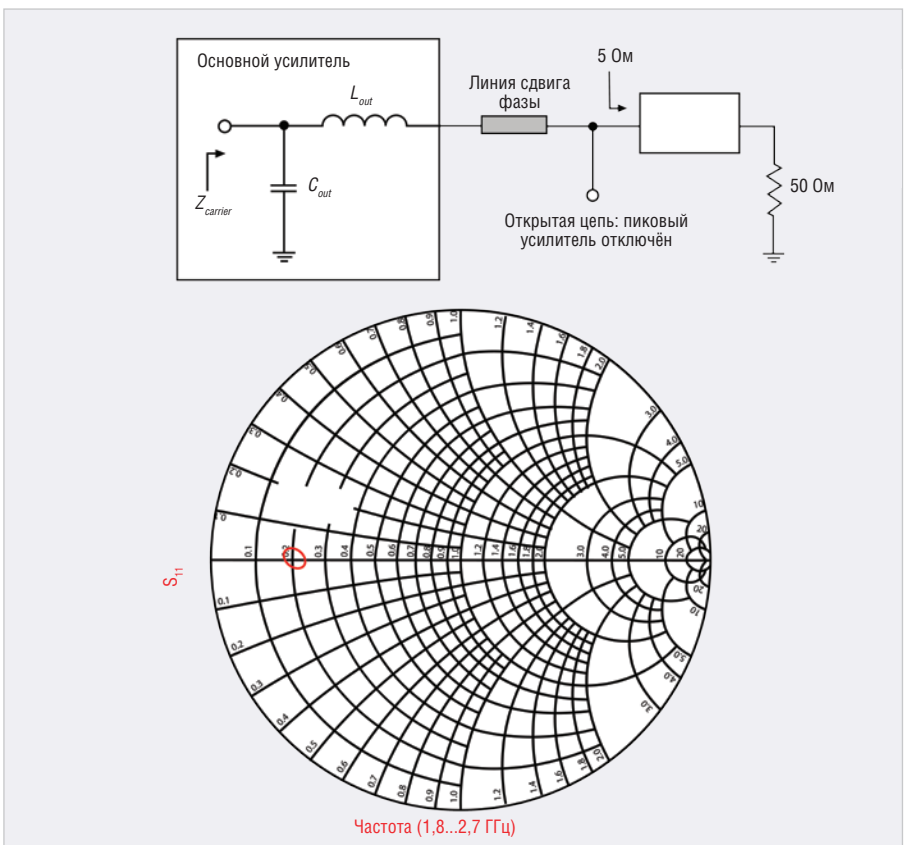

Рис. 7. Цепь согласования и импеданс нагрузки основного плеча усилителя

На рисунке 7 показана эквивалентная схема цепи нагрузки основного плеча усилителя (см. рис. 7, сверху)

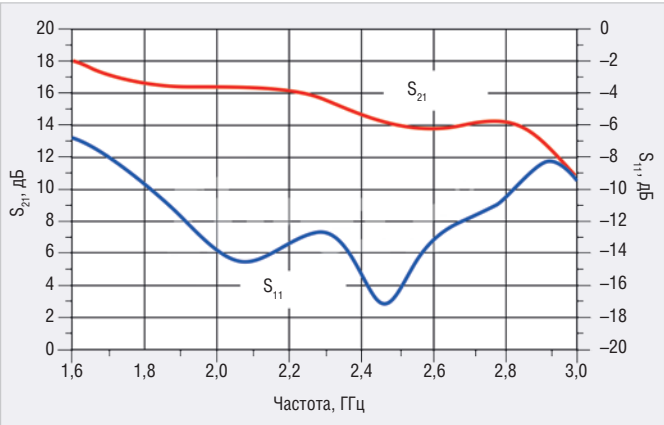

Рис. 8. Результаты моделирования S-параметров в режиме малого сигнала

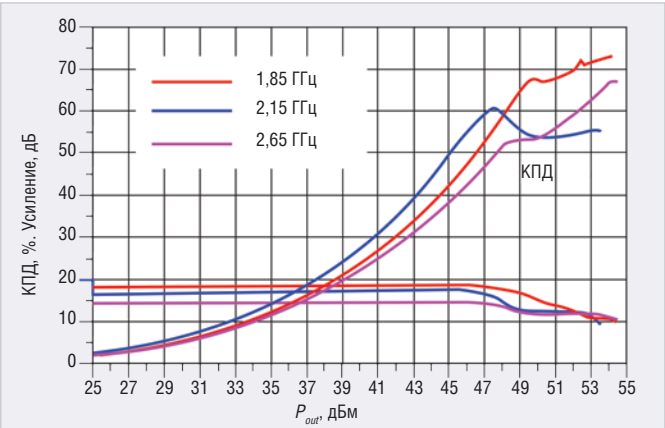

Рис. 9. Результаты моделирования коэффициента усиления и КПД инвертированного усилителя Догерти

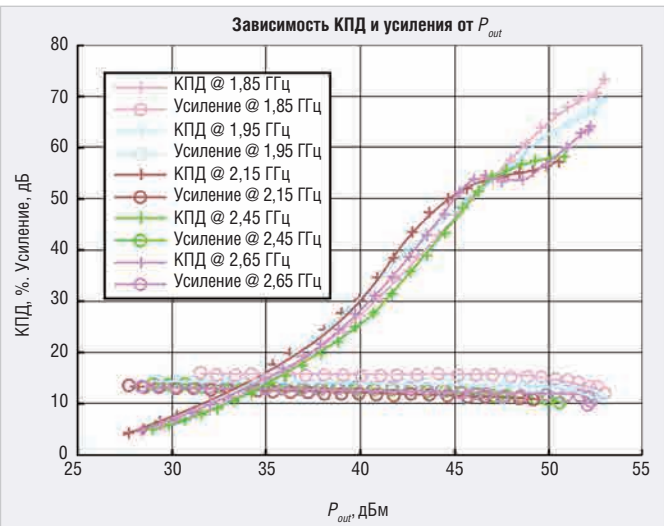

Рис. 10. Параметры инвертированного усилителя Догерти

Тестовые условия передачи сигналов

Тестовые условия	
Тестируемое устройство	1,8–2,7 ГГц УМ Догерти (2×80 Вт GaN HEMT)
Сигналы	1850 МГц GSM + 2650 МГц LTE (10 МГц)
Мощность GSM	42,62 дБм (18,2 Вт)
Мощность LTE, PAR 8 дБ	42,3 дБм (17 Вт)
PAR композитного сигнала	7,1 дБ
Общая ВЧ-мощность	35,2 Вт (45,5 дБм)
КПД	51%

и частотная зависимость импеданса $Z_{carrier}$, вещественная компонента которого немного отклоняется от значения 10 Ом (см. рис. 7, снизу). Это означает, что значение импеданса со стороны эквивалентного источника тока с несколькими гармониками на основной частоте во всём диапазоне 1,8–2,7 ГГц увеличивается в 2 раза от начальных 5 Ом на входе широкополосного выходного преобразователя импеданса, что является достаточно высоким значением для получения высокого КПД в условиях пониженной выходной мощности. При этом учитывается параллельная ёмкость на выходе транзистора C_{out} порядка 5 пФ и последовательная индуктивность L_{out}, включающая все проволочные соединения и рамку корпуса с выводами.

В рассматриваемом случае выходные реактивные компоненты транзистора представляют собой L-образную согласующую цепь в виде фильтра нижних частот, увеличивающую импеданс нагрузки на второй и более высоких гармониках для внутреннего источника тока транзистора. На рисунке 8 представлены результаты моделирования параметров S_{11} и S_{21} в режиме малого сигнала в зависимости от частоты, демонстрирующие пропускную способность модифицированной инвертированной конструкции усилителя Догерти для диапазона 1,6–3,0 ГГц с коэффициентом усиления более 11 дБ.

На рисунке 9 показаны результаты моделирования в режиме большого сигнала для коэффициента усиления и КПД трёхдиапазонного инвертированного усилителя Догерти со следующими параметрами смещения: V_g=–2,5 В для основного транзистора, V_g=–5,5 В для пикового транзистора, напряжение питания V_{dd}=50 В. В частотном диапазоне 1,8–2,7 ГГц были получены выходная мощность более 53 дБм и коэффициент усиления более 10 дБ. КПД стока превысил 50% в режиме насыщения и при 7 дБ уменьшении максимальной мощности на частотах 1,85; 2,15 и 2,65 ГГц. При этом при низких частотах и пиковой мощности в 52,5 дБм КПД превысил 70%. При уменьшении мощности до 46 дБм КПД превысил 50% во всём частотном диапазоне.

Тестовая схема инвертированного усилителя Догерти на основе двух 80 Вт нитридных транзисторов с внутренним согласованием была изготовлена на плате RO4350 толщиной 0,508 мм для работы в трёх полосах диапазона 1,8–2,7 ГГц. В качестве входного делителя использовался направленный ответвитель на основе связанных линий производства Anaren (модель X3C17A1-03WS), обеспечивающий максимальное отклонение фазы в ±5° и амплитуды в ±0,5 дБ в диапазоне 690–2700 МГц. Входная согласующая цепь, выходная цепь нагрузки и цепи питания и смещения (за исключением блокирующих конденсаторов) целиком составлены из микрополосковых линий различных электрических длин и характеристических импедансов.

На рисунке 10 представлены результаты измерений коэффициента усиления

и КПД для пяти частот выбранного диапазона. Значение коэффициента усиления превысило 9 дБ, в то время как КПД стока оказался больше 55% в режиме насыщения и порядка 50% при 7 дБ до уровня максимальной выходной мощности. Максимальный КПД составил более 70% на частотах менее 1,95 ГГц.

Усилитель также был протестирован в условиях реальных сигналов GSM и LTE (см. табл.). В результате благодаря применению собственного алгоритма линеаризации методом цифровой коррекции предыскажений был получен КПД 51% при средней выходной мощности 45,5 дБм (18,2 Вт для сигнала GSM и 17 Вт для сигнала LTE). На рисунке 11 представлены спектральные характеристики усилителя после двухдиапазонной линеаризации: уровень внеполосной интермодуляции для сигнала GSM составил менее –70 дБн (см. рис. 11а), а коэффициент утечки в соседний канал для сигнала LTE – менее –57 дБн (см. рис. 11б).

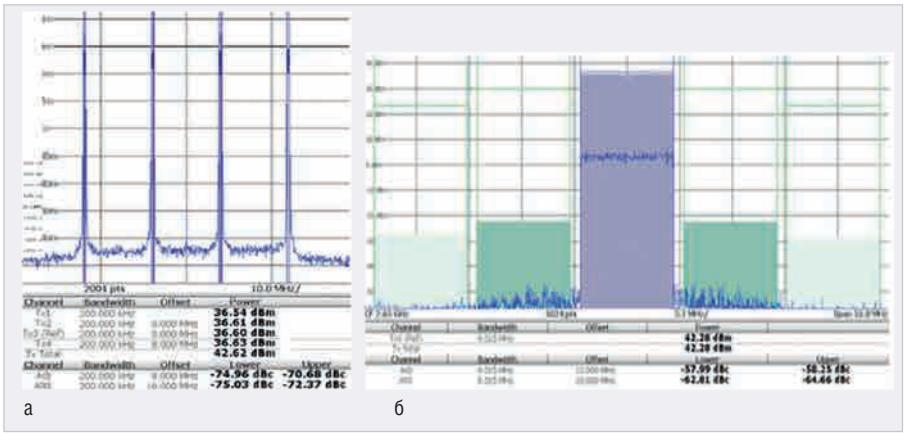

Рис. 11. Двухдиапазонная цифровая коррекция предыскажений: а) сигнал GSM; б) сигнал LTE

Заключение

Системы связи 4G/5G требуют разработки новых конструкций усилителей мощности, способных обеспечивать высокий КПД в широком частотном диапазоне для работы в нескольких полосах и соответствия нескольким стандартам связи одновременно. В этой статье был представлен проект конструкции усилителя Догерти, выполненный в NI AWR Design Environment (Microwave Office) на основе широкополосных транзисторов GaN HEMT диапазона 1,8–2,7 ГГц. Значения КПД составили около 50–60% для уровней выходной мощности порядка 100 Вт.

Литература

1. *Bathich K., Markos A.Z., Boeck G.* A wideband GaN Doherty amplifier with 35% fractional bandwidth. Proc. 40th Europ. Microwave Conf. C. 1006–1009. 2010.
2. *Bathich K., Gruner D., Boeck G.* Analysis and design of dual-band GaN HEMT based Doherty amplifier. Proc. 6th Europ. Microwave Integrated Circuits Conf. C. 248–251. 2011.
3. *Sun G., Jansen R.H.* Broadband Doherty power amplifier via real frequency technique IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MTT60. C. 99–111. Jan. 2012.
4. *Wu D.Y., Annes J., Bokatius M., Hart P., Krvavac E., Tucker G.* A 350 W, 790-to-960 MHz wideband LDMOS Doherty amplifier using a modified combining scheme. 2014 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. C. 1–4.
5. *Yoshimura N., Umeta H., Watanabe N., Deguchi H., Ui N.* A 2.5-2.7GHz broadband 40W GaN HEMT Doherty amplifier with higher than 45% drain efficiency for multi-band application. 2012 IEEE Radio and Wireless Symp. Dig. C. 53–56.
6. *Monzon C.* A small dual-frequency transformer in two sections. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MTT-51. C. 1157–1161. Apr. 2003.
7. *Grebennikov A.* RF and Microwave Power Amplifier Design. 2nd edition. McGraw-Hill. 2015.
8. *Wu D.Y., Mkadem F., Boumaiza S.* Design of broadband and highly efficient 45W GaN power amplifier via simplified real frequency technique. 2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. C. 1090–1093.
9. *Cygan L.F.* A high efficiency linear power amplifier for portable communications applications. 2005 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symp. Dig. C. 153–157.
10. *Ahn G., Kim M., Park H., Jung S., Van J., Cho H., Kwon S., Jeong J., Lim K., Kim J.Y., Song S.C., Park C., Yang Y.* Design of a highefficiency and high-power inverted Doherty Amplifier. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MTT-55. C. 1105–1111. June 2007.
11. *Grebennikov A.* Multiband Doherty amplifiers for wireless applications. High Frequency Electronics. Vol. 13. C. 30–46. May 2014.

НОВОСТИ МИРА

«Микрон» прошёл аудит на соответствие международному стандарту IATF 16949:2016

«Микрон», крупнейший производитель и экспортёр микроэлектроники в России, первым среди отечественных производителей успешно прошёл аудит на соответствие системы менеджмента качества (СМК) требованиям международного стандарта IATF 16949:2016 в области проектирования и производства интегральных микросхем в форме кристаллов на пластинах для автопрома.

Письмо о соответствии (letter of conformance) получено по итогам аудита международной независимой организации United Registrar of Systems Ltd. (URS Certification, Великобритания), который «Микрон» успешно прошёл в конце 2018 года. Через год при положительных результатах повторного аудита компания планирует получить сертификат соответствия, который позволит сделать важный шаг в развитии системы менеджмента качества для работы на новых рынках. В дорожную карту продукции «Микрона» для автопрома входят как стандартные массовые контроллеры, так и адаптированные под требования конкретных автопроизводителей. Первая партия новой линейки микросхем, управляющих светодиодными приборами освещения автомобилей, произведена в 2018 году.

Микроэлектроника для автомобильной промышленности является самым быстрорастущим сегментом мирового рынка. С 2016 года темпы его роста, по данным WardsAuto, в среднем составляют 13,4% в год.

«Микрон» осуществляет поставки продукции на экспорт с начала 90-х годов и в настоящее время является крупнейшим российским экспортёром изделий микроэлектроники. Все бизнес-процессы в компании выстроены и сертифицированы в соответствии со стандартами ISO 9001, ISO 14001 и ISO 50001.

Пресс-служба ПАО «Микрон»