

**БАЛАНС НА ЕФЕКТИВНОСТ И КАЧЕСТВЕНИ ПОКАЗАТЕЛИ  
В РАДИОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ КЛАС F****Мирослав Томов***Технически университет Габрово***BALANCE OF EFFICIENCY AND QUALITY INDICATORS  
IN RADIO FREQUENCY AMPLIFIER CLASS F****Miroslav Tomov***Technical University Gabrovo***Abstract**

*Balance of Efficiency and Quality Indicators in RF Amplifier Class F: This paper presents results and analyses of an exploration of powerful RF class F amplifier performance when an optimal balance between power efficiency and quality of the processed signal is required. A class F amplifier is simulated as an active two-port network and is optimizing the electronic components' parameter values of a particular 3.5 MHz radio frequency of a power RF amplifier in order to achieve an acceptable tradeoff between the efficiency and quality of the signal conversion at the output. A simulation model, developed as a software tool for future design and exploration of similar devices but in different frequency bands and DC power supplies, is described here. It could be useful either for designers or students to synthesize design schematics of new RF devices or to optimize some existing schemes for an optimal overall performance.*

**Keywords:** RF class F amplifier; power efficiency; simulation model.

**ВЪВЕДЕНИЕ**

Важен етап при проектирането на радиочестотни усилватели, особено за високи честоти (над 100 MHz), е установяването на приемлив баланс между получените качествени показатели и пълния коефициент на полезно действие. Крайно необходимо е да бъде снижена до възможния минимум загубната мощност, тъй като крайните радиочестотни усилватели са най-енергоемките звена от схемата на приемо-предавателните модули във всички мобилни комуникационни устройства, които използват безжичен обмен на данни. Както е известно, в обичайния си режим на използване тези устройства се захранват от разнообразни по своя капацитет акумулаторни батерии, но при всички тях, без изключение, оптимизираният разход на електрическа енергия е ключово важен за осигуряване на надеждна мобилност при продължителна работа с

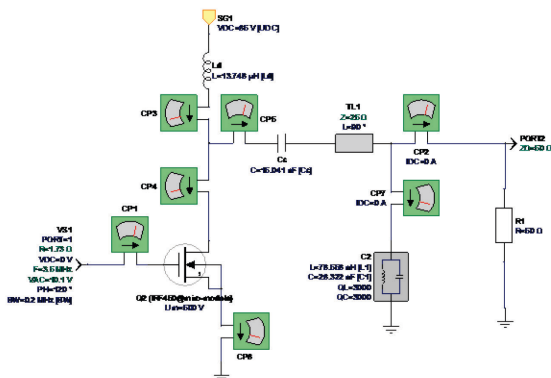
конкретното устройство. Все по-отговорни и все повече дейности се извършват от мобилни комуникационни устройства, поради което става неприемливо да бъде компрометирана мобилността на тези дейности поради неоправдан преразход на енергия в електрониката и бързо изтощаване на техните акумулатори.

**ИЗЛОЖЕНИЕ**

В настоящата разработка е представен симулационен модел за автоматизирано решаване на тази сложна оптимизационна задача. За целта е проектирана и сглобена в симулационна среда работна схема на крайно усилвателно стъпало, работещо в режим клас F (фиг.1). Приложен е модел на предавателна линия, която замества конфигурация от безкраен брой серийно свързани паралелни трептящи кръгове, всеки от които е настроен на честотата на съответния

висш хармоник на сигнала с основна честота. Схемата има класическа топология, използвана от много автори за разнообразни реализации на радиочестотни усилватели, работещи в режимен клас F.

В настоящото изследване като активен елемент в схемата е използван прецизен, предварително създаден от автора симулационен модел, изграден на базата на каталожните данни на реално съществуващ мощен полеви транзистор IRFP450 (фиг. 1).



Фиг. 1. Схема на опитната постановка

За коректна симулационна реализация на режимен клас F с включена  $\frac{1}{4}$  вълнова предавателна линия в изходната верига се използва разлагане на сигнала в ред на Фурие, съдържащ само нечетните хармоници след основния, при което моментната стойност на напрежението дрейн-сорс може да бъде представено с обобщения израз:

$$u_{DS} = U_{DC} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n U_{m(2n-1)}}{(2n-1)} \cos(2n-1)\omega_0 t \quad (1)$$

Отчитайки факта, че амплитудите на висшите хармоници са в пропорционална зависимост от амплитудата на основния хармоник, респективно от стойността на постояннотокото напрежение от хранящия източник, изразът придобива по-удобен за практическо изчисление вид:

$$u_{DS} = U_{DC} - \frac{4 U_{DC}}{\pi} \cos \omega_0 t - \frac{4 U_{DC}}{3\pi} \cos 3\omega_0 t + \frac{4 U_{DC}}{5\pi} \cos 5\omega_0 t - \frac{4 U_{DC}}{7\pi} \cos 7\omega_0 t + \dots \quad (2)$$

От израза (1) се вижда наличието на постояннотокотова съставка, основния хармо-

ник и безкраен брой нечетни хармоници на напрежението в изходната верига на транзистора.

Аналогично моментната стойност на дрейновия ток ще бъде:

$$i_D = \frac{I_{DM}}{\pi} + \frac{I_{DM}}{2} \cos \omega_0 t + \frac{2 I_{DM}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{\cos \frac{n\pi}{2}}{1-n^2} \cos n \omega_0 t, \quad (3)$$

където  $I_{DM}$  е максималната амплитуда на дрейновия ток.

Постоянната съставка на дрейновия ток е равна на постоянния ток от хранящия източник и е пропорционална на  $I_{DM}$ :

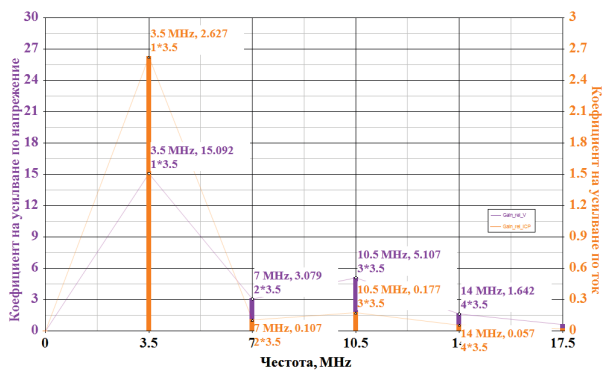
$$I_{DC} = \frac{I_{DM}}{\pi} \quad (4)$$

Амплитудите на висшите токови хармоници са в пропорционална зависимост от максималната стойност на дрейновия ток, която се изчислява на по-ранен етап в алгоритъма на проектирането. След като амплитудите на висшите хармоници на тока се представят по този начин, изразът придобива следния изчислителен вид:

$$i_D = \frac{I_{DM}}{\pi} + \frac{I_{DM}}{2} \cos \omega_0 t + \frac{2 I_{DM}}{3\pi} \cos 2\omega_0 t - \frac{2 I_{DM}}{15\pi} \cos 4\omega_0 t + \frac{2 I_{DM}}{15\pi} \cos 6\omega_0 t + \dots \quad (5)$$

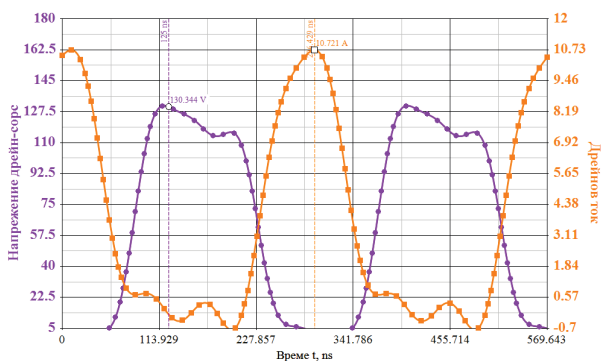
Висшите хармоници в състава на  $I_D$  са само четни. Това е така, тъй като паралелният трептящ кръг практически дава накъсо всички висши хармоници на напрежението дрейн-сорс, а четвърт-вълновата предавателна линия осъществява свързването накъсо само на хармониците с четни номера и осигурява практически безкрайно голям импеданс за всички нечетни хармоници след основния (фиг.2).

Точно противоположен ефект се получава за висшите хармоници на тока в изходната верига на активния елемент, което е главната цел, за да бъде реализиран високо-ефективен режим клас F.



Фиг. 2. Спектър на усилването по напрежение и ток в изходната верига на активния елемент

В резултат на това при симулацията се получава напрежение дрейн-сорс с форма близка до правоъгълната (фиг. 3), при което транзисторът вече работи не като източник на ток, а като „електронен“ ключ, превключващ между отпушено и запушено състояние с честотата на основния хармоник.



Фиг. 3. Вълнова форма на напрежението и тока през транзистора в ключов режим

Наличието на само нечетни висши хармоници на напрежението и само четни хармоници на тока в изходната верига обуславя много голям коефициент на усилване по мощност на основния хармоник и клонящи към нула коефициенти на усилване на всички останали хармоници.

Постояннотоковата мощност от хранящия източник е:

$$P_{DC} = \frac{U_{DC} I_{DM}}{\pi} \quad (6)$$

Ефективната стойност на полезната изходна радиочестотна мощност от хранящия източник е:

$$P_o = \frac{I_{DM}^2}{\pi} (U_{DC} - U_{DSmin}), \quad (7)$$

където  $U_{DSmin}$  е минималното напрежение дрейн-сорс, което е каталожен параметър на избрания полеви транзистор.

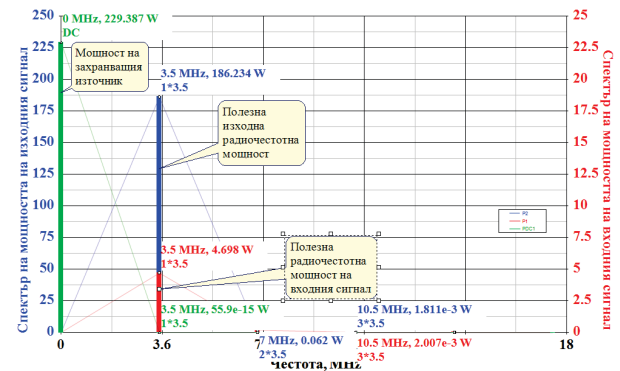
Максималният дрейнов коефициент на полезно действие е:

$$\eta_D = \frac{P_o}{P_{DC}} = 1 - \frac{U_{DSmin}}{U_{DC}}, \quad (8)$$

Коефициентът на използване на максималната мощност е:

$$c_{PbP} = \frac{P_o}{P_{DC}} = 1 - \frac{U_{DSmin}}{U_{DC}}, \quad (9)$$

Графиката на фиг.4 показва спектрите на мощността на входния и изходния сигнал, насложени в една и съща координатна система за удобно визуално сравнение.



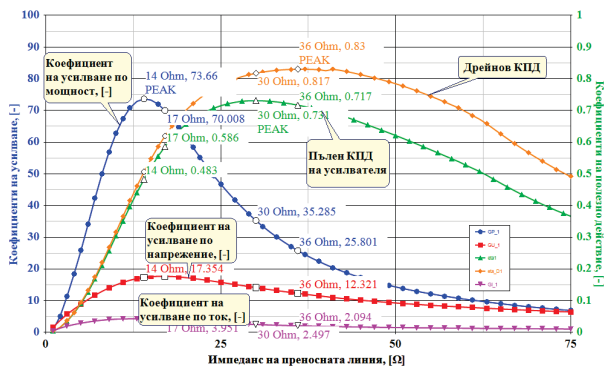
Фиг. 4. Спектри на мощностите, преобразувани от усилвателя в режим клас F

При разход на храняща постоянно-токова мощност от 229 W и входен сигнал с мощност на основния хармоник от 4.7 W след оптимизирана симулация е постигната изходна полезна радиочестотна мощност от 186 W, отдадена на чисто активен товар от 50 Ω. Коефициентът на усилване по мощност на основния хармоник е 40 (32dB).

Сумарната загубна мощност на висшите хармонични съставки на сигнала е 43 W или 18.8% от използваната храняща мощност.

Изброените стойности са получени от симулационно измерване, направено при следните зададени изходни данни: синусоидален входен сигнал с амплитуда  $U_{ml} = 10$  V с честота  $f_o = 3.5$  MHz от генератор, симулиран с готов модел от симулационната среда на Keysight Genesys импеданс на предавателната линия от  $Z_{TL} = 25$  Ω.

На фиг.5 са показани симулационно снетите зависимости на коефициентите на усилване и коефициентите на полезно действие от импеданса на преносната линия  $Z_{TL}$ . Вижда се, че при неговото нарастване от 0 до 50  $\Omega$ , коефициентите на усилване и коефициентите на полезно действие достигат своите максимуми при различни негови стойности. Това става в следния „ред“: Коефициентът на усилване по ток има максимум при  $Z_{TL} = 12\Omega$ , коефициентът на усилване по напрежение достига максимум при  $Z_{TL} = 17\Omega$ , а коефициентът на усилване по мощност има максимална стойност при  $Z_{TL} = 14\Omega$ . Дрейвовият коефициент на полезно действие е максимален при  $Z_{TL} = 36\Omega$ , а пълният КПД достига своята максимална стойност при  $Z_{TL} = 30\Omega$ .



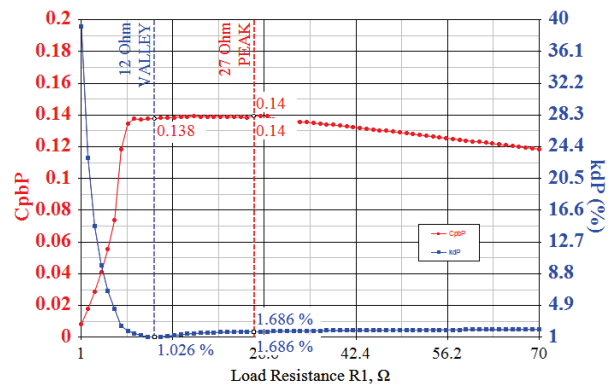
Фиг. 5. Коефициенти на усилване и коефициенти на полезно действие като функции на импеданса на преносната линия

Изборът на оптимален компромис между тези стойности зависи основно от изискванията към усилвателя – дали е по-важно да има голямо усилване за сметка на по-неэффективно използване на захранващата мощност или икономичният разход на енергия е с приоритет, ако коефициентите на усилване са понижени до приемливи стойности.

Важно е да се отбележи, че характеристикният импеданс на изходната верига и в частност на преносната линия силно зависи от качествения фактор на паралелния трептящ кръг.

На фиг.6 е показана зависимостта от големината на товара на два от важните качествени показатели на усилвателя – коефициентът на използване на мощността и коефициентът на нелинейни изкривявания.

От проведеното симулационно измерване е получен оптимален диапазон от стойности за избор на подходящ по големина чисто активен товар при така зададените изходни данни.



Фиг. 6. Коефициентът на използване на мощността и коефициентът на нелинейни изкривявания като функции на товара

Максималната стойност на коефициента на използване на мощността  $C_{pBP} = 0.14$  е достигната при товар  $R_L = 27\Omega$ , при който коефициентът на нелинейни изкривявания  $k_{DP} = 1.69\%$ . От друга страна, минималният коефициент на нелинейни изкривявания се получава при товар  $R_L = 12\Omega$ , при който пък коефициентът на използване на мощността е 0.138.  $R_L = 9\Omega$  е минималният товар, при който двата коефициента остават без значими отклонения от екстремните си стойности – съответно  $C_{pBP} = 0.138$  и  $k_{DP} = 1.51\%$ .

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От направеното изследване могат да бъдат направени някои важни изводи. Оптимизационната задача за намиране на приемлив компромис между качествените показатели на усилвателя и разхода на електрическа мощност може да бъде решена като се състави система от диференциални уравнения с подходящи начални условия. Получените в аналитичен вид решения на тази система – функционални зависимости между качествените показатели и електрическите параметри на някои от градивните елементи биха дали възможност да бъдат получени в числов вид конкретни стойности на

удовлетворителния компромис, както и възможния диапазон на изменение.

Когато така създаденият математически модел бъде въведен и „надграден“ в подходящ симулационен модел за използваната компютърна програма за цялостно изследване на електронни схеми, компромисните решения могат да бъдат намирани и графоаналитично. Тези функционалности дават възможност да бъдат сравнявани едновременно и в реално време голям брой варианти на отговарящи на техническото задание съотношения между коефициентите на усилване и коефициентите, определящи ефективността.

Въпреки че изследването е проведено за сравнително ниска радиочестота, този симулационен подход е напълно приложим за изследване на режимен клас F за много по-високи честоти. Захранващите мощности и амплитудите (нивата) на входните сигнали са в обратна пропорция с увеличаването на работната честота. В тези случаи е необходимо да се подбере активен елемент с висок по каталожни данни коефициент на полезно действие и коефициент на използване на максималната мощност за съответната честотната лента и да се адаптира неговият заместващ симулационен модел.

Разработката може да бъде доразвита в посока на включване в оптимизацията и на условия за устойчивост на радиочестотен усилвател, също работещ в режим клас F, както и за изследване на нейното актуално приложение при други класове ключови режими на усилване.

## REFERENCE

- [1] Kazimierzuk, M.K., “RF power amplifiers”, TK7871.58.P6K39, 2008.
- [2] Kraus H.L., Bostian C. W., Raabs F.H., “Solid State Radio Engineering”, © John Wiley & sons Inc., 1980.
- [3] Grebennikov A. V., RF and Microwave Power Amplifier Design, New York: McGraw-Hill, 2004.
- [4] Nedelchev I., Sadinov S., “Radio communication equipment”, © V. Aprilov University Publishing House, ISBN: 978-954-683-574-1, Gabrovo, 2017.
- [5] Tomov M., Approaches for optimization of known active element models as per the purposes of the exploration - UNITECH' 2017 - Gabrovo, 17-18.11.2017, Volume II, ISSN 1313-230X, p.83-88.
- [6] Nedelchev I., Tomov M., Optimized Gain Achievement At Efficiency Over 90% And Minimized Noise Of RF Power Amplifiers By S-parametric correction, International scientific conference - UNITECH'2016 - Gabrovo, 18-19.11.2016, Vol. II, ISSN 1313-230X, pp. 168-172.
- [7] Nedelchev I., Tomov M., Optimization Of High Efficient RF Power Amplifying Schematics By Automated S-matrix Analysys - Scientific conference of Angel Kanchev University of Rousse 2016, Scientific papers of Rousse University - 2016, ISSN 1311-3321, volume 55, series 3.2. p.8-12
- [8] Nedelchev I., Sadinov S., Tomov M., Radio Frequency Parallel Circuit Class E Power Amplifier, International Scientific Conference - UNITECH'2016 - Gabrovo, 18-19.11.2016, Volume II, ISSN 1313-230X , pp. 102-107
- [9] Karapenev B. Modeling and simulation study of a simplified model of high-power radio frequency MOS transistors. Scientific works of the University of Ruse, volume 51, series 3.2, p.46-51, ISSN 1311-3321, 2012 г.