

DOI: 10.18721/JCSTCS.12102
УДК 621.373.52

УПРАВЛЯЕМЫЙ КЛЮЧЕВОЙ ГЕНЕРАТОР РАДИОЧАСТОТНЫХ КОЛЕБАНИЙ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА

А.А. Ганбаев, В.А. Филин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
имени профессора М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Предложена новая топология ключевого генератора радиочастотных колебаний на основе управляемого резонансного инвертора тока. Проведен анализ схемы и описан принцип ее работы. Показано, что в отличие от классической мостовой схемы инвертора тока введение двух диодов позволяет устранить перенапряжения на транзисторах моста в переходном и установившемся режимах работы. Отмечено, что введение в схему дополнительного транзисторного ключа открывает возможность получения модулированных по амплитуде (АМ) или частоте колебаний в нагрузочном контуре. Методом компьютерного моделирования исследованы процессы в схеме генератора на нитрид-галлиевых транзисторах. Описан способ формирования АМ-колебания на базе широтно-импульсной модуляции. Проведен анализ условий получения заданной глубины АМ и требуемой мощности колебаний в нагрузке. Рекомендовано использование данного ключевого генератора в радиочастотном диапазоне (десятки-сотни мегагерц), для формирования и усиления мощных модулированных колебаний с предельно высоким КПД.

Ключевые слова: управляемый резонансный инвертор тока, управляемый РИТ, широтно-импульсная модуляция, ШИМ, амплитудная модуляция, АМ, линейность модуляционной характеристики, нитрид-галлиевые транзисторы.

Ссылка при цитировании: Ганбаев А.А., Филин В.А. Управляемый ключевой генератор радиочастотных колебаний на основе резонансного инвертора тока // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2019. Т. 12. № 1. С. 21–28. DOI: 10.18721/JCSTCS.12102

RADIO FREQUENCY CONTROLLED SWITCH MODE GENERATOR BASED ON CURRENT MODE RESONANT INVERTER

A.A. Ganbayev, V.A. Filin

Bonch-Bruevich St. Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, Russian Federation

A new topology of a radio frequency switch mode generator based on a controlled current mode resonant inverter is proposed. We have analyzed the scheme and described its operating principles. It is shown that, in contrast to the classical bridge circuit of a current inverter, introducing two diodes makes it possible to eliminate overvoltages on bridge transistors in transient and steady-state operation. We have also shown that introducing an additional transistor switch into the circuit opens up the

possibility of obtaining amplitude (AM) or frequency (FM) modulated oscillations in the load circuit. We have investigated the processes in the generator circuit on gallium-nitride (GaN) transistors by computer simulation. A method for generating AM oscillations based on pulse width modulation is described. We have analyzed the conditions for obtaining a given depth of AM and the required power of oscillations in the load. This switch mode generator is recommended for use in the radio frequency range (tens-hundreds megahertz) to form and amplify powerful modulated oscillations with extremely high efficiency.

Keywords: pulse-width modulation, PWM, amplitude modulation, controlled current mode resonant inverter, GaN transistor, linearity of the modulation characteristic.

Citation: Ganbayev A.A., Filin V.A. Radio frequency controlled switch mode generator based on current mode resonant inverter. St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems, 2019, Vol. 12, No. 1, Pp. 21–28. DOI: 10.18721/JCSTCS.12102.

Состояние вопроса и постановка задачи

При построении высокоэффективных транзисторных генераторов гармонических колебаний широкое распространение получили схемотехнические решения на основе резонансных инверторов [1–4]. Для ВЧ-применений (радиочастоты в десятки, сотни мегагерц) актуальной задачей следует считать использование в этих генераторах нитрид-галлиевых транзисторов с высокой подвижностью электронов (GaN НЕМТ структуры). Эти транзисторы обладают широкой запрещенной зоной, т. е. выдерживают высокие температурные нагрузки и обладают хорошими динамическими характеристиками, что позволяет осуществлять в них ключевые режимы на частотах до единиц гигагерц [2, 5].

Важным требованием, предъявляемым к радиочастотным генераторам, является их способность линейного управления амплитудой или частотой колебаний. Этому требованию отвечают инверторы напряжения с последовательным резонансным контуром, широко применяемые до настоящего времени в мощных радиотехнических системах и в преобразовательной технике. Однако в последние годы все большее распространение для ВЧ-применений получают инверторы тока с параллельным резонансным контуром [5–11]. Преимущества таких инверторов перед инверторами напряжения состоят в следующем.

1. Скачок напряжения на транзисторе при переключении тока в инверторе напряжения равен приблизительно напряжению питания, а в инверторе тока в режиме максимальной мощности этот скачок в десятки или сотни раз меньше и равен приблизительно остаточному напряжению на транзисторе в стационарном режиме. В результате потери на фронтах, являющиеся основными на достаточно высоких рабочих частотах колебаний, во много раз снижаются, улучшаются на 1-2 порядка частотные свойства инвертора и, соответственно, повышается КПД.

2. В инверторе тока коммутируется почти постоянный ток дросселя, т. е. дроссель обладает значительным фильтрующим действием для тока высокой частоты, что позволяет уменьшить высокочастотную фильтрующую емкость источника питания в десятки или сотни раз.

3. Амплитуда высокочастотного напряжения не зависит от нагрузки, она в $\pi/2 = 1,57$ раза выше напряжения питания, в то время как в инверторе напряжения эта амплитуда зависит от добротности нагруженного контура.

Недостатком классической схемы инвертора тока является невозможность работы импульсами возбуждения транзисторов короче, чем полпериода рабочей частоты колебаний. Это объясняется тем, что дроссель, ток которого коммутируется в паузах между импульсами возбуждения,

разомкнут. Происходит обрыв тока, напряжение на нем и на транзисторах теоретически обращается в бесконечность. Это делает невозможным регулирование мощности (амплитуды напряжения на нагрузке) с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

В данной статье проводится анализ новой схемы инвертора, допускающей, в частности, регулировку мощности с помощью ШИМ и исключающей перенапряжения на транзисторах и дросселе. Описывается компьютерное моделирование режимов модуляции, осуществимых в схеме управляемого резонансного инвертора тока мощностью до 150 Вт, работающего на несущей частоте 100 МГц. Приводится оценка КПД и линейности модуляционной характеристики.

Схема и принцип работы управляемого инвертора

В силу преимуществ, описанных выше, инвертор тока является наиболее предпочтительным из всех ключевых генераторов гармонического напряжения, включая известный по многочисленным публикациям

генератор класса E [1–3], при условии регулирования (модуляции) мощности с помощью ШИМ. При выполнении условия линейности модуляционной характеристики, инвертор тока пригоден для создания мощных генераторов, применяемых в радиосвязи и радиовещании с амплитудной, частотной (фазовой) и однополосной модуляциями. Такой инвертор тока, позволяющий применить ШИМ, предложен на уровне изобретения [12]. Схема управляемого резонансного инвертора тока представлена на рис. 1, а диаграммы напряжений и тока на элементах моста – на рис. 2.

В данной схеме дроссельный генератор на транзисторном мосте М (T_1-T_4) возбуждается высокочастотными прямоугольными колебаниями с длительностью, равной половине периода T колебаний рабочей частоты (рис. 2 а). Ток i_{12} , коммутируемый мостом, имеет форму, близкую к прямоугольным импульсам, и возбуждает гармоническое напряжение $u_1(t) = U_m \sin(\omega t)$ на резонансном контуре L_H, C_H, R_H (рис. 2 в). Напряжение u_0 на входе моста М в результате переключений имеет двухполупериодную форму (рис. 2 з).

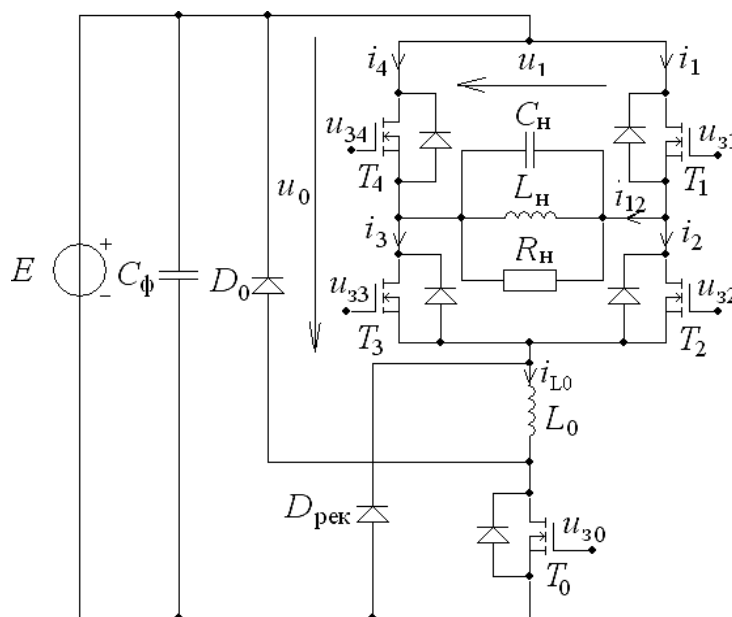


Рис. 1. Схема управляемого резонансного инвертора тока
 Fig. 1. Scheme of controlled current-fed resonant inverter

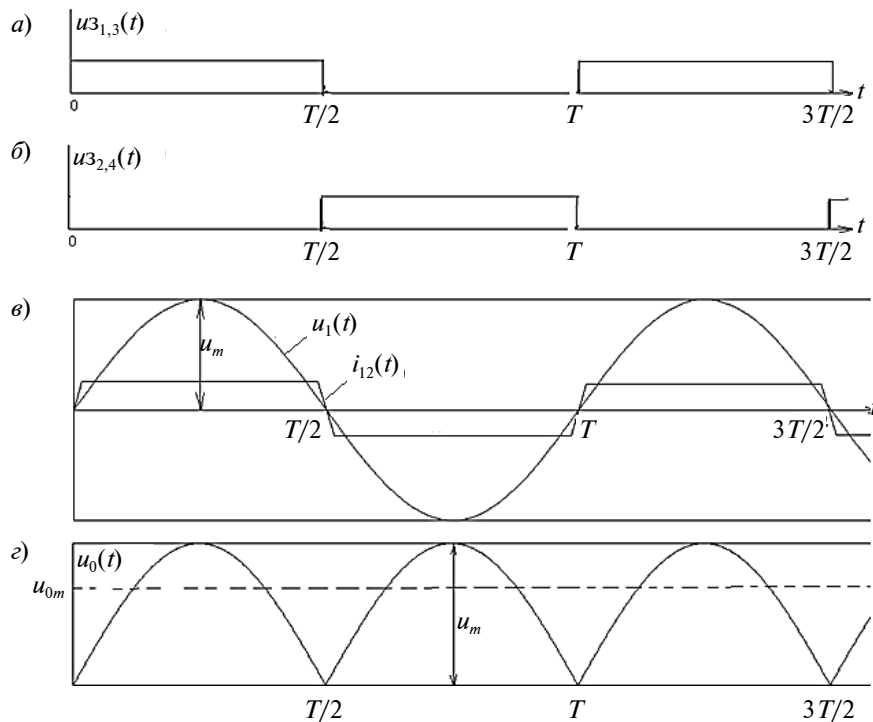


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений и тока в управляемом РИТ
 Fig. 2. Time diagrams of voltages and currents in a controlled current-fed resonant inverter

Модуляция колебаний достигается за счет применения ключевого однополярного усилителя T_0 с ШИМ (модулятора класса D), частота переключения которого выбирается много меньшей частоты переключения моста. Благодаря наличию ключевого модулятора и возможности регулирования напряжения питания генератора, в режиме максимальной мощности обеспечивается полное использование генератора по напряжению питания ($U_m = E$).

Модуляционная характеристика может быть найдена из следующих соображений. Пренебрегая малыми остаточными напряжениями транзисторов, работающих в ключевом режиме, можно найти среднее напряжение на нагрузке ключевого усилителя D в установившемся режиме:

$$U_{0M} = \frac{Et_{И}}{T_M}, \quad (1)$$

где $t_{И}$ – длительность прямоугольного импульса, опирающегося транзистор T_0 , а T_M –

период повторения этих импульсов. Нагрузкой ключевого усилителя D служит транзисторный мост M с колебательным контуром (см. рис. 1). В силу малых остаточных напряжений на транзисторах моста M, мгновенное напряжение на его входе u_0 повторяет напряжение на контуре, а с учетом коммутаций среднее напряжение U_{0M} (рис. 2 г) изменяется по закону:

$$U_{0M} = \frac{1}{0,5T} \int_0^{0,5T} U_M \sin \omega t dt = \frac{2U_M}{\pi}. \quad (2)$$

Среднее напряжение на дросселе в установившемся режиме равно нулю, поэтому алгебраически суммируя (1) и (2), получим модуляционную характеристику:

$$\frac{U_M}{E} = 0,5\pi \frac{t_{И}}{T_M}. \quad (3)$$

При изменении $t_{И}$ в пределах от 0 до $2T_M/\pi$ амплитуда напряжения на контуре U_m изменяется по линейному закону от нуля до максимального значения E .

Особенностью схемы также является наличие рекуперационного диода $D_{рек}$, который необходим для исключения перенапряжений на транзисторах и возврата избыточной энергии (по цепи $D_0L_0D_{рек}$) в фильтровую емкость C_ϕ источника E в моменты времени, когда в процессе переключений при запираии транзисторов моста M обрывается ток дросселя L_0 .

Таким образом, введение в схему модулятора, вносящего в схему лишь два дополнительных элемента (транзистор и диод) и рекуперационного диода $D_{рек}$, несущественно усложняет схему и вполне окупается улучшением энергетических и частотных свойств предлагаемого дроссельного ключевого генератора.

Моделирование процессов в режимах модуляции

Моделирование процессов в исследуемом ключевом генераторе проводилось с использованием программы ADS фирмы Agilent, имеющей реальные SPICE модели GaN-транзисторов, предоставляемые их производителями. В качестве транзисторных ключей T_1-T_5 (см. рис. 1) выбраны мощные GaN-транзисторы типа EPC8010. Частота переключения транзисторов ВЧ-моста M (T_1-T_4) выбрана равной $f_0 = 100$ МГц, частота переключения модулятора класса D, собранного на транзисторе T_0 по схеме однофазного ШИМ, соответствует $f_{ШИМ} = 10$ МГц. При максимально допустимой скважности ШИМ, равной $2/\pi$, мощность колебания в нагрузке составила 150 Вт для добротности контура

$Q = 10$ и стандартного сопротивления нагрузки, равного $R_n = 50$ Ом. При этом стоковый КПД для данных типов транзисторов составил около 85 %.

Линейность модуляционной характеристики управляемого РИТ проверялась в статическом и динамическом режимах. При снятии характеристики напряжение питания было взято равным $E = 80$ В. На рис. 3 приведена статическая и динамическая модуляционные характеристики. Статическая (а) рассчитана при максимальной скважности ШИМ импульсов, равной $2/\pi \approx 0,64$.

Следует отметить, что в данной схеме ключевого генератора в режиме модуляции с помощью ШИМ на нагрузочном контуре возникают модулированные процессы, обусловленные взаимодействием колебаний трех частот: модулирующей f_M , тактовой $f_{ШИМ}$ и частотой переключения ВЧ-моста f_0 . Результаты моделирования показали, что для обеспечения большой глубины АМ и, соответственно, требуемой мощности сигнала в нагрузке, необходимо обеспечить соотношение $f_0 / f_M > 50$. На рис. 4 показаны сигналы в нагрузке при частотах модулирующего сигнала $f_0 / f_M = 100$ (а) и $f_0 / f_M = 50$ (б) и приведены мощности этих сигналов в нагрузке.

Как следует из рис. 4 а, выбор соотношения частот $f_0 / f_M = 100$ гарантирует глубину модуляции 62,5 % и среднюю мощность сигнала в нагрузке 83,1 Вт, близкие к предельно достижимым.

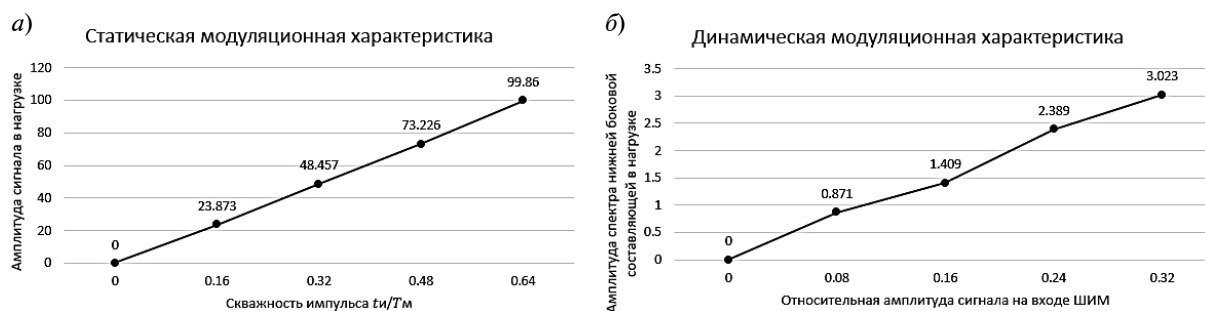


Рис. 3. Статическая (а) и динамическая (б) модуляционные характеристики управляемого РИТ
 Fig. 3. Static (а) and dynamic (б) modulation characteristics of controlled current-fed resonant inverter

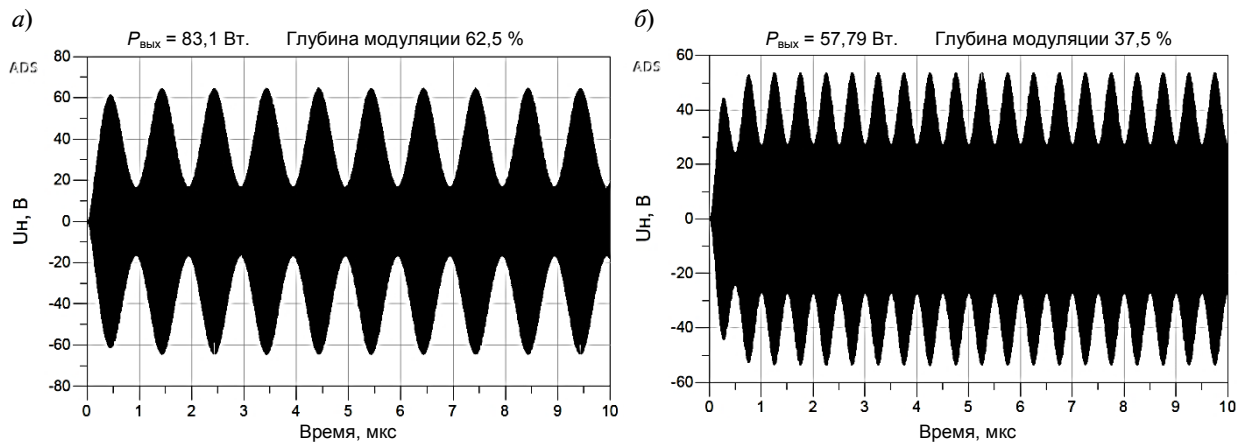


Рис. 4. Модулированный сигнал в нагрузке при соотношениях $f_0 / f_M = 100$ (а) и $f_0 / f_M = 50$ (б)
 Fig. 4. Modulated signal in the load with the ratios $f_0 / f_M = 100$ (a) and $f_0 / f_M = 50$ (b)

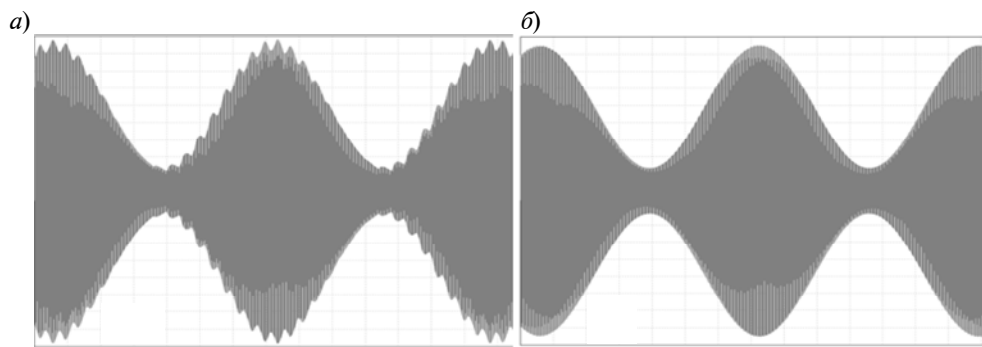


Рис. 5. Осциллограммы выходного модулированного колебания при использовании в управляемом РИТ однофазной (а) и четырехфазной (б) ШИМ
 Fig. 5. Oscillograms of the output modulated oscillation when used in controlled current-fed resonant inverter single-phase (a) and four-phase (b) PWM

Моделирование процессов в управляемом РИТ показывает, что выбор отношения $f_{\text{ШИМ}}/f_0 \geq 0,4$ фактически позволяет устранить пульсации тактовой частоты ШИМ в модулированном выходном сигнале. Практически осуществить указанное соотношение для генераторов, работающих в диапазоне сотен мегагерц, можно при использовании методов многофазной ШИМ [12], радиочастотной ШИМ [13, 14] или сигма-дельта модуляции [12, 15].

На рис. 5 представлены результаты моделирования при использовании схем однофазной ШИМ с соотношением $f_{\text{ШИМ}}/f_0 = 0,1$ (а) и четырехфазной ШИМ с соотношением $f_{\text{ШИМ}}/f_0 = 0,4$ (б).

Заключение

Предложена новая схема управляемого резонансного инвертора тока, позволяющая с помощью ШИМ регулировать мощность выходного ВЧ-гармонического колебания и исключая возникновение перенапряжений на транзисторах и дроселе.

Исследована компьютерная модель предлагаемой схемы, работающей на частоте 100 МГц с использованием реальных характеристик нитрид-галлиевых транзисторов. Подтверждены основные теоретические положения и принцип действия управляемого РИТ.

Проанализирован способ получения с высоким КПД амплитудно-модулированного ВЧ-сигнала в нагрузке с помощью

технологии ШИМ и исследованы основные качественные показатели режима модуляции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Крыжановский В.Г.** Транзисторные усилители с высоким КПД. Донецк: Апекс, 2004. 448 с.
2. **Grebennikov A., Sokal N., Franco M.** Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers. Elsevier Inc., 2012. 704 p.
3. **Lungu S., Grama A., Petreus D., Taut A.** Simulation and design of a Class E power amplifier // 32nd Internat. Spring Seminar on Electronics Technology. 2009.
4. **Long A., Jingshi Yao, Long S.I.** A 13 W current mode class D high efficiency 1 GHz power amplifier // The 2002 45th Midwest Symp. on Circuits and Systems. 2002.
5. **Алексеев М.А., Сороцкий В.А.** Уменьшение искажений при генерировании радиосигналов ключевыми методами // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2013. № 3(173). С. 26–32.
6. **Ганбаев А.А., Филин В.А.** Анализ методов модуляции ВЧ-колебаний в ключевых генераторах // Труды учебных заведений связи. 2016. № 2. Т. 2. С. 39–44.
7. **Heck S., Schmidt M., Вгдккле А.** A switching-mode amplifier for class-S transmitters for clock frequencies up to 7.5 GHz in 0.25 μ m SiGe-BiCMOS // 2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. 2010.
8. **Nemati H.M., Fager Ch., Thorsell M., Zirath H.** High efficiency LDMOS current mode class-D power amplifier at 1 GHz // European Microwave Conf. 2006.
9. **Артым А.Д.** Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. М.: Радио и связь, 1980. 209 с.
10. **Артым А.Д.** Повышение эффективности радиопередающих устройств. М.: Радио и связь, 1987. 176 с.
11. **Филин В.А., Ганбаев А.А., Головин А.Н., Смирнов В.С.** Управляемый резонансный инвертор тока // Патент РФ № RU172407U1. Приоритет 23.12.2016.
12. **Muhammad Fahim Ul Haque.** Pulse-Width Modulated RF Transmitters. Linkuping, 2017. 98 p.
13. **Raab F.H.** Radio frequency pulse-width modulation // IEEE Trans. Comm. 1973. Vol. COM-21. No. 8. Pp. 958–966.
14. **Raab F.H.** Class-D power amplifier with RF pulse-width modulation // Dig. IEEE Micro w. Theory Tech. Symp. 2010. Pp.924–927.
15. **Bo Shi.** Pulse-width modulation for switching mode power amplifiers // 2015 Asia-Pacific Microwave Conference.

Статья поступила в редакцию 08.02.2019.

REFERENCES

1. **Kryzhanovskiy V.G.** *Tranzistornyye usiliteli s vysokim KPD [High efficiency transistor amplifiers]*. Donetsk: Apeks Publ., 2004. 448 p. (rus)
2. **Grebennikov A., Sokal N., Franco M.** *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*. Elsevier Inc., 2012, 704 p.
3. **Lungu S., Grama A., Petreus D., Taut A.** Simulation and design of a Class E power amplifier. *32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2009*.
4. **Long A., Jingshi Yao, Long S.I.** A 13 W current mode class D high efficiency 1 GHz power amplifier. *The 2002 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2002*.
5. **Alekseyev M.A., Sorotskiy V.A.** Distortions reduction for switch-mode generated radio signals. *St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems*, 2013, No. 3(173), Pp. 26–32. (rus)
6. **Ganbayev A.A., Filin V.A.** Analysis methods modulation of HF-oscillations in key generators. *Proceedings of Telecommunication Universities*, 2016, No. 2, Vol. 2, Pp. 39–44. (rus)
7. **Heck S., Schmidt M., Вгдккле А.** A switching-mode amplifier for class-S transmitters for clock frequencies up to 7.5 GHz in 0.25 μ m SiGe-BiCMOS. *2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2010*.
8. **Nemati H.M., Fager Ch., Thorsell M., Zirath H.** High efficiency LDMOS current mode class-D power amplifier at 1 GHz. *2006 European Microwave Conference*.
9. **Artym A.D.** *Usiliteli klassa D i klyuchevyye generatory v radiosvyazi i radioveshchanii [Class D*

amplifiers and key generators in radio communications and broadcasting]. Moscow: Radio i Svyaz Publ., 1980, 209 p. (rus)

10. **Artym A.D.** *Povysheniye effektivnosti radio-peredayushchikh ustroystv [Improving the efficiency of radio transmitters]*. Moscow: Radio i Svyaz Publ., 1987, 176 p. (rus)

11. **Filin V.A., Ganbayev A.A., Golovin A.N., Smirnov V.S.** *Upravlyayemyy rezonansnyy invertor toka [Controlled Resonant Current Inverter]*. Patent RF No. RU172407U1. Prioritet 23.12.2016. (rus)

12. **Muhammad Fahim Ul Haque.** *Pulse-Width Modulated RF Transmitters*. Linköping, 2017, 98 p.

13. **Raab F.H.** Radio frequency pulse-width modulation. *IEEE Trans. Comm.*, 1973, Vol. COM-21, No. 8, Pp. 958–966.

14. **Raab F.H.** Class-D power amplifier with RF pulse-width modulation. *Dig. IEEE Micro w. Theory Tech. Symp.*, 2010, Pp. 924–927.

15. **Bo Shi.** Pulse-Width Modulation for Switching Mode Power Amplifiers. *2015 Asia-Pacific Microwave Conference*.

Received 08.02.2019.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ / THE AUTHORS

ГАНБАЕВ Асиф Акиф

GANBAYEV Asif A.

E-mail: asif.ganbayev@gmail.com

ФИЛИН Владимир Алексеевич

FILIN Vladimir A.

E-mail: filin_vladimir@mail.ru