

СУБОПТИМАЛЕН РАДИОЧЕСТОТЕН МОЩЕН УСИЛВАТЕЛ КЛАС Е

SUB-OPTIMUM CLASS E RF POWER AMPLIFIER

Илия Неделчев

Технически университет – Габрово

Abstract

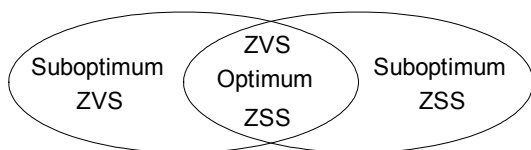
The Class E power amplifier has a big popularity because of its high efficiency. The above can be achieved in optimum class E when both soft commutation conditions have been met – zero voltage and zero voltage slope of during turn on. Meeting only the one of the above conditions is described as sub-optimum mode and effectively increases the degree of freedom with one. In addition to main amplifier parameters like operation frequency, output power and load resistance, both peak current and peak voltage over the switch can be used. The theoretical results have been confirmed with computer simulations.

Keywords: Class E amplifier, zero-voltage switching (ZVS), high efficiency.

ВЪВЕДЕНИЕ

Мощният усилвател клас Е намира широко приложение поради високата си ефективност дължащата се на резонансната товарна верига, която формира върху ключа нула напрежение (zero-voltage) и нула на наклона на напрежението (zero-slop) в момента на включване. Това са двете условия за оптимална работа на усилвателя [3]. При изпълнение само на едното условие - нула на напрежението (zero-voltage switching ZVS), или нула на наклона на напрежението (zero-slope switching ZSS) се получава субоптимална работа [2] (фиг. 1).

При субоптимален режим на работа изпълняващ само условието ZVS толеранса на изходния капацитет на транзистора се повишава с 10% и значително разширява използването (повече от 110%) на транзисторния ключ спрямо оптималния клас Е [4].



Фиг. 1. Режими на работа на усилвател клас Е

Изследването на субоптимална работа при удовлетворяване само на второто условие (ZSS) показва, че с около 30 % намаля-

ва пиковото напрежение върху ключа. Изходната мощност, която може да бъде получена с един и същ транзистор се увеличава с около 200%, а разширения коефициент на полезно действие (power-added efficiency PAE) намалява с 20 % в сравнение с конвенционалния усилвател [1].

В този доклад е показана възможност за проектиране на субоптимален клас Е усилвател с удовлетворяване само на ZVS условие при зададени: захранващо напрежение U_{DC} , изходна мощност P_o , съпротивление на товара R_L и работна честота f . Пикът на напрежението върху ключа и пикът на тока през ключа са важни параметри за усилвателя клас Е, защото чрез тях се избира ключовия прибор, който може да бъде използван. Проектирани са три усилвателя, един оптимален и два субоптимални с еднакви изходни параметри. Сравнени са работата и параметрите им, като резултатите са потвърдени чрез компютърна симулация.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Основната принципна схема за анализ на усилвател клас Е е показана на фиг. 2. Математическите изрази за проектиране са получени при следните допускания:

-индуктивността на захранващия дросел L_{DC} е достатъчно голяма за да се

пренебрегнат пулсациите на тока;

- активното съпротивление на намотката на захранващия дросела е нула, следователно падът на постоянно напрежение върху дросела е нула;

- качественият фактор на изходната резонансна верига е достатъчно голям, така че изходният ток да може да се счита за синусоиден;

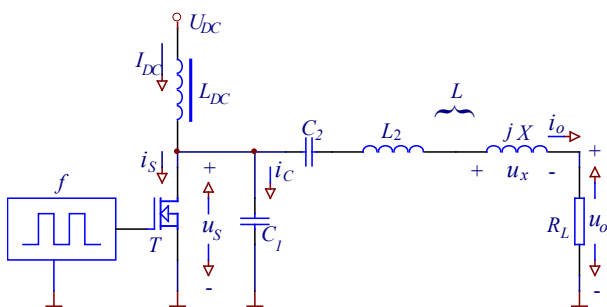
- товарното съпротивление включва и паразитното съпротивление на последователния трептящ кръг, т. е. резонансната верига се счита за чисто реактивна;

- съпротивлението в отпушено състояние R_{on} на MOSFET е нула;

- транзисторният ключ се превключва моментално;

- напрежението върху ключа u_s удовлетворява условието ZVS, когато ключа се включва;

- шунтиращият кондензатор C_1 е линеен.



Фиг. 2. Усилвател клас E – принципна схема

В интервала, когато ключът е изключен ($0 < \omega t < \pi$), токът през шунтиращия кондензатор е

$$i_c(\omega t) = I_{DC} - I_m \sin(\omega t + \phi), \quad (1)$$

където I_{DC} е захранващият постоянен ток, I_m е амплитудата на изходния ток и $\omega = 1/\sqrt{C_2 L_2}$ е ъгловата работна честота. Токът през ключа е $i_s(\omega t) = 0$, когато ключът е изключен. Напрежението върху ключа през този интервал е

$$u_s(\omega t) = \frac{1}{\omega C_1} \int_0^\pi i_c(\omega t) d\omega t, \quad (2)$$

$$u_s(\omega t) = \frac{I_{DC} \omega t + I_m \cos(\omega t + \phi) - I_m \cos \phi}{\omega C_1}. \quad (3)$$

В интервала, когато ключът е включен ($0 < \omega t < 2\pi$), токът през него е

$$i_s(\omega t) = I_{DC} - I_m \sin(\omega t + \phi), \quad (4)$$

а токът през шунтиращия кондензатор C_1 е съответно $i_c(\omega t) = 0$.

При субоптимална работа с коефициент на запълване $D=0,5$, налагайки ZVS условието $u_s(\pi) = 0$ от (3) се получава

$$I_{DC} = \frac{2I_m}{\pi} \cos \phi. \quad (5)$$

Тъй като се приема, че загубната мощност в веригата е нула, т. е. изходната мощност е равна на постояннотоковата мощност $I_{DC} U_{DC} = I_m^2 R_L / 2$. Следователно амплитудата на изходния ток може да се определи с изрази

$$I_m = \frac{4U_{DC}}{\pi R_L} \cos \phi. \quad (6)$$

Консумираният постоянен ток аналогично може да бъде определен

$$I_{DC} = \frac{8U_{DC}}{\pi^2 R_L} \cos^2 \phi. \quad (7)$$

Замествайки (6) и (7) в (1) се получава токът през шунтиращия кондензатор, когато ключът се включва:

$$i_c(\pi) = \frac{4U_{DC} \cos \phi}{\pi R} \left(\frac{2}{\pi} \cos \phi + \sin \phi \right). \quad (8)$$

Трябва да се отбележи, че ако $i_c(\pi) = 0$ при оптимален фазов ъгъл

$$\phi = \phi_{opt} = \arctg(-2/\pi) = -0.567 \text{ rad} = -32,5^\circ$$

се удовлетворяват условията за оптимална работа на усилвател клас E. Приема се, че коефициентът на полезно действие е 100%. Изходната мощност в този случай се определя от израза [4]:

$$P_o = 0,577 \frac{U_{DC}^2}{R_L}. \quad (9)$$

Тъй като, по условие компонента на постоянно напрежение върху захранващия дросел е нула то

$$U_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_s(\omega t) d\omega t = -\frac{2U_{DC} \sin 2\phi}{\pi^2 \omega C_1 R}. \quad (10)$$

Оттук се получава

$$\omega C_1 R_L = -\frac{2 \sin 2\phi}{\pi^2}. \quad (11)$$

При оптимална работа на усилвател клас Е $\omega C_1 R_L = 0,1836$. Замествайки (11), (6) и (7) в (3) за напрежението върху ключа при удовлетворяване на условието за субоптимална работа ZVS се получава

$$u_s(\omega t) = U_{DC} [-2\omega t \cos \phi - \pi \operatorname{cosec} \phi \cos(\omega t + \phi) + \pi \operatorname{ctg} \phi]. \quad (12)$$

При дадени параметри U_{DC} и ϕ от (12) може да се намери напрежението върху ключа u_s . След като се замести (7) и (8) в (1) и (2) се определят токът през шунтиращия кондензатор i_C и съответно токът през ключа i_s при зададени параметри U_{DC} , R_L и ϕ :

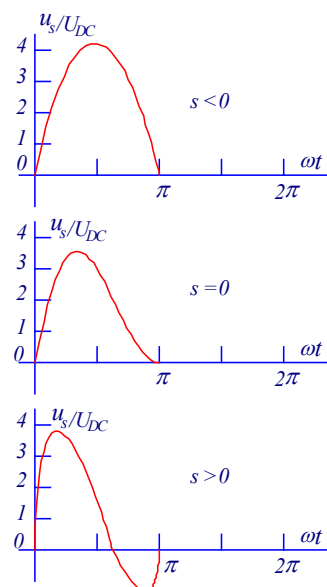
$$\begin{cases} i_C(\omega t) = \frac{4U_{DC}}{\pi R_L} \cos \phi [2 \cos \phi - \sin(\omega t + \phi)], \\ 0 < \omega t \leq \pi, \\ i_C(\omega t) = 0, & \pi < \omega t \leq 2\pi, \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} i_s(\omega t) = 0, & 0 < \omega t \leq \pi \\ i_s(\omega t) = \frac{4U_{DC}}{\pi R_L} \cos \phi [2 \cos \phi - \sin(\omega t + \phi)], \\ \pi < \omega t \leq 2\pi. \end{cases} \quad (14)$$

Наклонът на напрежението s [V/s] върху ключа в момента на включване се дефинира като в [4]

$$s = \left. \frac{du_s}{dt} \right|_{\omega t = \pi} = -U_{DC} (2 \operatorname{ctg} \phi + \pi). \quad (15)$$

При оптимален режим на усилвател клас Е, т. е. когато са изпълнени и двете условия (ZVS и ZSS), то $s = 0$. Ако $s < 0$ и е удовлетворено само условието ZVS (субоптимален режим) в момента на включване на ключа, напрежението върху него намалява. Когато $s > 0$ и е удовлетворено само условието ZVS напрежението върху ключа в момента на включване нараства, като напрежението преди включване е отрицателно (фиг. 3).



Фиг. 3. Форма на напрежението върху ключа при оптимален и субоптимален режим

Пиковият ток през ключа I_{SM} се определя като сума от постоянния ток I_{DC} и амплитудата на изходния ток I_m

$$I_{SM} = I_{DC} + I_m = \frac{4U_{DC}}{\pi R_L} \cos \phi \left(\frac{2}{\pi} \cos \phi + 1 \right). \quad (16)$$

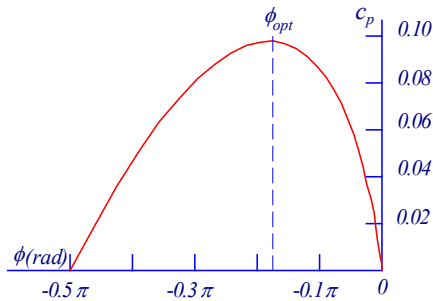
Пиковото напрежение върху ключа се определя от израза

$$U_{SM} = \frac{I_{DC} \theta + I_m \cos(\theta + \phi) - I_m \cos \phi}{\omega C_1}, \quad (17)$$

$$\text{където } \theta = -\phi + \sin^{-1} \left(\frac{2}{\pi} \cos \phi \right).$$

Нормализираната изходна мощност се определя като отношение на изходната мощност към пиковата мощност

$$c_p = \frac{P_o}{I_{SM} U_{SM}}. \quad (18)$$



Фиг. 4. Зависимост на нормализираната изходна мощност $c_p = f(\phi)$

На фиг. 4 е показана зависимостта на нормализираната изходна мощност c_p от фазовия ъгъл ϕ . Максимална стойност на нормализираната изходна мощност c_p се получава при оптимално стойност на фазовия ъгъл $\phi = \phi_{opt}$, равна на 0,098 ($c_p = 0,098$).

За изследване са проектирани два усилвателя клас Е със субоптимален режим и един с оптимален режим. В първия случай дадените параметри за проектиране са: работна честота f , захранващо постоянно напрежение U_{DC} , съпротивление на товара R_L и пиково напрежение върху ключа U_{SM} . Във втория случай като параметри за проектиране са дадени: работна честота f , захранващо постоянно напрежение U_{DC} , съпротивление на товара R_L и пиков ток през ключа I_{SM} . За проектиране на номиналната схема са необходими само три параметъра: работна честота f , захранващо постоянно напрежение U_{DC} и съпротивление на товара R_L . Допълнителните параметри, като пиковото напрежение върху ключа и пиковият ток през ключа могат да бъдат взети под внимание поради увеличаване на степените на свобода при проектиране на субоптимален режим. За да могат да се сравняват получените резултати и трите усилвателя са проектирани при следните изходни параметри: работна честота $f = 3,5$ MHz, изходна мощност $P_o = 100$ W, съпротивление на товара $R_L = 25 \Omega$, качествено фактор на товарната

верига $Q = 10$ и коефициент на запълване $D = 50\%$.

В първия пример Sub_{01} при проектиране се използва нормализирана стойност на пиковото напрежение върху ключа

$$\frac{U_{SM}}{U_{DC}} = 4,36. \quad (19)$$

Нормализираната стойност на пиковия ток през ключа във втория пример $Sub_{0,35}$ е

$$\frac{I_{SM} R_L}{U_{DC}} = 0,356. \quad (20)$$

Стойността на шунтиращия капацитет C_I се определя от уравнение (11), а останалите елементи от товарната верига се определят от уравненията [4]

$$X = R_L \left(ctg \phi - \frac{\pi^2}{4} \cos ec 2\phi \right), \quad (21)$$

$$L = \frac{R_L Q}{\omega}, \quad (22)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega(RQ - X)}, \quad (23)$$

$$L_{DC} = 2 \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \frac{R_L}{f}. \quad (24)$$

Големината на захранващото постоянно напрежение U_{DC} се коригира в съответствие с ефективното захранващо напрежение U_{eff} , необходимо за получаване на желаната изходна мощност и съпротивлението на транзисторния ключ в отпушено състояние R_{ON} [2]

$$U_{DC} = \frac{U_{eff}(R_L + 1,365 R_{ON})}{R_L}. \quad (25)$$

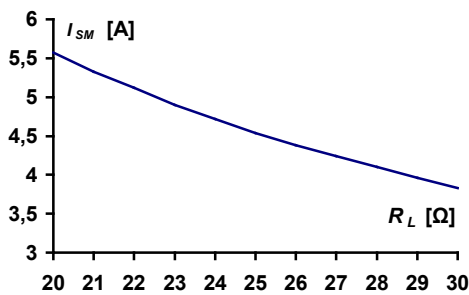
В зависимост от пиковите стойности на напрежението върху ключа U_{SM} и токът през ключа I_{SM} е избран MOSFET IRF 830.

Резултатите от проектирането на оптимален и субоптимален режим и от компютърната симулация са представени в таблица 1.

Таблица 1

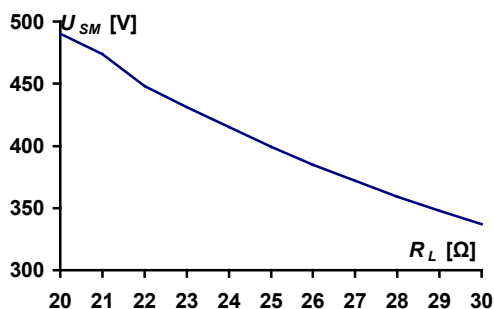
	Теоретични			Ком. симулация		
	<i>Sub₀₁</i>	<i>Opt</i>	<i>Sub₀₃₅</i>	<i>Sub₀₁</i>	<i>Opt</i>	<i>Sub₀₃₅</i>
U_{DC} [V]	63	71	132	60	70	130
U_{SM} [V]	255	234	390	280	270	450
U_m [V]	71	71	71	69	70	70
I_{SM} [A]	4,54	4,34	1,74	4,6	4,3	1,8
s/U_{DC}	3,014	0	2,123	3,1	0	2,2
c_p	0,087	0,098	0,089	0,078	0,089	0,083
η [%]	92	94,5	92,3	90,5	93	91,4
C_1 [pF]	217	327	298	220	320	300
C_2 [pF]	204	206	248	200	200	240
L [μH]	11,37	11,37	11,37	11,30	11,30	11,37
L_{DC} [μH]	50	50	50	50	50	50

В много случаи по време на експлоатация товарът променя стойността на съпротивлението си. Това оказва съществено влияние върху режима на работа на усилвателя клас Е. За първия случай на субоптимален режим *Sub₀₁*, критична се явява зависимостта на пиковия ток I_{SM} от изменението на товарното съпротивление R_L (фиг. 5). Промяната на съпротивлението R_L с $\pm 20\%$ от номиналната стойност не повишава дрейновия ток над допустимия за избрания транзистор.



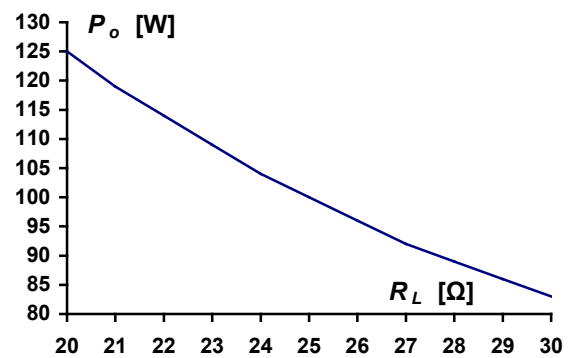
Фиг. 5. Зависимост на пиковия ток от съпротивлението на товара $I_{SM} = \varphi(R_L)$

Голямото намаляване на товарното съпротивление от порядъка на 50% спрямо номиналната му стойност, води до недопустимо увеличаване на пиковия ток I_{SM} , което би довело до аварийен режим. По тази причина трябва да бъдат предвидени съответните мерки за защита от претоварване.



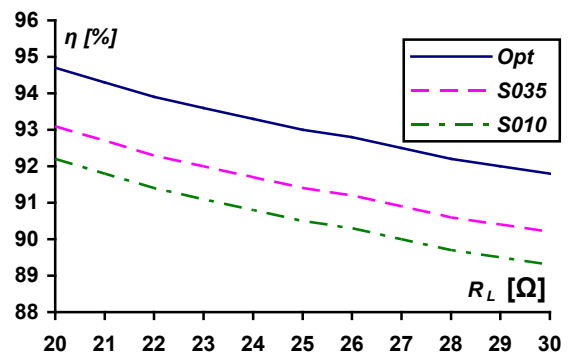
Фиг. 6. Зависимост на пиковото напрежение от съпротивлението на товара $U_{SM} = \varphi(R_L)$

За втория случай *Sub₀₃₅* критично се явява пиковото напрежение върху ключа U_{SM} . Зависимостта му от съпротивлението на товара е показана на фиг. 6. Напрежението се запазва в допустимите граници на напрежение върху дрейна за съответния транзистор при изменение на товарното съпротивление с $\pm 20\%$ спрямо номиналната му стойност. Аналогично на първия случай опасност от аварийен режим може да възникне при голямо намаление на товарното съпротивление (над 20%). За избягване на разрушаване на транзисторния ключ трябва да бъде предвидена защита от претоварване.



Фиг. 7. Товарна характеристика $P_o = \varphi(R_L)$

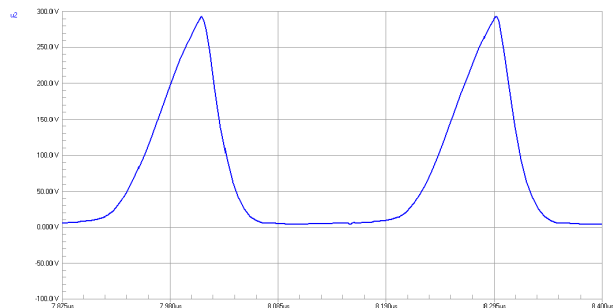
Направените изследвания показват, че и в двата случая *Sub₀₁* и *Sub₀₃₅* товарните им характеристики се различават незначително от тази на оптималния режим и за това на фиг. 7 е отразена само една графика.



Фиг. 8. Зависимост на ефективността от съпротивлението на товара $\eta = \varphi(R_L)$

Влиянието на изменението на товарното съпротивление R_L върху коефициента на полезно действие η за трите изследвани усилвателя е представено графично на фиг. 8. Ефективността и на трите усилвателя се

променя в съответствие с товарната характеристика. Усилвателят с оптимален режим има най-голям коефициент на полезно действие, по-голям от този с субоптимален режим с 2,5% и 1,4% съответно за случай Sub_{01} и Sub_{035} .



Фиг. 9. Форма на напрежението дрейн-сорс u_s

Компютърната симулация за проверка на получените резултати е направена с Protel 99 SE, като са използвани Spice моделни параметри на избрания при проектирането MOSFET IRF 830. Формата на напрежението дрейн-сорс върху транзисторния ключ u_s , при оптимална работа е показана на фиг. 9. Вижда се, че са изпълнени и двете условия за мека комутация. Аналогични са формите на напреженията и за другите два случая Sub_{01} и Sub_{035} , като са различни само наклоните на напрежението върху ключа в момента на включване, което е характерно за субоптимален режим.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проектирането на усилвател клас Е в субоптимален режим е съобразено с пико-

вите стойности на напрежението върху ключа и тока през ключа в момента на включване. Тези стойности се явяват съществени параметри при избор на транзисторен ключ. За сметка на незначителното намаляване на коефициента на полезно действие, в случая с около 2,5% и на нормализираната мощност c_p спрямо оптималния режим, една и съща изходна мощност може да се получи при около 12% по-малко захранващо напрежение или при около 50% по-малък ток. Респективно при едно и също захранващо напрежение може да се получи с около 30% по-голяма изходна мощност от тази в оптимален режим. Това позволява да се използва транзистор с по-малък изходен капацитет и съответно за по-висока работна честота.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Acar, M. A. J. Annema, B. Nauta. Variable-Voltage Class-E Power Amplifiers. IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 2007, pp. 1095-1098, 3-8 June 2007, Honolulu, HI, USA.
- [2] Raab, F. H. Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier. IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. cas-24, No. 12, pp. 725-735, December 1977.
- [3] Sokal, N. O., A. D. Sokal. Class E- A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. Sc-10, No. 3, pp. 168-176, June 1975.
- [4] Suetsugu, T., M. K. Kazimierczuk. Design Procedure of Class-E Amplifier for Off-Nominal Operation at 50% Duty Ratio. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, vol. 53, No. 7, pp.1468-1476, July 2004.