

К. ф.-м. и. Ю. В. РАССОХИНА¹, д. т. и. В. Г. КРЫЖАНОВСКИЙ¹, В. А. КОВАЛЕНКО¹,
Ph. D. (techn.) P. COLANTONIO², Ph. D. (techn.) R. GIOFRE²

¹Украина, Донецкий национальный университет;

²Италия, Римский Университет Тор Вергата

E-mail: yu.rassokhina@donnu.edu.ua; Paolo.colantonio@uniroma2.it; giofr@ing.uniroma2.it

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЩЕЛЕВЫХ РЕЗОНАТОРОВ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С МАНИПУЛЯЦИЕЙ ГАРМОНИК

Предложена и экспериментально проверена схема усилителя мощности инверсного класса F (F^{-1}) на основе GaN-транзистора NPTV00004, работающего на частоте 1,7 ГГц. Новым при этом является использование в схеме трехслойной структуры на основе щелевых резонаторов прямоугольной формы в заземляющей плоскости микрополосковой линии передачи в качестве фильтра высших гармоник. Для контроля уровней второй и третьей гармоник в спектре выходного сигнала и одновременно для согласования с 50-омной нагрузкой на рабочей частоте усилителя используется планарная периодическая структура, состоящая из двух щелевых резонаторов различной длины. КПД по добавленной мощности экспериментального макета усилителя составил 60% при выходной мощности 3,9 Вт и коэффициенте усиления 13 дБ.

Ключевые слова: усилитель мощности, класс F , инверсный класс F (F^{-1}), микрополосковая линия, щелевой резонатор.

При разработке высокоэффективных усилителей мощности (**УМ**) необходимо, как правило, выбирать концепцию формирования определенных форм сигнала (гармонического состава спектра тока и напряжения) транзистора для минимизации мощности, рассеиваемой в активном приборе, и увеличения достижимой выходной мощности на основной частоте [1]. В этом контексте глубоко изучены отдельные конструкторские решения, основанные на режимах работы активного элемента (транзистора) как генератора тока или переключателя. В первом случае для получения максимального КПД необходимо контролировать уровни гармоник тока и напряжения на активном элементе. В частности, наиболее простым решением, основанном на контроле уровня гармоник, является усилитель мощности класса F либо инверсного класса F (F^{-1}) [2, 3]. Преимущества усилителей мощности классов F и F^{-1} заключаются в получении большой выходной мощности, высокого коэффициента использования транзистора и ясной стратегии проектирования выходной согласующей цепи [2, 3].

Нагрузочный импеданс на стоке транзистора в усилителе класса F должен обеспечивать полусинусоидальную форму тока на стоке транзистора (т. е. содержать в спектре основную и четные гармоники) и прямоугольную форму напряжения на стоке (основную и нечетные гармоники в спектре). Однако в большинстве практических решений настраивают только вторую и третью гармоники основного сигнала, пренебрегая гармониками более высокого порядка.

Такой подход ограничивает максимально достижимый КПД усилителя мощности класса F значением 90% [2]. И наоборот, выходная согласующая цепь класса F^{-1} обеспечивает короткое замыкание на третьей гармонике основного сигнала и условие холостого хода на второй. В [4] были представлены методы проектирования усилителей мощности обоих классов, F и F^{-1} , на базе GaN-транзистора. Кроме того, было показано, что в микроволновом диапазоне проще реализуется УМ класса F^{-1} , чем УМ класса F . Теоретическое и экспериментальное сравнение усилителей указанных классов было представлено в [5–8].

В микроволновом диапазоне частот цепи усилителей мощности с фильтрацией гармоник основного сигнала реализуются с помощью соответствующих комбинаций короткозамкнутых и разомкнутых шлейфов на основе микрополосковой линии передачи [5, 6]. В [9] была предложена методика проектирования УМ класса F^{-1} с использованием схемы из отрезков сложных (композитных) линий передачи, представленных цепочкой сосредоточенных элементов по схемам фильтров нижних и верхних частот, и разомкнутых композитных шлейфов.

Целью данной работы является проверка возможности использования щелевых резонаторов в заземляющей плоскости микрополосковой линии для построения выходной согласующей цепи усилителя класса F^{-1} [10, 11]. Структура на основе прямоугольных щелевых резонаторов в подложке микрополосковой линии предназначена для контроля уровня гармоник и согласо-

вания транзистора. Данный подход был применен при разработке УМ на частоту 1,7 ГГц на основе промышленного GaN-прибора.

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ
ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ**

В УМ класса F^{-1} использовался коммерческий GaN-транзистор Nitronex NPTB00004 со следующими техническими характеристиками:

- напряжение питания на стоке $V_{ds} = 28$ В;
- коэффициент усиления по мощности $G = 15,5$ дБ;
- напряжение отсечки $V_{gs} = -2$ В;
- оптимальный входной импеданс на частоте 1,7 ГГц $Z_s = 13,1 + j \cdot 24,3$ Ом;
- оптимальный импеданс нагрузки на частоте 1,7 ГГц $Z_L = 34,5 + j \cdot 48,8$ Ом.

При проектировании УМ данного класса выбиралось напряжение на затворе, соответствующее режиму класса C ($V_{gs} = -3$ В).

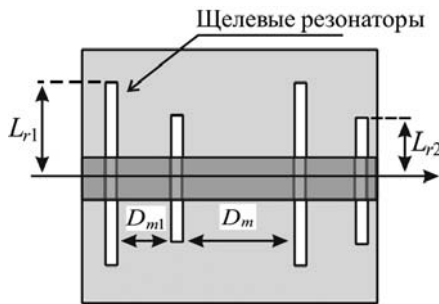


Рис. 1. Топология фильтра гармоник

Проектирование выходной согласующей цепи

Фильтр гармоник в выходной согласующей цепи был реализован с помощью двух пар щелевых резонаторов разных размеров в заземляющей плоскости микрополосковой линии передачи, как показано на рис. 1. Размеры двух щелевых резонаторов (L_{r1} и L_{r2}) рассчитывали методом поперечного резонанса как полосно-запирающие фильтры [10] для обеспечения соответствующих нагрузочных импедансов на частотах второй и третьей гармоник основной частоты $f_0 = 1,7$ ГГц. Кроме того, для учета взаимной связи между неоднородностями [11] обобщенная матрица рассеяния двухзвенной периодической структуры была протестирована с помощью коммерческой программы. Характеристики фильтра гармоник в полосе частот, полученные в результате расчетов для значений расстояния между щелевыми резонаторами $D_{m1}=4,5$ мм и $D_m=7,8$ мм, показаны на рис. 2 и 3. На рис. 3 отмечены значения действительной (r) и мнимой (x) частей импеданса на рабочей частоте 1,7 ГГц, нормирован-

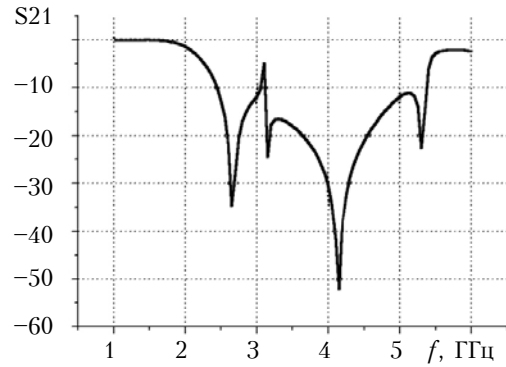


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента передачи S_{21} фильтра гармоник

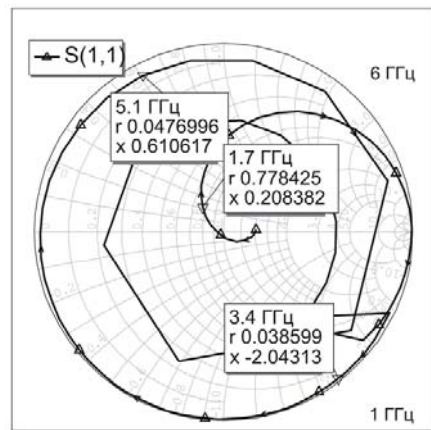


Рис. 3. Частотная характеристика коэффициента отражения S_{11} фильтра гармоник

ные на 50 Ом, а также на частотах первой и второй гармоник — 3,4 и 5,1 ГГц соответственно.

Из рисунков видно, что полосково-щелевая резонансная структура осуществляет фильтрацию выходного сигнала в диапазоне частот 2,6–5,2 ГГц. В дальнейшем характеристики фильтра были использованы для проектирования полной выходной согласующей цепи усилителя мощности, т. е. для согласования ее и на основной частоте [11]. Матрица рассеяния фильтра гармоник была рассчитана отдельно и затем включалась в расчетную схему усилителя.

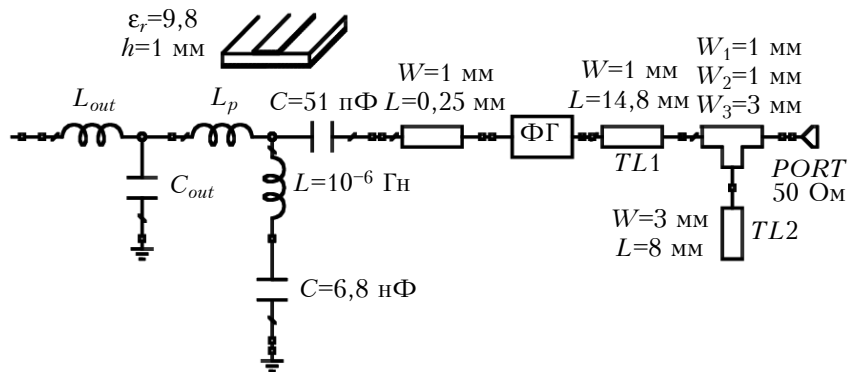


Рис. 4. Электрическая схема выходной согласующей цепи УМ класса F^{-1}

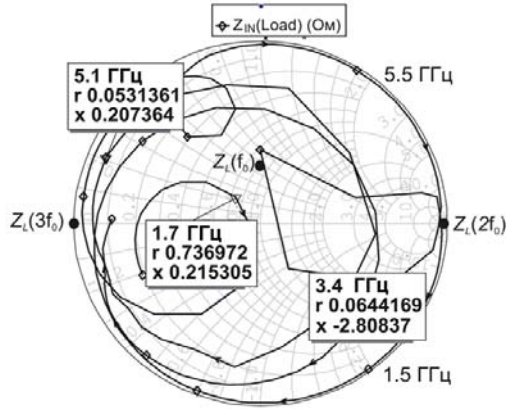


Рис. 5. Частотная характеристика входного импеданса выходной согласующей цепи УМ класса F^{-1}

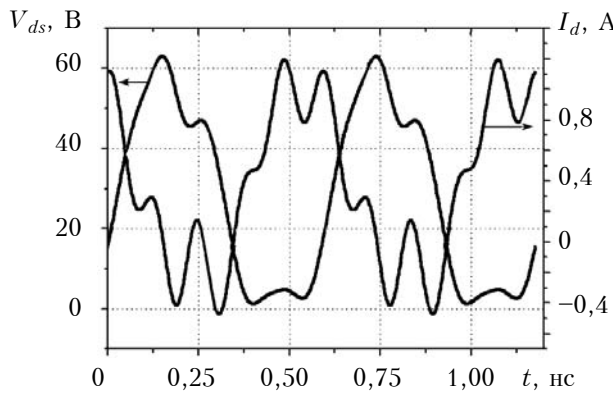


Рис. 6. Формы напряжения и тока на стоке GaN-транзистора при 1,7 ГГц (напряжения питания на стоке транзистора и смещения на затворе равны 28 В и -3,0 В соответственно)

Оптимизированная итоговая выходная согласующая цепь показана на рис. 4. Она включает в себя паразитные элементы корпуса транзистора (L_{out} , C_{out} , L_p), отрезок полосковой линии $TL1$, согласующий шлейф $TL2$ и фильтр гармоник ($\Phi\Gamma$) на узких прямоугольных щелевых резонаторах (на рис. 4 использованы следующие обозначения: ϵ_r , h — диэлектрическая проницаемость и толщина диэлектрической подложки;

W , L — ширина и длина отрезков микрополосковых линий передачи, в том числе и шлейфов; C , L — емкость и индуктивность сосредоточенных элементов схемы).

Настройку усилителя при моделировании выполняли по следующей процедуре. Изменением параметров D_{m1} и D_m фильтр гармоник настраивали на максимальный уровень передачи мощности на основной частоте, при этом добивались, чтобы значение фазового сдвига между отраженными волнами второй и третьей гармоник были близки к π [7]. Затем, варьируя расстояние между ячейками двухзвенной периодической структуры D_m и длину $TL1$ и $TL2$, настраивали схему на максимальные значения выходной мощности и КПД на рабочей частоте $f_0=1,7$ ГГц. Характеристика входного импеданса оптимизированной выходной цепи без паразитных элементов корпуса приведена на рис. 5. На этом же рисунке показаны значения нагрузок на основной частоте, а также на второй и третьей гармониках при идеальной настройке схемы.

Промоделированные формы напряжения V_{ds} и тока I_d на стоке транзистора показаны на рис. 6. При этом получаются следующие значения импедансов на основной частоте и частотах вышших гармоник $Z(nf_0) = V_{ds}(nf_0)/I_d(nf_0)$ (в Ом): $Z(f_0) = 46e^{-j \cdot 136^\circ}$; $Z(2f_0) = 34e^{j \cdot 90^\circ}$; $Z(3f_0) = 49e^{-j \cdot 95^\circ}$.

Проектирование входной согласующей цепи

Входная согласующая цепь усилителя проектировалась на максимум передаваемой с генератора на затвор транзистора мощности. Как показано на рис. 7, а, цепь состоит из отрезка линии передачи $TL3$ с характеристическим волновым сопротивлением 50 Ом и емкостного разомкнутого шлейфа $TL4$. Настройка и оптимизация входной согласующей цепи проведена варьированием длин этих отрезков. Значение импеданса цепи на затворе транзистора (порт 2 на схеме) составило $Z_S=11,5+j \cdot 20,5$ Ом на рабочей частоте и соответствует комплексно сопряженному значению входного импеданса активного прибора. На рис. 7, б представлена полученная в резуль-

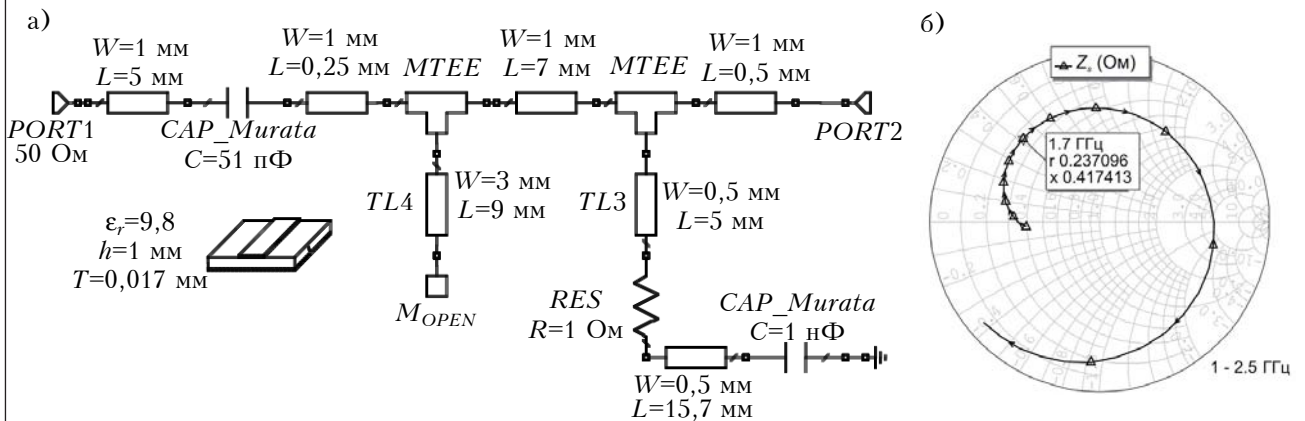


Рис. 7. Электрическая схема (а) и импеданс (б) входной согласующей цепи УМ класса F^{-1}

тате моделирования характеристика входного импеданса транзистора (действительная и мнимая части импеданса нормированы на 50 Ом).

МАКЕТ УСИЛИТЕЛЯ

Печатная плата для фильтра гармоник и усилителя в целом изготовлена на полимерном материале толщиной $h=1,0$ мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=9,8$. Топология печатной платы для изготовления УМ показана на **рис. 8**. Печатная плата размещается на металлическом основании, в котором выполнена полость для обеспечения работы щелевых резонаторов. Фотография изготовленного макета УМ класса F^{-1} показана на **рис. 9**. Фильтр гармоник на основе щелевых резонаторов размещается в полости размерами 30×38 мм глубиной 7 мм.

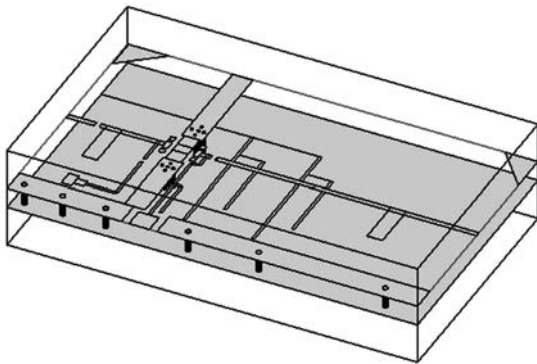


Рис. 8. Топология УМ класса F^{-1}

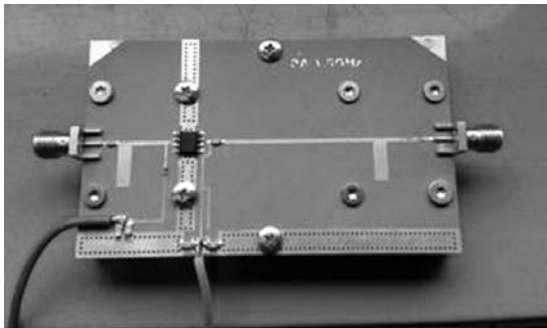


Рис. 9. Экспериментальный макет УМ

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТА

Реализованный усилитель был исследован в режиме бегущей волны. На **рис. 10** показаны измеренные выходная мощность и КПД усилителя по добавленной мощности на частоте 1,7 ГГц в зависимости от входной мощности. Выходная мощность в режиме насыщения составила 35 дБм (на 2 дБ меньше, чем в моделировании), при этом КПД усилителя составил 60%. На **рис. 11** показаны частотные зависимости выходной мощности и КПД, измеренные при входном сигнале мощностью $P_{in}=22,4$ дБм (соответствующем режиму насыщения, рис. 10). В этом случае для выходной мощности наблюдается небольшое раз-

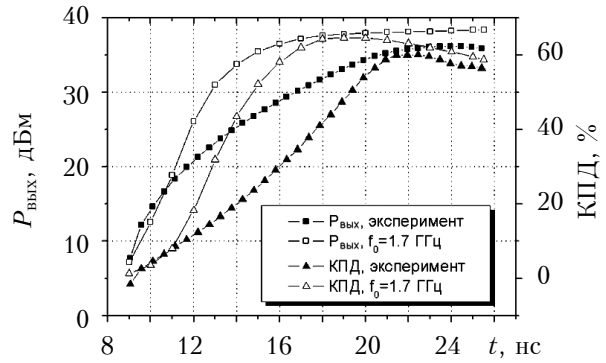


Рис. 10. Выходная мощность и КПД УМ класса F^{-1} по добавленной мощности в зависимости от входной мощности на частоте 1,7 ГГц (смещения на стоке и затворе равны 28 В и $-3,0$ В соответственно)

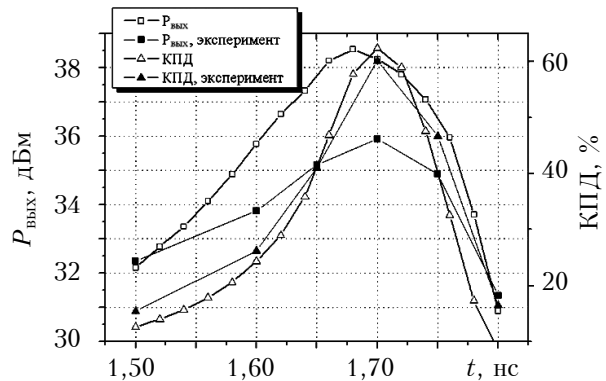


Рис. 11. Промоделированные и экспериментально измеренные выходные характеристики УМ класса F^{-1}

Мощность второй (P_2) и третьей (P_3) гармоники на выходе усилителя по отношению к выходной мощности (P_1)

Частота, ГГц	P_1/P_2 , дБ	P_1/P_3 , дБ
1,60	34,71	54,64
1,65	30,79	42,02
1,70	33,17	31,33
1,75	51,62	35,43
1,80	55,79	39,99

личие между результатами моделирования и измерений, объясняемое погрешностями коммерческой модели, оптимизированной, как правило, для режима класса B или AB [14]. Это означает, что точность модели ухудшается в области высокоэффективной нагрузочной линии с точкой смещения класса C .

Для определения уровня затухания второй и третьей гармоник в выходной цепи усилителя в **таблице** приведены результаты измерений мощности этих гармоник по отношению к выходной мощности. Видно, что с помощью щелевых ре-

зонаторов обеспечивается достаточно широкополосная фильтрация высших гармоник в выходной цепи усилителя. При этом мощность сигнала на гармониках отличается от мощности на основной частоте более чем на 30 дБ.

Заключение

Таким образом, разработан и исследован усилитель мощности инверсного класса F на GaN-транзисторе NPTB00004 с манипуляцией высших гармоник основного сигнала с помощью полосково-щелевой резонансной структуры. Его КПД по добавленной мощности на частоте 1,7 ГГц составляет 60% при выходной мощности 3,9 Вт. Результаты исследований показывают перспективность использования щелевых резонаторов (в общем случае — сложной формы) для проектирования схем высокоэффективных усилителей мощности микроволнового диапазона. Такой подход позволяет манипулировать амплитудой и фазами высших гармоник для получения высокого КПД, обеспечивает компактность схемы, а также высокий уровень подавления гармоник основного сигнала.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

- Colantonio F., Giannini F., and Limiti E. High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers. — Hoboken, NJ: Wiley, 2009.
- Raab F. H. Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 1997. — Vol. 45, N 11. — P. 2007–2012. DOI: 10.1109/22.644215
- Raab F. H. Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2001. — Vol. 49, N 6. — P. 1162–1166. DOI: 10.1109/22.925511
- Kim J. H., Do Jo G., Oh J. H. et al. Modeling and design methodology of high-efficiency class-F and class-F⁻¹ power amplifiers // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2011. — Vol. 59, N 1. — P. 153–165.
- Woo Y. I. N., Yang Y., Kim B. Analysis and experiments for high-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2006. — Vol. 54, N 5. — P. 1969–1974.
- Woo Y. I. N., Yang Y., Kim I., Kim B. Efficiency comparison between highly efficient class-F and inverse class-F power amplifiers // IEEE Microwave Mag. — 2007. — Vol. 8, N 3. — P. 100–110.
- Cipriani E., Colantonio P., Giannini F., Giofrè R. Theoretical and experimental comparisons of class F vs. class F⁻¹ PAs // Proc. Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). — Paris, France. — 2010. — P. 428–431.
- Carrubba V., Clarke A. L., Akmal M. et al. On the extension of the continuous class-F mode power amplifier // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2011. — Vol. 59, N 5. — P. 1294–1303. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2117435
- Dupuy A., Leong K. M. K. H., Staraj R. et al. Inverse class-F power amplifier using composite right/left-handed transmission lines as a harmonic trap // Proc. of the 36th European Microwave Conference. — 2006. — UK, Manchester. — 2006. — P. 360–363. DOI: 10.1109/EUMC.2006.281348
- Krizhanovski V. G., Rassokhina Yu. V. The transverse resonance technique modification for analysis of slot resonators in microstrip line ground plane // Труды 21-й Междунар. крымской конфер. «КрыМиКо'2011». — 2011. — Украина, Севастополь. — Т. 2. — С. 601–602.
- Rassokhina Yu. V., Krizhanovski V. G. Periodic structure on the slot resonators in microstrip transmission line // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2009. — Vol. 57, N 7. — P. 1694–1699. DOI:10.1109/TMTT.2009.2022814
- Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г. Анализ связанных щелевых резонаторов сложной формы в металлизированной плоскости микрополосковой линии передачи методом поперечного резонанса // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. — 2012. — Т. 55, №5. — С. 29–39. DOI: 10.3103/S0735272712050032
- Krizhanovski V. G., Rassokhina Yu. V., Colantonio P. The output circuit of inverse class F power amplifier with slot resonators in the microstrip line ground plane // Труды 21-й Междунар. крымской конфер. «КрыМиКо'2011». — 2011. — Украина, Севастополь. — Т. 1 — С. 141–142.
- Nemati H. M., Saad P., Fager Ch., Andersson K. High-efficiency power amplifier // IEEE Microwave Magazine. — 2011. — Vol. 12, N 1. — P. 81–84. DOI: 10.1109/MMM.2010.939314

*Дата поступления рукописи
в редакцию 25.10 2013 г.*

**Ю. В. РАССОХИНА, В. Г. КРИЖАНОВСЬКИЙ,
В. О. КОВАЛЕНКО, Р. COLANTONIO, R. GIOFRÈ**

Україна, Донецький національний університет;
Італія, Римський Університет Тор Вергата
E-mail: yu.rassokhina@donnu.edu.ua;
Paolo.colantonio@uniroma2.it;
giofr@ing.uniroma2.it

ВИКОРИСТАННЯ ЩІЛИННИХ РЕЗОНАТОРІВ ДЛЯ ПРОЕКТУВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ ІЗ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ГАРМОНІК

Запропоновано та експериментально перевірено схему підсилювача потужності на базі GaN-транзистору інверсного класу F (F^{-1}), що працює на частоті 1,7 ГГц. Новим при цьому є використання в схемі тришарової структури, що складається з щілинних резонаторів прямокутної форми у заземлювальній площині мікросмушкової лінії передачі для фільтрації вищих гармонік основного сигналу. Зокрема,

періодична планарна структура, що складається з двох пар щілинних резонаторів різної довжини, використовується для контролю рівня другої та третьої гармонік у спектрі вихідного сигналу та одночасно для узгодження із 50-омною навантагою на робочій частоті підсилювача. Стоковий ККД експериментального макета підсилювача склав 60% при вихідній потужності 3,9 Вт та коефіцієнті підсилення 13 дБ.

Ключові слова: підсилювач потужності, клас F, інверсний клас F (F^{-1}), мікросмужкова лінія, щілинний резонатор.

УДК 621.375.122:537.86.42
DOI: 10.15222/TKEA2014.2-3.18

Yu. V. RASSOKHINA, V. G. KRIZHANOVSKI,
V. A. KOVALENKO, P. COLANTONIO, R. GIOFRÈ

Ukraine, Donetsk National University;
Italy, University of Rome Tor Vergata
E-mail: yu.rassokhina@donnu.edu.ua;
Paolo.colantonio@uniroma2.it;
giofr@ing.uniroma2.it

INVERSE CLASS-F POWER AMPLIFIER USING SLOT RESONATORS AS A HARMONIC FILTER

The authors proposed and experimentally verified the power amplifier circuit of inverse class F (F^{-1}) based on GaN transistor NPTB00004, operating at 1,7 GHz. The novelty of this scheme is the application of a three-layer structure based on slot rectangular shaped resonators in the ground plane of the microstrip transmission line as a filter of higher harmonics. To control the levels of the second and third harmonics in the output signal spectrum and simultaneously to match the 50 ohm load at the operating frequency of the amplifier, a planar periodic structure is used, consisting of two slot resonators of different lengths. Power added efficiency for experimental model of the amplifier is 60% at an output power of 3.9 W and a gain factor of 13 dB.

Keywords: power amplifiers, class F, inverse class F, microstrip line, slot resonator.

REFERENCES

- Colantonio F., Giannini F., Limiti E. *High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers*. Hoboken, NJ, Wiley, 2009.
- Raab F. H. Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1997, vol. 45, N 11, pp. 2007-2012. DOI: 10.1109/22.644215
- Raab F. H. Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 2001, vol. 49, no 6, pp. 1162-1166. DOI: 10.1109/22.925511
- Kim J. H., Do Jo G., Oh J. H. et al. Modeling and design methodology of high-efficiency class-F and class- F^{-1} power amplifiers. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 2011, vol. 59, no 1, pp. 153-165.
- Woo Y. I. N., Yang Y., Kim B. Analysis and experiments for high-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 2006, vol. 54, no 5, pp. 1969-1974.
- Woo Y. I. N., Yang Y., Kim I., Kim B. Efficiency comparison between highly efficient class-F and inverse class-F power amplifiers. *IEEE Microwave Mag.*, 2007, vol. 8, no 3, pp. 100-110.
- Cipriani E., Colantonio P., Giannini F., Giofrè R. Theoretical and experimental comparisons of class F vs. class F^{-1} PAs. *Proc. of the Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, Paris, France, 2010, pp. 428-431.
- Carrubba V., Clarke A. L., Akmal M., Lees J., Benedikt J., Tasker P.J., Cripps S.C. On the extension of the continuous class-F mode power amplifier. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 2011, vol. 59, no 5, pp. 1294-1303. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2117435
- Dupuy A., Leong K. M. K. H., Staraj R., Jacquemod G., Itoh T. Inverse class-F power amplifier using composite right/left-handed transmission lines as a harmonic trap. *Proc. of the 36th European Microwave Conference*, Manchester, UK, 2006, pp. 360-363. DOI: 10.1109/EUMC.2006.281348
- Krizhanovski V. G., Rassokhina Yu. V. The transverse resonance technique modification for analysis of slot resonators in microstrip line ground plane. *Proc. of the 21th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*, 2011, vol. 2, pp. 601-602.
- Rassokhina Yu. V., Krizhanovski V.G. Periodic structure on the slot resonators in microstrip transmission line. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009, vol. 57, no 7, pp. 1694-1699. DOI:10.1109/TMTT.2009.2022814
- Rassokhina Yu. V., Krizhanovski V. G. Analysis of coupled slot resonators of complex shape in metalization plane of a micro-strip transmission line using the transversal resonance techniques. *Radioelectron. Commun. Syst.*, 2012, vol. 55, no 5, pp. 214-222. DOI: 10.3103/S0735272712050032
- Krizhanovski V.G., Rassokhina Yu.V., Colantonio P. The output circuit of inverse class F power amplifier with slot resonators in the microstrip line ground plane. *Proc. of the 21th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*, 2011, vol. 1, pp. 141-142.
- Nemati H. M., Saad P., Fager Ch., Andersson K. High-efficiency power amplifier, *IEEE Microwave Magazine*, 2011, vol. 12, no 1, pp. 81-84. DOI: 10.1109/MMM.2010.939314