

07

## Усилитель мощности X-диапазона с высоким КПД на основе технологии AlGaIn/GaN

© П.А. Туральчук<sup>1</sup>, В.В. Кириллов<sup>1</sup>, П.Э. Осипов<sup>2</sup>, И.Б. Вендик<sup>1</sup>,  
О.Г. Вендик<sup>1</sup>, М.Д. Парнес<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“

<sup>2</sup> ООО „Резонанс“, Санкт-Петербург  
E-mail: pavel.turalchuk@mwlab.spb.ru

Поступило в Редакцию 27 декабря 2016 г.

Обсуждаются вопросы разработки микроволновых усилителей мощности на основе транзисторов с гетеропереходом AlGaIn/GaN с целью увеличения их коэффициента полезного действия. Основное внимание уделено синтезу трансформирующих цепей, обеспечивающих реактивную нагрузку на частотах второй и третьей гармоник и комплексный импеданс на фундаментальной частоте, что позволяет оптимизировать режим работы усилителя мощности с точки зрения уменьшения рассеиваемой мощности и соответственно повышения эффективности. Представлены результаты экспериментального исследования микроволнового усилителя мощности на полевом транзисторе с затвором Шоттки с 80 электродами на GaN pHEMT-транзисторе с длиной затвора 0.25  $\mu\text{m}$  и шириной затвора 125  $\mu\text{m}$ . Усилитель имеет импульсную выходную мощность 35 W и КПД по добавленной мощности не менее 50% на рабочей частоте 9 GHz.

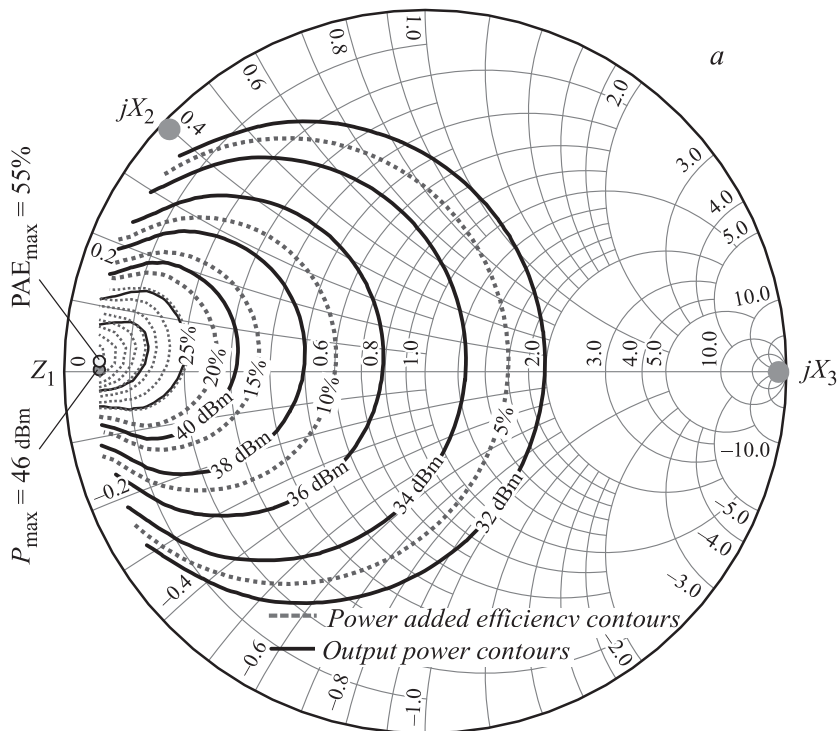
DOI: 10.21883/0000000000

Ключевым фактором в развитии СВЧ-усилителей мощности (УМ) на основе AlGaIn/GaN-транзисторов является повышение коэффициента полезного действия (КПД) в требуемой полосе частот устройства. Основным физическим принципом увеличения КПД является работа усилителя в таком режиме, при котором транзистор переключается между состояниями „открыт/закрыт“ и в каждый момент времени существует либо нуль напряжения, либо нуль тока. Таким образом, при минимизации перекрытия напряжения между стоком и истоком транзистора и тока, текущего через канал, минимизируется мощность,

рассеиваемая в транзисторе. Дополнительным условием получения гармонического сигнала со 100% КПД в нагрузке является подавление высших гармоник тока в нагрузке [1,2]. В реальных транзисторах необходимо учитывать дополнительные источники потерь, которые существенно ограничивают КПД УМ [3]: наличие паразитных емкостей, таких как емкость между стоком и истоком  $C_{ds}$ , в которой возникают потери при коммутации напряжения; наличие сопротивления между стоком и истоком в состоянии, когда через транзистор течет ток; конечное время переключения транзистора из открытого состояния в закрытое и наоборот. Управляющий сигнал прямоугольной формы требует быстрой реакции транзистора, которая ограничивается критической частотой  $f_t$ . Если частота коммутации близка к  $f_t$ , потери возникают из-за перекрытия между напряжением и током в транзисторе. Также необходимо учитывать потери в конструктивных элементах усилителя (цепи согласования и развязке по постоянному току и СВЧ-сигналу).

Принимая во внимание все механизмы потерь в усилителе, предназначенном для работы в нижней части GHz-диапазона, можно ожидать КПД УМ до 70–80% с дальнейшим уменьшением эффективности с ростом частоты.

Схемотехнические подходы к реализации УМ обеспечивают условия работы, при которых выполняются условия минимизации перекрытия напряжения между стоком и истоком транзистора и тока стока, а также обеспечивается подавление высших гармоник тока в нагрузке. Гармоники фундаментальной частоты в цепях УМ возникают вследствие нелинейности элементов транзистора, представляющего собой главный активный элемент системы. Нагрузка на выходе транзистора на соответствующих частотах (на основной частоте и ее гармониках) при взаимодействии с гармониками тока определяет форму напряжения на транзисторе. В идеализированном усилителе нулевое перекрытие между стоком и истоком транзистора и тока, текущего через канал, может быть реализовано только при сложении бесконечного количества гармоник [4]. Так, для идеального УМ класса  $F$  характерна прямоугольная форма выходного напряжения при полусинусоидальной кривой тока, если учитывать бесконечное число нечетных гармоник. В реальных схемах УМ ограничиваются первыми тремя гармониками. Режим работы усилителя организован так, чтобы импеданс нагрузки на частотах гармоник использовался в сочетании с импедансом фундаментальной частоты, при этом формировались напряжение сток–исток и ток стока транзистора с минимальной областью перекрытия [5].



**Рис. 1.** Результаты анализа импеданса нагрузки УМ на основной частоте и частотах второй и третьей гармоник, обеспечивающих максимальный КПД для 80-электродного рHEMT на частоте 9 GHz (a), и зависимость КПД от фазы коэффициента отражения от нагрузки УМ на частоте второй гармоники (b).

В настоящей работе представлены результаты экспериментального исследования микроволнового усилителя мощности на полевом транзисторе с затвором Шоттки на GaN рHEMT-транзисторе в виде встречно-штыревой структуры, состоящей из 80 электродов с длиной затвора 0.25  $\mu\text{m}$  и шириной затвора 125  $\mu\text{m}$ . Основой транзистора служит гетероструктура AlGaIn/GaN на подложке карбида кремния. Усилитель предназначен для работы на частоте 9 GHz в импульсном режиме со средней мощностью 35 W. В основе синтеза цепей согласо-

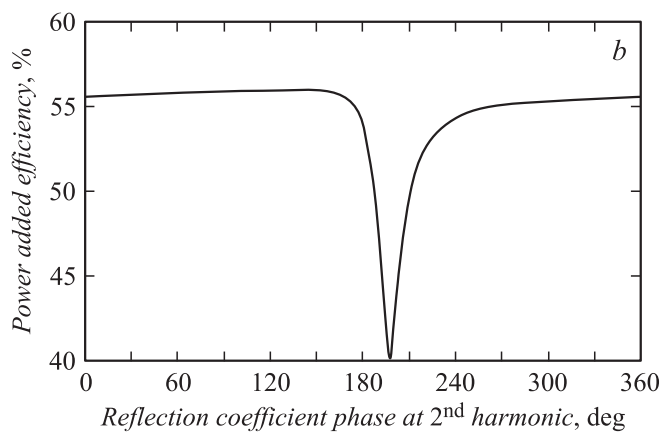
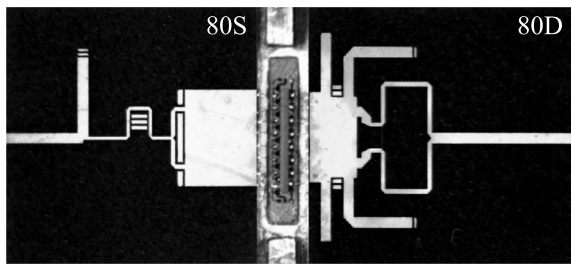


Рис. 1 (продолжение).

вания УМ лежит методика использования графоаналитических методов определения оптимального импеданса транзистора на основной частоте и реактивных нагрузок соответствующих гармоник с целью обеспечения заданного режима работы УМ с максимально достижимым КПД [6].

Параметры УМ (выходная мощность и КПД) могут быть представлены в виде зависимостей от импеданса входной и выходной нагрузок на круговой диаграмме Смита, которые получены экспериментально. Контуры фиксированной мощности и КПД, полученные для 80-электродного рНЕМТ-транзистора на частоте основной гармоники, представлены на круговой диаграмме на (рис. 1, *a*). Пересечение контуров постоянной мощности и КПД позволяет определить границы области оптимальных нагрузок УМ на частоте основной гармоники ( $Z_1$ ). Реактивные сопротивления на частотах второй и третьей гармоник ( $jX_2$  и  $jX_3$ ) соответствуют значениям максимального КПД.

Условие трансформации импеданса транзистора на частотах соответствующих гармоник обеспечивается чисто реактивной нагрузкой в виде шлейфов с открытым концом. Благодаря существованию высокого значения реактивного сопротивления второй и третьей гармоник параметры согласующих цепей гармоник не зависят от параметров согласующих цепей на фундаментальной частоте, что упрощает процедуру синтеза цепей по ранее найденным параметрам нагрузок на

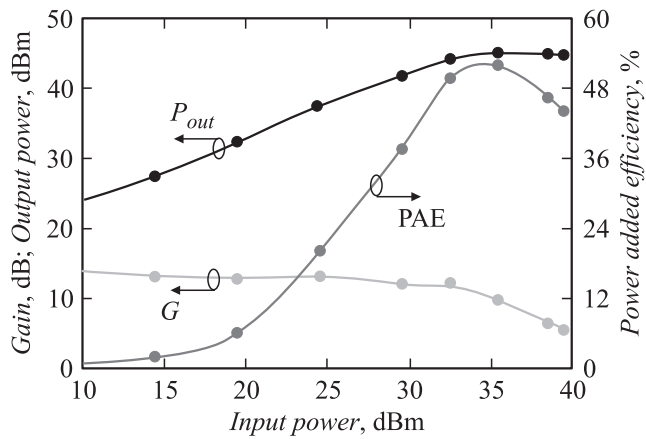


**Рис. 2.** Микрофотография усилителя с использованием 80-электродного AlGaIn/GaN pHEMT-транзистора.

круговой диаграмме [7]. Выбор параметров согласующей цепи на фундаментальной частоте ведется с учетом компромисса между сохранением высокого значения КПД, максимальным подавлением гармоник в цепях нагрузки и сохранением значения заданной выходной мощности. Зависимость КПД по добавленной мощности от фазы коэффициента отражения от нагрузки на частоте второй гармоники показана на рис. 1, *b*. Таким образом, КПД УМ обусловлен параметрами нагрузки на выходе транзистора на соответствующей частоте гармоники.

В результате применения данной методики был разработан однокаскадный усилитель мощности СВЧ в виде микросборки, предназначенный для работы на частоте 9 GHz. Микрофотография усилителя мощности с использованием 80-электродного AlGaIn/GaN pHEMT-транзистора приведена на рис. 2. В составе трансформирующей выходной цепи pHEMT-транзистора использован сумматор мощности в виде моста Уилкинсона. Использование моста Уилкинсона позволяет обеспечить равномерную нагрузку всех транзисторов в структуре pHEMT. Входная трансформирующая цепь синтезирована таким образом, чтобы обеспечить согласование транзистора на фундаментальной частоте. Согласующие цепи реализованы на отдельных поликорковых подложках толщиной 0.25 mm.

Экспериментальное исследование УМ выполнено с использованием СВЧ-генератора Keysight E8663D и измерителя мощности Keysight U2044XA. Зависимости выходной мощности, коэффициента усиления и КПД по добавленной мощности УМ от мощности входного сигнала в импульсном режиме представлены на рис. 3. Усилитель имеет выходную



**Рис. 3.** Экспериментальные зависимости выходной мощности, коэффициента усиления и КПД по добавленной мощности от мощности входного сигнала УМ.

мощность 35 W и КПД по добавленной мощности не менее 50% на рабочей частоте. Импульсный режим работы характеризуется скважностью  $Q = 10$  и длительностью импульсов  $t = 10 \mu s$ .

Таким образом, максимально достижимый КПД может быть получен с помощью расчета параметров усилителя мощности, нагруженного на импеданс на выходе транзистора на соответствующих частотах гармоник. Синтез трансформирующих цепей, обеспечивающих реактивную нагрузку на частотах второй и третьей гармоник и комплексный импеданс на фундаментальной частоте, позволяет оптимизировать режим работы УМ с точки зрения уменьшения рассеиваемой мощности и соответственно повышения КПД. В результате применения данной методики был разработан усилитель мощности на AlGaN/GaN рНЕМТ-транзисторе с длиной затвора 0.25  $\mu m$  и шириной затвора 125 nm, имеющий КПД по добавленной мощности не менее 50% на частоте 9 GHz.

Исследование выполнено в рамках государственной работы „Проведение научно-исследовательских работ (фундаментальных научных исследований, прикладных научных исследований и экспериментальных разработок)“ проектной части государственного задания Министерства образования и науки РФ.

## Список литературы

- [1] *Grebennicov A.* Switchmode RF and microwave power amplifier. Academic Press, 2012. 345 p.
- [2] *Colantonio P., Giannini F., Limiti E.* High efficiency RF and microwave solid state power amplifier. A John Wiley and Sons, 2009. P. 495.
- [3] *Berglund B., Johansson J., Lejon T.* // Ericsson Rev. 2006. N 3. P 92–96.
- [4] *Raab F.H.* // IEEE Trans. MTT. 2001. V. 49. N 8. P. 1462–1468.
- [5] *Cripps S.C.* RF power amplifiers for wireless communications. Norwood: Artech House, 2006. 456 p.
- [6] *Вендик О.Г., Вендик И.Б., Туральчук П.А., Парнес Я.М., Парнес М.Д.* // Письма в ЖТФ. 2016. Т. 42. В. 21. С. 1–8.
- [7] *Tuffy N., Zhu A., Brazil T.J.* // IEEE MTT-S. Int. Baltimore, 2011. P. 1–4.