

В.Г. КРИЖАНОВСЬКИЙ, д-р техн. наук

ФАЗОВІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПІДСИЛЮВАЧА КЛАСУ Е З РІЗНИМИ ВИХІДНИМИ ЛАНКАМИ

Вступ

Нині продовжує зростати інтерес до використання високоефективних підсилювачів потужності класу Е в системах бездротової передачі енергії та інформації, а також і до побудови на їх основі потужних автогенераторів [1 – 4]. Триває розробка нових конструкцій автогенераторів класу Е [5 – 8], що потребує детального вивчення фазових характеристик режиму класу Е. Навіть в найпростіших схемах підсилювачів і автогенераторів ВЧ класу Е на фазові характеристики впливають нелінійність ємностей транзистора, паразитні елементи схеми і варіація параметрів елементів схеми [3]. Питання залежності зсуву фази (від входу підсилювача до його виходу загалом) у схемах з ускладненою вихідною ланкою ще не розглядалося. У НВЧ підсилювачах слід враховувати додатковий зсув фаз на паразитних елементах транзистора і залежність зсуву фаз від вихідної потужності (амплітудно-фазова конверсія) [9].

Мета роботи – розрахунок і експериментальне вивчення залежності зсуву фази від частоти в каскаді ВЧ підсилювача класу Е в схемі з конденсатором, що шунтує, з метою використання отриманих залежностей для проектування автогенераторів класу Е і оцінки посилення сигналів з розвиненим спектром в таких підсилювачах.

Цікавим є питання зміни зсуву фаз в пристроях класів Е/С та інших, в яких формування напруги на стоці відбувається за участю іншого амплітудно-фазового розподілу вищих гармонік сигналу, наприклад автогенератори Е/С₃ і інші [5, 7, 10]. Також треба розглянути зсув фаз в субоптимальному режимі класу Е, з урахуванням впливу антипаралельного діоду, який присутній в структурі потужних МОН транзисторів, оскільки такий режим роботи з'являється при зміні частоти в підсилювачах і автогенераторах [11 – 13].

В роботі [3] проаналізований зсув фаз в схемі потужного автогенератора класу Е, але розгляд виконаний тільки на одній частоті і для оптимального режиму настройки вихідної узгоджувальної ланки, тому для зсуву фаз на транзисторі використовується тільки одне значення.

Розрахунок зсуву фаз на ключі

Оскільки ми розглядаємо випадок зміни робочої частоти підсилювача класу Е, то вимагати виконання умов класу Е – нульового значення напруги і нульову похідну напруги в кінці періоду «Вимк» – неможна. Тому розрахунок форми напруги на ключі треба вести без цієї умови. Разом з тим висока добротність вихідної ланки дозволяє, як і раніше, вважати струм у навантаженні синусоїдальним.

На рис. 1 показана еквівалентна схема підсилювача класу Е, в якій у припущенні високої добротності навантажувальної ланки змінний струм у навантаженні на основній частоті можна представити генератором струму I_R . Зважаючи на велику індуктивність дроселя у колі стоку струм живлення буде постійним і відповідатиме генератору струму I_0 .

Відповідно до рис. 1 [11, 12],

$$i_s + i_c = I_0 + i_R = I_0 + I_m \sin(\omega t + \phi).$$

Для інтервалу $0 < \omega t \leq \pi$, ключ замкнений, і тому $i_c = 0$. Відповідно струм через ключ набуде вигляду

$$i_s = \begin{cases} I_0 + I_m \sin(\omega t + \phi), & \text{for } 0 < \omega t \leq \pi, \\ 0, & \text{for } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

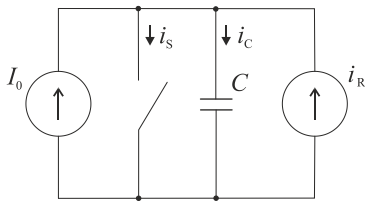


Рис. 1

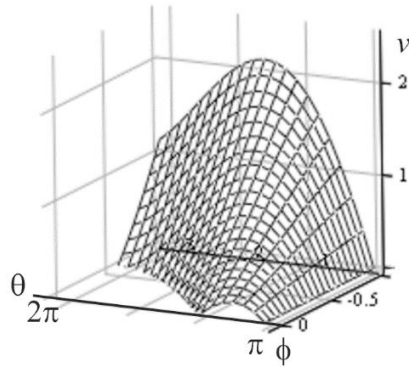


Рис. 2

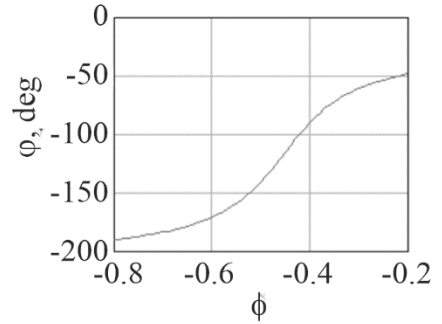


Рис. 3

На інтервалі $\pi < \omega t \leq 2\pi$ ключ розімкнений, що дає $i_s = 0$. Отже, струм через ємність, що шунтує, C буде

$$i_c = \begin{cases} 0 & , \text{ for } 0 < \omega t \leq \pi, \\ I_1 + I_m \sin(\omega t + \phi), & \text{ for } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

Напруга на ключі та ємності C буде дорівнювати, позначаючи $\theta = \omega t$:

$$v_s = \frac{1}{\omega C} \int_{\pi}^{\theta} i_c d\theta = \frac{1}{\omega C} \int_{\pi}^{\theta} [I_0 + I_m \sin(\theta + \phi)] d\theta = \begin{cases} 0, & \text{ for } 0 < \theta \leq \pi \\ \frac{1}{\omega C} \{ I_0 (\theta - \pi) + I_m [\cos(\theta + \phi) + \cos \phi] \}, & \text{ for } \pi < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (1)$$

Знайдемо Фур'є компоненти першої гармоніки:

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} v(\omega t) \cos(\omega t) d(\omega t) ; \quad B_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} v(\omega t) \sin(\omega t) d(\omega t) .$$

І визначимо фазу

$$\varphi_1 = \arctan(B_1/A_1) . \quad (2)$$

Виконуючи перетворення, отримаємо

$$\varphi_1 = \arctan \left(\frac{4I_m \cos(\phi) - 2\pi I_0 + \pi I_m \sin(\phi)}{4I_0 - \pi I_m \cos(\phi)} \right) \quad (3)$$

Видно, що фаза першої гармоніки залежить від кута ϕ і амплітуд струмів I_m і I_0 . Для номінального режиму між ними існує зв'язок $I_0 = -I_m \sin(\phi)$, і при виконанні умов класу E кут $\phi = \phi_0 = \arctan(-2/\pi) = -32.48^\circ$ [11]. Тоді вираз (3) спроститься:

$$\varphi_1 = \arctan \left(\frac{4 \cos(\phi) + 3\pi \sin(\phi)}{4 \sin(\phi) + \pi \cos(\phi)} \right), \quad (4)$$

Арктангенс треба обчислювати з урахуванням знаку (функції $\text{atan2}(x,y)$ або $\text{arg}(x + jy)$ для обчислення кута). Тоді отримаємо значення $\varphi_1 = 4.423$ рад або $\varphi_1 = 253.42^\circ$. У той же час відоме значення зсуву фаз для цього випадку $196,6^\circ$ або -163.4° (знак може змінюватися у залежності від напрямку відліку фаз). Відомо, що ряд Фур'є можна записати двома способа-

ми – через формулу косинуса різниці або синус суми аргументів, обидва способи рівноправні, але фаза гармоніки буде в першому випадку записуватися через $\arctan(A_1/B_1)$, на відміну від формули (2). При цьому треба враховувати співвідношення

$$\arctan(x) + \arctan\left(\frac{1}{x}\right) = \begin{cases} \pi/2 & \text{if } x > 0 \\ -\pi/2 & \text{if } x < 0 \end{cases}. \text{ Із урахуванням квадранта значення фази}$$

$$\varphi_1 = \arctan\left(\frac{4 \sin(\phi_0) + \pi \cos \phi_0}{4 \cos(\phi_0) + 3\pi \sin(\phi_0)}\right) + \pi = 163.4(^{\circ}). \quad (5)$$

Отриманий фізично точний результат в точці оптимальної роботи підсилювача класу Е дозволяє оцінити зміну фази першої гармоніки напруги на ключі (ємності C) у залежності від початкової фази струму у вихідній ланці. Оскільки залежність (5) для фази отримана за умови виконання умов перемикачів при нульовій напрузі на ключі, а кут ϕ_0 при нульовій похідній напруги [11], то форми напруги на ключі в залежності від ϕ можна отримати з (1).

Форма напруги на ключі у залежності від зміни параметрів в (1) показана на рис. 2, залежність напруги від фази θ (безрозмірного часу) – це перетин показаної поверхні при заданому ϕ . Якщо побудувати графік фази напруги за формулою (5) (рис. 3), то можна побачити, що поблизу точки $\phi_0 = -32.48^{\circ}$ залежність відповідає фізиці процесу. Практично цікава частотна залежність зсуву фаз між затвором і стоком транзистора, але проведений розгляд не дає можливості її розрахувати, а вказує лише на простий факт, що фаза першої гармоніки залежить від форми імпульсу напруги на ключі в стані «Вимк». Природно, що залежності в реальній схемі будуть складнішими, тому розглянемо дві схеми вихідних ланок підсилювачів класу Е з ємністю, що шунтує, (рис. 4 і 5). На рис. 4 показана класична ланка з послідовним резонансним контуром, на основі якої побудовані автогенератори [3, 4], а на рис. 5 – ланка з дворазовим виконанням умов класу Е в смузі частот, яка використовується в автогенераторах [8].

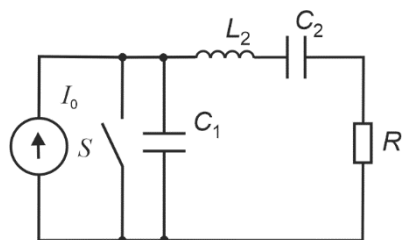


Рис. 4

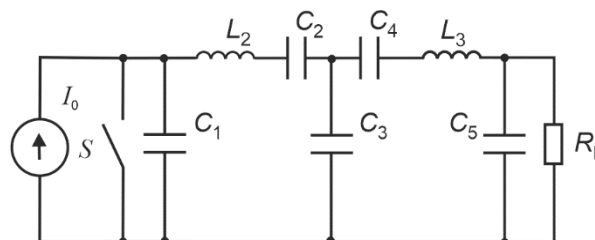


Рис. 5

Схеми відрізняються годографом навантажувального імпедансу, на рис. 6, а показана залежність вхідного імпедансу праворуч від ємності для класичної схеми (рис. 4), на рис. 6, б для схеми з «петлею» (рис. 5), на рис. 6, в представлений годограф експериментального макета. Лінія $S1port$ показує значення навантажувального імпедансу, при якому забезпечується виконання умов класу Е [1, 8]. Частотні мітки відповідають $m2 = 4,48$ МГц, $m3 = 4,98$ МГц, $f_1 = 4,7$ МГц, $f_2 = 5,05$ МГц. Видно, що годограф рис. 6, б формально забезпечує умови роботи підсилювача класу Е на двох частотах, не враховуючи того факту, що ємність повинна мати різні значення на різних частотах [11 – 13]. Для створення автогенератора класу Е важливо знати, як на цих частотах зміниться зсув фази на транзисторі. Також величина цього зсуву фаз цікава для роботи підсилювача класу Е при посиленні сигналу зі змінною частотою (розширеним спектром), наприклад BPSK сигналу. Елементи схем підсилювачів зведені у таблицю:

Схема рис. 4	$C_1 = 307$ pF	$L_2 = 2.07$ uH	$C_2 = 819$ pF	$R = 12$ Ohm
Схема рис. 5	$C_1 = 307$ pF	$L_2 = 1.25$ uH	$C_2 = 2.68$ nF	$C_3 = 3$ nF
	$L_3 = 2.18$ uH	$C_4 = 987$ pH	$C_5 = 1.5$ nF	$R_L = 50$ Ohm

Роботу підсилювачів розглянемо за допомогою методу гармонічного балансу, що дозволяє аналізувати нелінійні кола і знаходити амплітуди і фази сигналів в різних точках схеми.

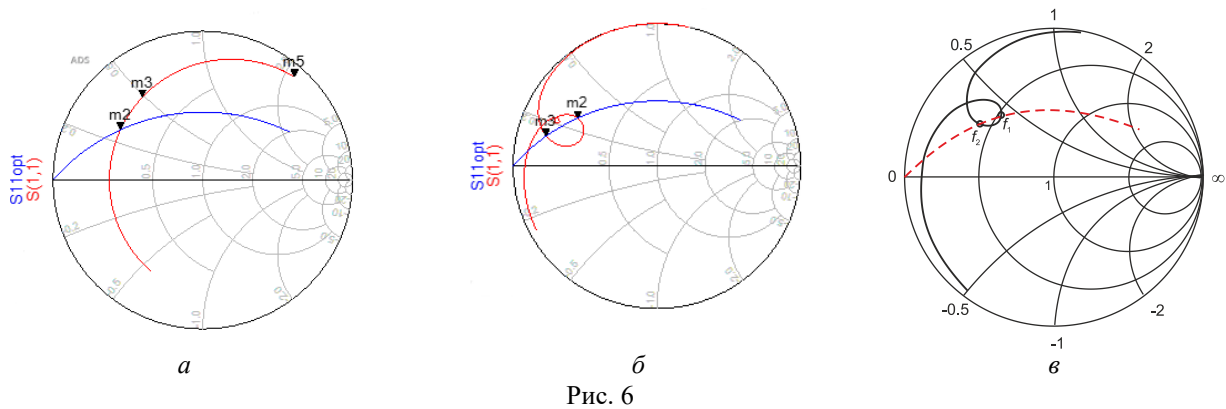


Рис. 6

Для врахування впливу антипаралельного діоду, який вбудований в МОН транзистор, схеми рис. 4 і 5 були змінені як показано на рис. 7. Форми напруги на ключі, які отримані при моделюванні на зазначених частотах, показані на рис. 8 для класичної ланки (а) і на двох частотах для схеми рис. 8 (b і c). Відрізки синусоїди показують моменти перемикаання ключа (вхідний сигнал) для кожної форми напруги на ключі. Якщо асоціювати фазу першої гармоніки напруги на ключі (стоці транзистора) з «центром мас» умовної фігури, обмеженою формою напруги і віссю абсцис, то видно, що між фазами для випадків a, b і c будуть помітні відмінності.

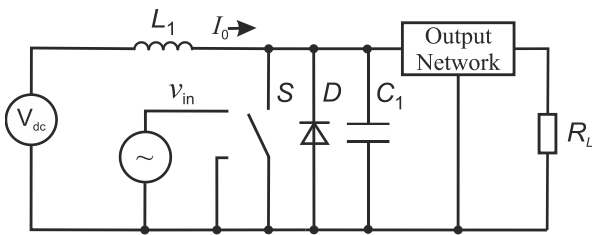


Рис. 7

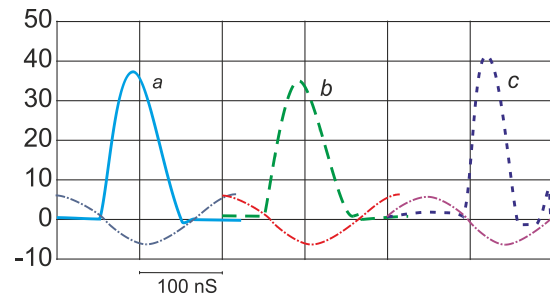


Рис. 8

На рис. 9 показані залежності зсуву фази на ділянці вхід-вихід ключа для схеми з годографом навантажувального імпедансу, відповідним рис. 6, б (крива 1). Для експериментального визначення зсуву фаз використовувався наступний метод. Записувалися форми напруги на затворі і стоці підсилювача класу E, при навантажувальному імпедансі на рис. 6, в. Приклади форм напруги, записаних за допомогою цифрового осцилографа, показані на рис. 10. Потім за цими формами за допомогою швидкого перетворення Фур'є обчислювалися фази першої гармоніки вхідної та вихідної напруги. Фактично ця методика використовується в методі гармонічного балансу. Експериментальний зсув фаз показаний на рис. 9, крива 2. Зсув мінімуму кривої можна пов'язати зі зміною імпедансів в експериментальному макеті (рис. 6, в), але відмінність за абсолютними значеннями склала близько 30 градусів. Для пояснення цього факту проведемо моделювання підсилювача на ключі з урахуванням вхідної та перехідної ємностей (ємності Міллера), рис. 11. У схемі на рис. 11 також враховано вихідний опір генератора вхідного сигналу (вхідний узгоджувальній ланки). Отриманий графік представлений кривою 3. Видно, що результат більше схожий на експериментальний. Облік точних значень елементів, нелінійності ємностей має ще більше наблизити результати розрахунку до експерименту, але це не входило у мету роботи. Для порівняння кривими 4 (моделювання) та 5 (експеримент) показано залежності зсуву фази на ключі для класичної навантажувальної ланки. Аналіз залежностей дозволяє зробити висновок, що хід зсуву фаз на ключі в значній

мірі визначається фазовим кутом навантажувального імпедансу вихідної узгоджувальної ланки. Наявність «петлі» на годографі імпедансу, при якій фаза має локальні екстремуми, приводить до появи локальних екстремумів на залежності зсуву фаз на ключі. Це зрозуміло, бо фазовий кут навантаження практично визначає фазу струму ϕ у рівнянні (4).

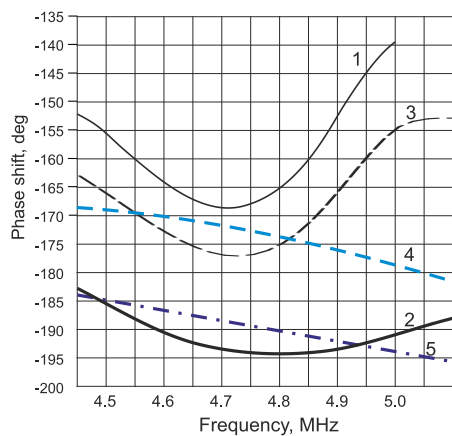


Рис. 9

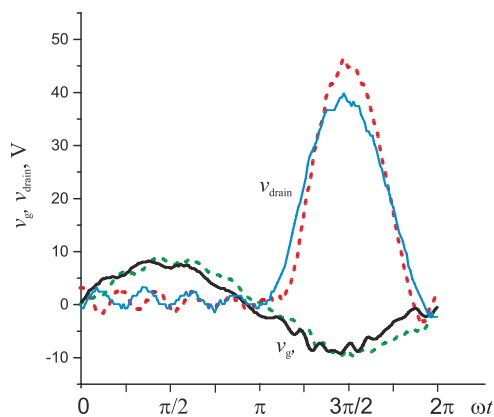


Рис. 10

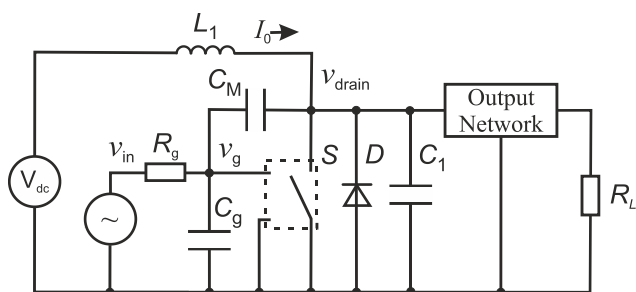


Рис. 11

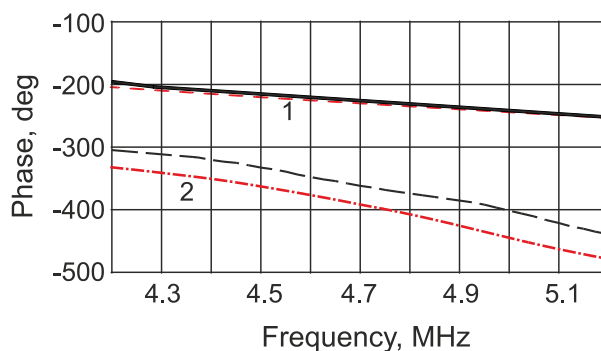


Рис. 12

Зсув фаз для підсилювача цілком, від затвора транзистору до опору навантаження показаний на рис. 12: цифра 1 відповідає підсилювачу з класичною ланкою, 2 – підсилювачу з розвиненою вихідною ланкою, верхні лінії в групі – теорія, нижні – експеримент. Зазначимо, що на цих кривих спостерігається монотонна залежність фази від частоти, що пов'язано зі значно більшою швидкістю зміни фази від частоти у навантажувальній ланці. І це ж пояснює близькість теорії і експерименту, оскільки моделювати пасивну ланку можна досить точно.

Вивчення фазових характеристик класу E раніше проводилося для вивчення впливу нелінійностей і режиму роботи [14, 15], так само як і вивчення зсуву фаз у польових транзисторах [16]. Однак залежностей, схожих із залежностями на рис. 9, раніше не було отримано. У деяких роботах вимірювався зсув фаз у підсилювачі класу E, але фаза визначалася за моментом перетину напруги з нулем, що не у всіх випадках справедливо. У даній роботі вивчена залежність зсуву фаз на ключі при зміні частоти в схемі з дворазовим виконанням умов класу E. Важливою обставиною, що витікає з результату дослідження, є можливість отримання однакового зсуву фаз на різних частотах, що може спростити побудову автогенератора класу E зі змінною частотою у широкому діапазоні частот. Знаючи залежність зсуву фаз на ключовому елементі, можна поставити задачу оптимізації конструкції двочастотного автогенератора класу E [17] та розробити нові конструкції автогенераторів, схожих на [2, 3, 17], і побудувати для них метод проектування, аналогічний [18].

Висновки

Теоретично промодельована і експериментально виміряна залежність зсуву фаз від частоти між входом і виходом ключового активного елементу в підсилювачі класу E з різними

навантажувальними ланками, з одноразовим і дворазовим виконанням умов на імпеданс навантажувальної ланки.

Список літератури:

1. Крижановський В.Г., Макаров Д. Г., Чернов Д. В., Крижановський В. В. Автогенератори класу E. ; за ред. В. Г. Крижановського / ДонНУ імені Василя Стуса. Вінниця : Нілан-ЛТД, 2017. 220 с.
2. Laskovski A. N., Yuce M. R. Class-E Oscillators as Wireless Power Transmitters for Biomedical Implants // 3rd Int. Symp. on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies (ISABEL), 2010 Rome, 7-10 Nov. 2010. P. 1-5.
3. Ahmadi M. M., Salehi-Sirzar M. A Self-Tuned Class-E Power Oscillator // IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 34, Issue 5, May 2019, Page(s): 4434 – 4449.
4. Mikołajewski M. A self-oscillating h.f. power generator with a Class E resonant amplifier // Bulletin of The Polish Academy of Sciences Technical Sciences. 2013. V. 61, № 2. P. 527- 534
5. Apperley T., Nielsen J., Okoniewski M. A Class E/Fodd Power Oscillator Incorporating a Distributed Active Transformer // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 68, No. 6, June 2020. P. 2409-2418.
6. Ahmadi M. M. and Pezeshkpour S. A Self-Starting Class-E Power Oscillator with an Inverting Gate Driver // IEEE Transactions on Industrial Electronics, doi: 10.1109/TIE.2019.2949533.
7. Inaba T., Koizumi H., Class E/F3 Tuned Power Oscillator // IEEE Transactions on Power Electronics. 2018; Vol. 33, No. 2. pp. 1420-1427.
8. Kryzhanovskiy V. G. Class-E Self-Excited Oscillator with Expanded Tuning Bandwidth // Telecommunications and Radio Engineering. Vol. 73, 2014 Issue 15. P. 1387-1395.
9. Krizhanovskii V.G., Printsovskii V.A. Class-E microwave Oscillator // Radioelectronics and Communication Systems. 2006. Vol. 49, No. 11, pp. 30-35.
10. Krizhanovski V.G., Chernov D.V., Grebennikov Andrei Low-Voltage Class E/F₃ High Frequency Oscillator // 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering. Lviv-Slavske, Ukraine 2018. P: 607 – 611.
11. Grebennikov A., Sokal N. O. and M. J. Franco. Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers, 2nd ed. Orlando, FL, USA: Academic, 2012, 667 p.
12. Kazimierczuk M. K. RF Power Amplifiers. 2nd ed. 2015 John Wiley & Sons Ltd. 686 p.
13. Raab F. H. Suboptimum operation of class-E RF power amplifiers // Proc. RF Technology Expo '89, Santa Clara, CA, pp. 85 – 98, Feb. 14 – 16, 1989.
14. Hayati M., Abbasi H., Kazimierczuk M. K. Sekiya, H. Analysis and Study of the Duty Ratio Effects on the Class-EM Power Amplifier Including MOSFET Nonlinear Gate-to-Drain and Drain-to-Source Capacitances // IEEE Transactions on Power Electronics, 1-1. doi:10.1109/tpel.2018.2810218.
15. Nagashima T., Wei X., Tanaka H.-A., Sekiya H. Locking Range Derivations for Injection-Locked Class-E Oscillator Applying Phase Reduction Theory // IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Regular Papers, Vol. 61, No. 10, Oct. 2014, p. 2904-2911.
16. Ishizaki T., Ikeda H., Yoshikawa Y., Uwano T. Analysis of phase characteristics of a GaAs FET power amplifier for digital cellular portable telephones // Electronics and Communications in Japan (Part II: Electronics). V.77, No. 4, April 1994. P. 1-9.
17. Krizhanovski V., Krizhanovski V., Grebennikov A. Class E oscillator with two switchable frequencies // 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET – 2020). Lviv-Slavske, Ukraine, February 25 – 29, 2020.
18. Kazimierczuk M. K., Krizhanovski V. G., Rassokhina Ju. V., Chernov D. V., Class-E MOSFET Tuned Power Oscillator Design Procedure // IEEE Trans. On Circuits and Systems I. Regular Papers. V. 52, No. 6. June 2005.P.1138-1147.

Надійшла до редколегії 06.09.2020

Відомості про авторів:

Крижановський Володимир Григорович – д-р техн. наук, Донецький національний університет імені Василя Стуса, проф. кафедри радіофізики та кібербезпеки, Україна, e-mail: v.krizhanovski@donnu.edu.ua
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2685-9740>