

Wzmacniacz klasy E ze zmienną impedancją obciążenia

Streszczenie. W wielu zastosowaniach rezonansowych wzmacniaczy klasy E np. nagrzewnicach indukcyjnych, przetwornicach napięcia stałego, bezprzewodowych ładowarkach itp. wymagana jest praca układu ze zmienną impedancją obciążenia i wysoką sprawnością energetyczną. W artykule przedstawiono wyniki analizy pracy wzmacniacza klasy E zaprojektowanego dla warunków optymalnych, sinusoidalnego prądu wyjściowego oraz unormowanego czasu włączenia tranzystora kluczującego $D=0,5$ w warunkach zmian zarówno impedancji obciążenia jak i częstotliwości pracy.

Abstract. In industrial applications such as e.g. induction heaters, dc/dc converters and wireless battery chargers Class E ZVS resonant amplifiers are often required to operate efficiently with variable both load impedance and operation frequency. The paper presents analysis results for the basic Class E ZVS amplifier designed for nominal operation with a sinusoidal output current and normalized transistor on-time $D=0.5$ loaded with variable impedance and operated at regulated frequency. **Class E amplifier with variable load impedance**

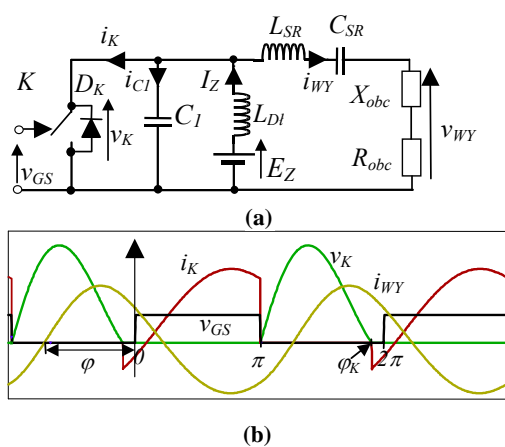
Słowa kluczowe: wzmacniacz klasy E, falownik rezonansowy, kluczowanie ZVS regulacja mocy wyjściowej.

Keywords: Class E amplifier, resonant inverter, ZVS switching, output power control.

Wstęp

Rezonansowe wzmacniacze (falowniki) klasy E dzięki wysokiej sprawności przetwarzania energii prądu stałego na prąd/napięcie w.cz. znajdują obecnie szerokie zastosowanie w urządzeniach przemysłowych takich jak nagrzewnice indukcyjne, przetwornice napięcia stałego, radiokomunikacyjne urządzenia nadawcze, a także w urządzeniach powszechnego użytku np. kuchenki indukcyjne, bezprzewodowe ładowarki akumulatorów itp. W dużej części tych zastosowań wzmacniacze klasy E pracują w warunkach zmiennej rezystancji/impedancji obciążenia. Znaczna część publikacji analizujących pracę wzmacniacza klasy E koncentruje się głównie na opisie zjawisk i optymalizacji parametrów układu w warunkach stałej rezystancji/impedancji obciążenia oraz na ogół stałej częstotliwości pracy [1] – [13]. Mniej artykułów [14] – [23] omawia zagadnienia teoretyczne wynikające z praktycznych aplikacji, w których wzmacniacz zaprojektowany dla warunków optymalnych lub suboptymalnych oraz określonej znamionowej mocy wyjściowej (rezystancji obciążenia) pracuje następnie ze zmienną impedancją obciążenia lub/i zmienną częstotliwością pracy. Zmiana impedancji obciążenia i częstotliwości pracy wzmacniacza wpływa na jego moc wyjściową oraz warunki pracy elementu aktywnego (praca ZVS lub NZVS), a tym samym na moc strat w układzie i sprawność energetyczną wzmacniacza. Stąd też ważny jest szczegółowy opis zjawisk zachodzących w układzie w takich warunkach by np. oszacować moc wyjściową przy zmieniającej się impedancji obciążenia lub też zakres częstotliwościowej regulacji mocy wyjściowej zachowującej warunki ZVS pracy elementu aktywnego. Parametry te są kluczowe zarówno na etapie projektowania jak również decydują o walorach użytkowych zbudowanego urządzenia. W artykule przedstawiono wyniki teoretycznej analizy pracy podstawowego rozwiązania wzmacniacza klasy E z szeregowym obwodem rezonansowym przedstawiony na rysunku 1a przeanalizowano dla następujących założeń:

suboptymalnych uzyskując istotnie większy zakres częstotliwościowej regulacji mocy wyjściowej w porównaniu do układu optymalnego. Zaproponowano i sprawdzono adaptacyjny układ sterujący tranzystorem kluczującym. Rozwiązanie to poprzez regulację czasu włączenia klucza (PWM) umożliwia pracę ZVS w obszarze impedancji obciążenia wzmacniacza, gdzie w przypadku stosowania stałego czasu włączenia tranzystora ($D=0,5$) występuje praca NZVS. Wyniki analizy zweryfikowano eksperymentalnie na przykładzie wzmacniacza o mocy znamionowej $P_{Oznam}=100W$, częstotliwości pracy $f_{znam}=140$ kHz i napięciu zasilania $E_Z=48V$ uzyskując dla warunków znamionowych sprawność energetyczną $\eta_{znam}=0,95$.



Rys. 1 Uproszczone schematy ideowy podstawowego układu wzmacniacza klasy E (a) oraz przebiegi dla stanu suboptymalnego (b)

Analiza wzmacniacza

Wzmacniacz klasy E z szeregowym obwodem rezonansowym przedstawiony na rysunku 1a przeanalizowano dla następujących założeń:

z1) Klucz K jest idealnym bezstratnym i bezinercyjnym kluczem z idealną diodą D_K , antyrównoległą D_K .

z2) Napięcie v_{GS} sterujące kluczem K jest napięciem prostokątnym o częstotliwości f_{opt} i stałym wypełnieniu $D=0,5$ (przewodzenie diody D_K sprawia, że sumaryczny czas włączenia klucza może być większy),

z3) Elementy bierne C_1 , C_{SR} , L_{SR} , L_{DL} są liniowe i bezstratne, oraz indukcyjność L_{DL} jest wystarczająco duża, aby zaniedbać tętnienia prądu dławika, zaś pojemność równoległa klucza C_1 ma reaktancję określoną wzorem (2)

dla układu optymalnego z $D=0,5$,

z4) Prąd wyjściowy $i_{wy}(t)=I_{obc} \sin(\omega t + \varphi)$ wzmacniacza jest przebiegiem sinusoidalnym (dla badań wpływu odstrojenia $A=f/f_{opt}$ na pracę układu przyjęto dobroć gałęzi szeregowej w warunkach optymalnych $Q_{SRopt}=5$). Ponadto, przyjmuje się na podstawie [1], że w stanie optymalnym wzmacniacza ($X_{obc}=0$, $R_{obc}=R_{obcznam}=R_{opt}$) dla $D=0,5$ pochodna napięcia na kluczu $dv_K/d\omega t=0$ w chwili $\omega t=2\pi$ oraz następujące parametry wzmacniacza i wartości jego elementów są określone wzorami:

- moc wyjściowa w stanie optymalnym P_{WYopt}

$$(1) \quad P_{WYopt} = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{E_Z^2}{R_{opt}}$$

- reaktancja kondensatora równoległego C_1

$$(2) \quad X_{C1} = \frac{\pi(\pi^2 + 4)}{8A} R_{opt}$$

- reaktancja wypadkowa X_{SR} gałęzi szeregowej $L_{SR}-C_{SR}$

$$X_{SR} = X_{LSR} - X_{CSR}$$

$$(3) \quad = Q_{SRopt} \left(A - \frac{1}{A} \right) R_{opt} + \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16A} R_{opt}$$

- napięcie zasilania E_Z wzmacniacza dane jest wzorem

$$(4) \quad P_{WYopt} = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{E_Z^2}{R_{opt}} = \frac{1}{2} I_{opt}^2 R_{opt}$$

$$\rightarrow E_Z = \frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{4} I_{opt} R_{opt}$$

gdzie I_{opt} - amplituda prądu i_{wy} w gałęzi szeregowej $L_{SR}-C_{SR}$ dla stanu optymalnego.

Dla układu z Rys.1a obciążonego rezystancją R_{obc} i reaktancją X_{obc} z równości mocy zasilania P_Z i mocy wyjściowej P_{WY} oraz (4) dostajemy

$$(5) \quad P_{WYopt} = P_Z = E_Z \cdot I_Z = \frac{1}{2} I_{obc}^2 R_{obc} \rightarrow I_Z = \frac{2}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \frac{R_{obc}}{R_{opt}} \frac{I_{obc}}{I_{opt}} = \frac{2}{\sqrt{\pi^2 + 4}} r_O p_O I_{obc}$$

gdzie $r_O=R_{obc}/R_{opt}$, $p_O=I_{obc}/I_{opt}$ - odpowiednio, unormowane rezystancja obciążenia R_{obc} oraz amplituda prądu wyjściowego I_{obc} względem parametrów dla stanu optymalnego.

Napięcie na kluczu $v_K(\omega t)$ wyraża się zależnością

$$(6) \quad v_K(\omega t) = \begin{cases} 0, & \text{dla } 0 \leq \omega t < \pi \\ X_{C1} \int_{\pi}^{\omega t} (I_Z - i_{wy}) d\omega\tau, & \text{dla } \pi \leq \omega t < \varphi_K \\ 0, & \text{dla } \varphi_K \leq \omega t < 2\pi \end{cases}$$

Dla wzmacniacza obowiązują następujące zależności:

$$(7) \quad v_K(\omega t = \varphi_K) = 0$$

$$(8) \quad E_Z = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\varphi_K} v_K d\omega t$$

$$(9) \quad I_{obc} = \frac{|V_{K1}|}{|R_{obc} + X_{SR} + X_{obc}|} = \frac{\sqrt{V_{K1R}^2 + V_{K1X}^2}}{\sqrt{R_{obc}^2 + (X_{SR} + X_{obc})^2}} = \frac{\sqrt{V_{K1R}^2 + V_{K1X}^2}}{R_{opt} \sqrt{r_O^2 + (x_{SR} + x_O)^2}}$$

gdzie $x_{SR}=X_{SR}/R_{opt}$, $x_O=X_{obc}/R_{opt}$ - unormowane reaktancje na częstotliwości f , odpowiednio dla gałęzi $L_{SR}-C_{SR}$ oraz reaktancji obciążenia X_{obc} ; V_{K1} - amplituda składowej podstawowej napięcia v_K klucza, zaś V_{K1R} , V_{K1X} - składowe rozkładu V_{K1} w szereg Fouriera.

Na podstawie (7), (8), (9) otrzymujemy układ równań {(10), (11), (12)}

$$(10) \quad \frac{2r_O p_O}{\sqrt{\pi^2 + 4}} (\varphi_K - \pi) + \cos(\varphi_K + \pi) + \cos \varphi = 0$$

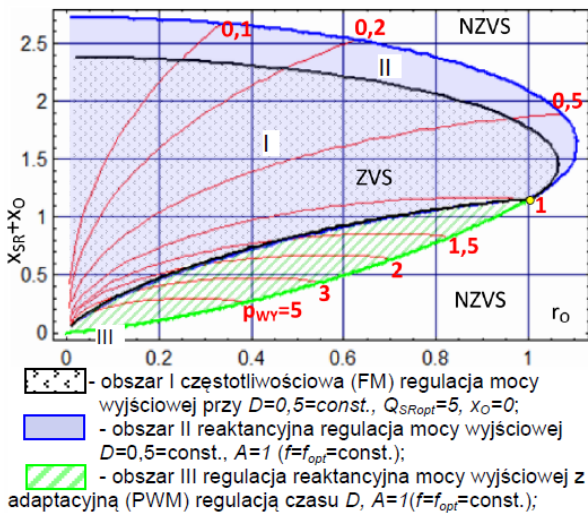
$$(11) \quad \frac{p_O}{4A} \left[\frac{r_O p_O (\pi - \varphi_K)^2 + \sqrt{\pi^2 + 4} \left((\varphi_K - \pi) \cos \varphi + \sin \varphi + \sin(\varphi + \varphi_K) \right) \right] = 1$$

$$(12) \quad \left(\frac{\pi^2 + 4}{16A} \right)^2 \times \left[\frac{4r_O p_O}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \left(1 + \cos \varphi_K + (\varphi_K - \pi) \sin \varphi_K \right) + (\varphi_K - \pi) \cos \varphi + \sin(\varphi + \varphi_K) - \sin(\varphi - \varphi_K) + \frac{1}{2} (\sin(\varphi + 2\varphi_K) - \sin \varphi) \right]^2 + \left[\frac{4r_O p_O}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \left((\pi - \varphi_K) \cos \varphi_K + \sin \varphi_K \right) + (\pi - \varphi_K) \sin \varphi - \cos(\varphi - \varphi_K) - \cos(\varphi + \varphi_K) - \frac{1}{2} (3 \cos \varphi + \cos(\varphi + 2\varphi_K)) \right]^2 = r_O^2 + \left(\frac{1}{A} \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} + x_O + Q_{SRopt} \left(A - \frac{1}{A} \right) \right)^2$$

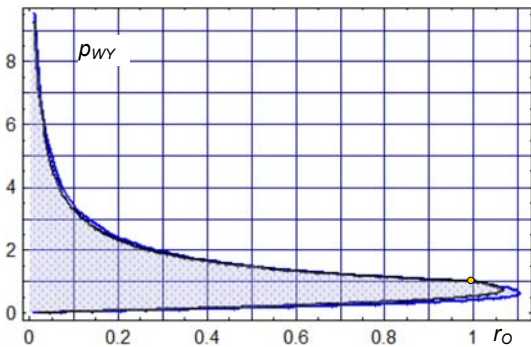
Rozwiązując numerycznie układ równań {(10), (11), (12)} dla zadanych: unormowanego obciążenia r_O i x_O , dobroci Q_{SRopt} oraz odstrojenia A dostajemy $\{\varphi, \varphi_K, p_O\}$, które służą do wyznaczenia przebiegów prądów i napięć we wzmacniaczu oraz unormowanej mocy wyjściowej p_{WY}

$$(13) \quad p_{WY} = \frac{P_{WY}}{P_{WYopt}} = \frac{\frac{1}{2} I_{obc}^2 R_{obc}}{\frac{1}{2} I_{opt}^2 R_{opt}} = p_O^2 r_O$$

Obszar I na rysunku 2 wyznacza zakres unormowanej reaktancji x_{SR} zapewniający pracę ZVS wzmacniacza przy zmianach rezystancji obciążenia r_O dla częstotliwościowej regulacji mocy wyjściowej przy $D=0,5=const.$, $Q_{SRopt}=5$ oraz $x_O=0$ (obciążenie rezystancyjne). Obszar II przedstawia zakres unormowanej reaktancji $x_{SRopt}+x_O$ zapewniający pracę ZVS przy zmianach unormowanej rezystancji obciążenia r_O dla regulacji mocy wyjściowej poprzez zmiany reaktancji obciążenia x_O przy $D=0,5$ oraz stałej częstotliwości pracy $f=f_{opt}$ ($A=1$, $x_{SR}=\pi(\pi^2-4)/16$). Odpowiadający obszarom I i II zakres regulacji mocy wyjściowej p_{WY} pokazany na rysunku 3 jest prawie identyczny dla obu obszarów, a więc częstotliwościowa i reaktancyjna metoda regulacji mocy wyjściowej w rozważanym przypadku umożliwiają regulację mocy wyjściowej w zbliżonym zakresie.



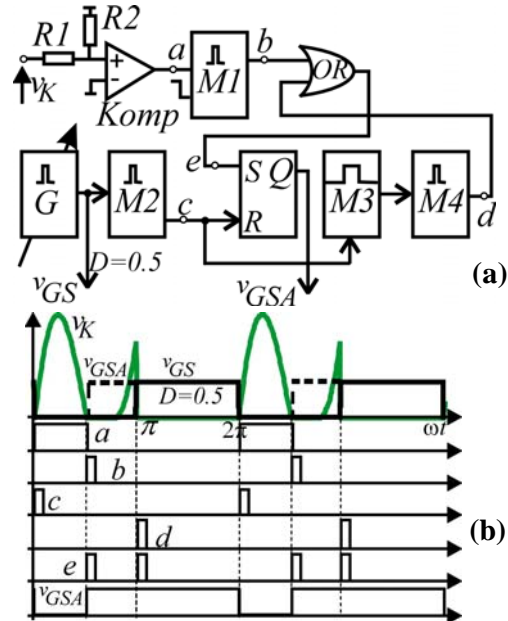
Rys. 2 Unormowana reaktancja $X_{SR}+X_O=(X_{SR}+X_{Obc})/R_{opt}$ vs. unormowanej rezystancji obciążenia $r_O=R_{obc}/R_{opt}$ wzmacniacza zapewniająca kluczowanie ZVS; $p_{wy}=P_{wy}/P_{opt}=const$ - linie stałej unormowanej mocy wyjściowej wzmacniacza dla $A=1$ ($f=f_{opt}=const.$)



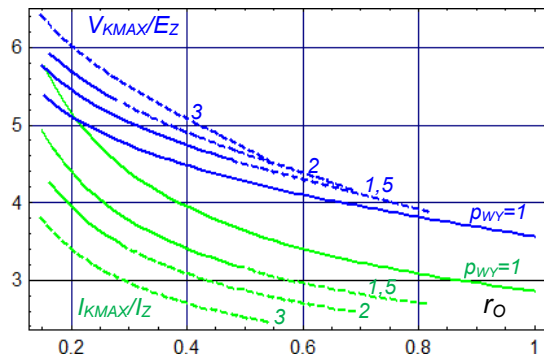
Rys.3 Unormowane charakterystyki zakresu regulacji mocy wyjściowej p_{wy} wzmacniacza dla obszaru I i II ($D=0,5=const.$) z rysunku 2

Praktyczna realizacja reaktancyjnej regulacji mocy wyjściowej wymaga na ogół zastosowania, co najmniej dodatkowego tranzystora jako regulatora synchronicznego sterującego wartością elementu reaktancyjnego [24, 25, 26]. Komplikuje to układ wzmacniacza, ale zapewnia stałą częstotliwość pracy zawężając tym samym widmo wytwarzanych zakłóceń. W obszarze I i II wzmacniacz pracuje suboptymalnie z wyjątkiem punktu optymalnej pracy o współrzędnych $\{r_O=r_{opt}=1, X_{SR}+X_O=X_{SRopt}=\pi(\pi^2-4)/16\}$ (żółty punkt na wykresach rys. 2 i rys. 3). W obszarze III dla uzyskania warunków ZVS konieczna jest regulacja czasu D np. za pomocą adaptacyjnego układu sterującego przedstawionego na rys. 4. W układzie tym komparator *Komp* wykrywa, gdy napięcie klucza $v_K=0$ i włącza klucz *K* za pomocą przerzutnika *M1* ustawiając stan $Q=1$ przerzutnika *SR*. Stan włączenia klucza jest utrzymywany, aż do początku nowego okresu kluczowania. Wtedy za pomocą *M2*, ustawiany jest $Q=0$ i klucz jest wyłączany. Przerzutniki *M3*, *M4* oraz bramka *OR* umożliwiają start układu, gdy wzmacniacz nie pracował (wtedy $v_K=E_Z > 0$ i komparator *Komp* nie może zmienić stanu i włączyć klucza *K*). Zaletą układu adaptacyjnego jest wyeliminowanie przewodzenia diody antyrówoległej D_K , co obniża straty i prowadzi do podwyższenia sprawności. Na granicy obszaru III (rysunek 2 - dolna, zielona linia brzegowa) wzmacniacz osiąga stan optymalny dla $D \geq 0,5$ i mocy wyjściowej $p_{wy} \geq p_{wyopt}$, przy czym wartości D oraz mocy rosną ze zmniejszaniem r_O . Praca w stanie suboptymalnym z malejącą wartością r_O powoduje wzrost maksymalnych

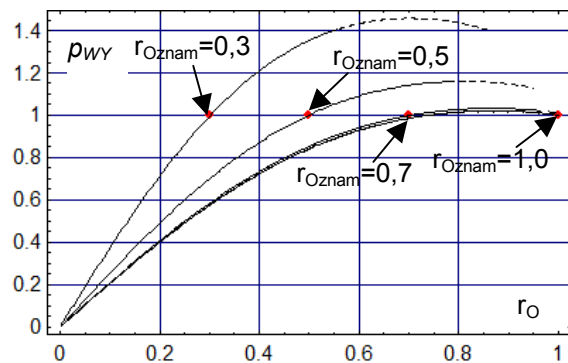
wartości napięcia V_{KMAX} i prądu I_{KMAX} klucza (Rys. 5) powyżej wartości odpowiadających warunkom znamionowym.



Rys. 4 Schemat blokowy adaptacyjnego układu sterującego (c) oraz teoretyczne przebiegi ilustrujące usuwanie warunków NZVS (d): G- generator napięcia prostokątnego o regulowanej częstotliwości f i współczynniku wypełnienia $D=0,5$; *Komp*-komparator napięcia, *M1*, *M2*, *M3*, *M4* - przerzutniki monostabilne wyzwalane zboczem opadającym, v_{GSA} - napięcie bramkowe sterujące kluczem)

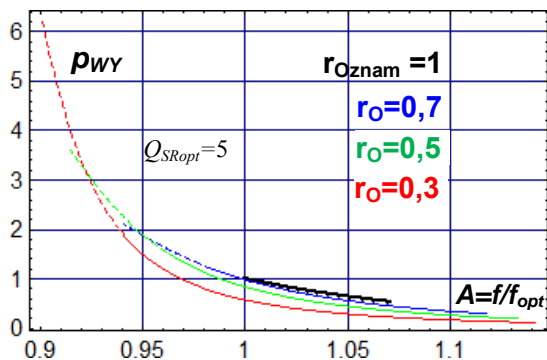


Rys. 5 Unormowane maksymalne wartości napięcia V_{KMAX}/E_Z oraz prądu I_{KMAX}/I_Z klucza vs. unormowanej rezystancji obciążenia r_O dla wzmacniaczy suboptymalnych opisanych liniami stałej mocy $p_{wy}=\{1, 1,5, 2, 3\}$ na rysunku 2



Rys. 6 Unormowana moc wyjściowa p_{wy} vs. unormowanej rezystancji obciążenia r_O dla wzmacniacza optymalnego ($r_{Oznam}=1$) oraz wzmacniaczy suboptymalnych o mocy znamionowej równej mocy wzmacniacza optymalnego dla $D=0,5$ (linią przerywaną zaznaczono na wykresach wejście wzmacniaczy w obszar III wymagający regulacji czasu D);

Cechą pracy wzmacniacza w stanie suboptymalnym jest również możliwość częstotliwościowej lub reaktancyjnej regulacji mocy wyjściowej w szerokim zakresie i uzyskanie mocy zarówno większej jak i mniejszej niż w warunkach znamionowych, dla których projektowany jest wzmacniacz - rysunki 3, 6, 7. Podobnie, maksymalna wartość rezystancji obciążenia we wzmacniaczu suboptymalnym może być większa niż projektowana wartość znamionowa (rysunek 6) przy zachowaniu pracy ZVS.



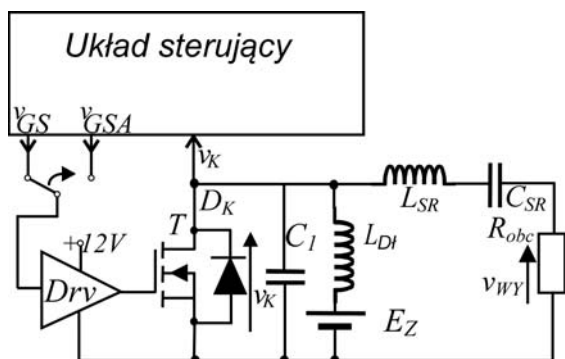
Rys. 7 Unormowana moc wyjściowa wzmacniacza optymalnego p_{WY} vs. względnego odstrojenia A dla różnych wartości unormowanego obciążenia r_o

Zakres regulacji mocy wyjściowej wzmacniacza szybko zwiększa się wraz ze zmniejszaniem się rezystancji obciążenia i coraz głębszym wejściem wzmacniacza w stan suboptymalny, przy czym zwiększa się osiągalna moc maksymalna jak również jednocześnie maleje osiągalna moc minimalna.

Układ eksperymentalny

W celu weryfikacji poprawności przedstawionej analizy zaprojektowany został wzmacniacz klasy E pracujący w stanie suboptymalnym dla mocy znamionowej. Dla wzmacniacza tego zbadano charakterystykę częstotliwościowej regulacji mocy wyjściowej oraz zależność mocy wyjściowej od rezystancji obciążenia. Sprawdzono również działanie adaptacyjnego układu sterującego czasem D włączenia klucza tranzystorowego.

Uproszczony schemat układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 8. Układ ten został zaprojektowany do badań wzmacniacza przy stałej jak i regulowanej częstotliwości pracy oraz przy stałym czasie włączenia $D=0,5$ jak i z regulacją czasu włączenia realizowaną za pomocą adaptacyjnego układu sterującego (rysunek 4).



Rys. 8 Uproszczony schemat układu pomiarowego (Układ sterujący jak na rysunku 4a), Drv - driver bramkowy TC4422, T- MOSFET IRFP4768

Projektując wzmacniacz suboptymalny należy zwrócić uwagę na istniejący w tym przypadku dodatkowy stopień swobody polegający na możliwości wyboru np. rezystancji

obciążenia. Dla porównania we wzmacniaczu optymalnym rezystancja obciążenia jest jednoznacznie określona przez moc wyjściową, napięcie zasilania oraz czas włączenia klucza D . Wartość maksymalna znamionowej rezystancji obciążenia $R_{obcznam}$, dla której projektowany jest wzmacniacz dla stanu suboptymalnego ograniczona jest jednakże od góry wartością rezystancji, przy której wzmacniacz wchodzi w stan nieoptymalny lub stan optymalny. Przykładowo dla $D=0,5$ oraz $p_{WY}=1$ powinno zachodzić $R_{obcznam} < R_{opt}$ ($r_{Oznam} < 1$). Dla innych wartości unormowanej mocy wyjściowej p_{WY} oraz $D=0,5$ maksymalne wartości $R_{obcznam}$ dla stanu suboptymalnego można znaleźć na rysunku 2 jako przecięcie linii stałej mocy ($p_{WY}=const.$) z linią ograniczającą obszar II. Ograniczenie na minimalną wartość $R_{obcznam}$ wynika natomiast ze wzrostu maksymalnych wartości prądów i napięć na elementach układu wraz ze zmniejszeniem rezystancji obciążenia, co zwiększa wymagania wobec stosowanych elementów i może prowadzić do wzrostu strat mocy oraz obniżenia sprawności energetycznej.

Wzmacniacz eksperymentalny zaprojektowano dla stanu suboptymalnego oraz następujących parametrów: $D=0,5$, $E_Z=48$ V, $f_{znam}=f_{opt}=140$ kHz ($A=1$), $P_{WYznam}=100$ W - znamionowa moc wyjściowa, $\eta_{znam}=0,95$ - sprawność dla mocy znamionowej P_{WYznam} , $R_{obcznam}=8$ Ω - rezystancja obciążenia dla P_{WYznam} , $Q_{SRznam}=5$ - dobroć gałęzi szeregowej dla rezystancji $R_{obcznam}$, $p_{WY}=(P_{WYznam}+P_{str})/P_{opt}=1$ - unormowana moc wyjściowa z uwzględnieniem strat mocy. Rezystancja optymalna wzmacniacza [1]:

$$(14) \quad R_{opt} = \frac{0,5768 \cdot E_Z^2}{\frac{P_{WYznam}}{\eta}} = \frac{0,5768 \cdot 48^2}{\frac{100}{0,95}} = 12,625 \Omega$$

Moc strat we wzmacniaczu

$$(15) \quad P_{str} = P_{WYznam} \frac{1-\eta}{\eta} = 100 \frac{1-0,95}{0,95} = 5,26 W$$

Amplituda prądu wyjściowego I_{obc}

$$(16) \quad I_{obc} = \sqrt{\frac{2P_{WYznam}}{R_{obcznam}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 100}{8}} = 5 A$$

Szeregowa zastępcza rezystancja strat w gałęzi L_{SR} - C_{SR}

$$(17) \quad R_{str} = \frac{2P_{str}}{I_{obc}^2} = \frac{2 \cdot 5,26}{5^2} = 0,42 \Omega$$

Unormowana rezystancja obciążenia z uwzględnieniem strat we wzmacniaczu wynosi

$$(18) \quad r_{Oznam} = \frac{R_{obcznam} + R_{str}}{R_{opt}} = \frac{8 + 0,42}{12,625} = 0,667$$

Dla uproszczenia projektowania wzmacniacza eksperymentalnego dla przyjętej wartości unormowanej mocy wyjściowej $p_{WY}=1$, charakterystyki unormowanej reaktancji $x_{SR}+x_O$ vs. r_o oraz maksymalnego napięcia na kluczu V_{KMAX}/E_Z vs. r_o przybliżono wielomianami dla zakresu $r_o \in <0,15 \div 1>$ z błędem względnym poniżej 0,5%. Wielomian $W_x(r_o)$ dla charakterystyki $x_{SR}+x_O$ vs. r_o dany jest równaniem

$$(19) \quad W_x(r_o) = 0,315 + 2,758r_o - 3,831r_o^2 + 3,047r_o^3 - 1,135r_o^4$$

Wielomian $V_K(r_o)$ dla charakterystyki V_{KMAX}/E_Z vs. r_o jest

$$(20) \quad V_K(r_o) = 4,785 + 0,132 / r_o - 1,736r_o + 0,393r_o^2$$

Reaktancja szeregową $X_{SRopt} + X_{obc}$ dla $f=f_{znam}$ wynosi

$$(21) \quad X_{SRopt} + X_{obc} = W_X(0,667) \cdot R_{opt} = 1.13 \cdot R_{opt} = 14,27\Omega$$

Maksymalne napięcie na kluczu dla mocy znamionowej wynosi

$$(22) \quad V_{KMAX} = V_K(0,667) \cdot E_Z = 4 \cdot E_Z = 192V$$

Wartości elementów reaktancyjnych obwodu rezonansowego wzmacniacza wynoszą, odpowiednio:

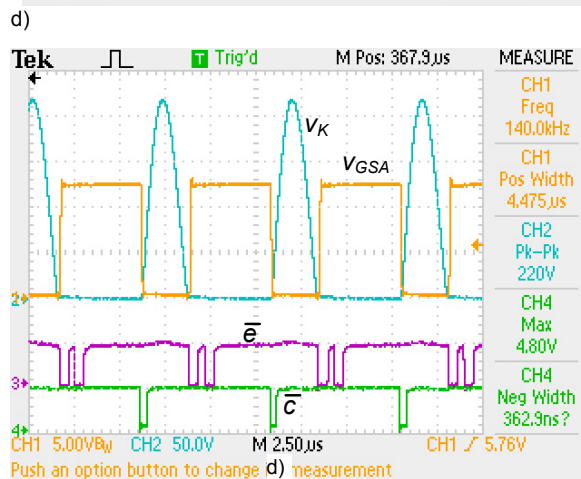
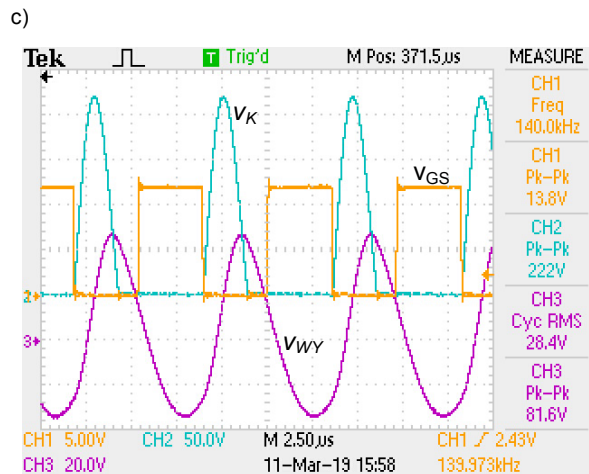
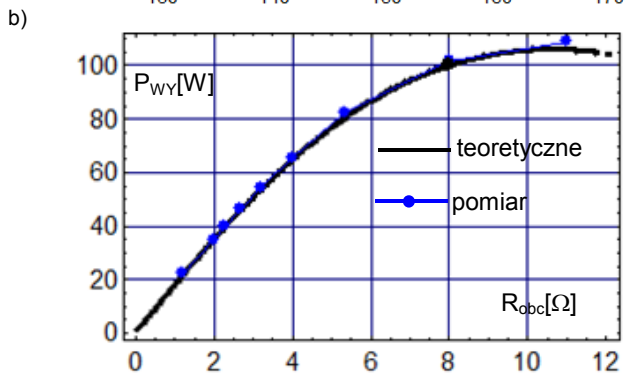
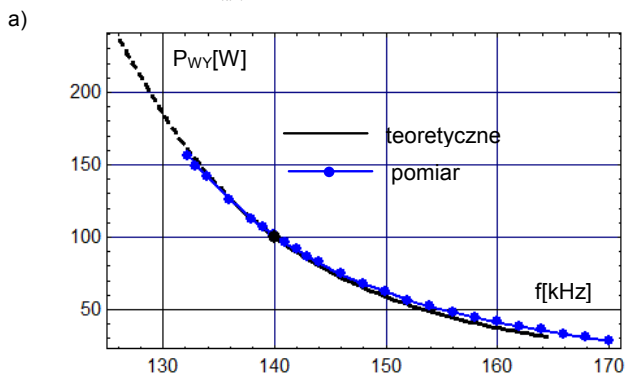
$$(23) \quad L_{SR} = \frac{Q_{SRznam} \cdot R_{obcznam}}{2\pi \cdot f_{znam}} = \frac{5 \cdot 8}{2\pi \cdot 140 \cdot 10^3} = 45,47\mu H$$

$$(24) \quad C_{SR} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{znam} (Q_{SRznam} \cdot R_{obcznam} - (X_{SRopt} + X_{obc}))} = \frac{1}{2\pi \cdot 140 \cdot 10^3 (5 \cdot 8 - 14,27)} = 44,18nF$$

$$(25) \quad C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{znam} \cdot \frac{\pi(\pi^2 + 4)}{8A} R_{opt}} = \frac{1}{2\pi \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot \frac{\pi(\pi^2 + 4)}{8 \cdot 1} 12,625} = 16,53nF$$

Indukcyjność dławika L_{DI} zapewniająca tętnienia prądu zasilania poniżej 10% [1]

$$(26) \quad L_{DI} > \frac{7 \cdot R_{obcznam}}{f_{znam}} = \frac{7 \cdot 8}{140 \cdot 10^3} = 400\mu H$$



Rys. 9 Zmierzone charakterystyki mocy wyjściowej P_{WY} vs. częstotliwości f (a) i rezystancji obciążenia R_{obc} (b) oraz przebiegi czasowe dla warunków znamionowych $f=140kHz$, $E_Z=48V$, $R_{obc}=R_{obcznam}=8\Omega$ dla $D=0,5=const.$ (c) oraz z układem adaptacyjnym (d). Linia przerywana dla wyników teoretycznych na rysunkach (a) i (b) wskazuje na konieczność zastosowania regulacji czasu D włączenia klucza (obszar III)

Rezultaty pomiarów potwierdzają przewidywania teoretyczne o możliwość częstotliwościowej regulacji mocy wyjściowej wzmacniacza suboptymalnego w istotnie szerszym zakresie niż w przypadku układu optymalnego. W zbudowanym wzmacniaczu suboptymalnym zmierzony zakres częstotliwościowej regulacji mocy wyjściowej przy $D=0,5=const$ wynosił $P_{WY} \in <0,28 \div 1,56 > P_{WYznam}$ (z analizy otrzymano zakres regulacji $P_{WY} \in <0,31 \div 1,25 > P_{WYznam}$) dla obciążenia znamionowego $R_{obc}=R_{obcznam}=8\Omega$. W przypadku wzmacniacza optymalnego teoretyczny zakres częstotliwościowej regulacji mocy wyjściowej wynosi tylko $P_{WY} \in <0,53 \div 1 > P_{WYznam}$ (rysunek 7, $r_{Oznam}=1$). Różnice pomiędzy zmierzonymi i obliczonymi parametrami układu eksperymentalnego wynikają głównie z dobroci obwodu rezonansowego ($Q_{SRznam}=5$) i związaneego z tym odkształcenia prądu i_{WY} oraz skończonej wartości indukcyjności dławika (w układzie pomiarowym $L_{DI}=640\mu H$). Wyniki symulacji .Tran za pomocą programu LTSpice przeprowadzone dla układu eksperymentalnego z idealnym kluczem wykazały, że zwiększenie wartości reaktancji elementów biernych $L_{SR}-C_{SR}$ tak, aby $Q_{SRopt} \geq 10$ oraz zwiększenie kilkukrotne indukcyjności dławika L_{DI} zmniejsza do poniżej 10% (typowo kilka procent) różnice pomiędzy wartościami parametrów wzmacniacza otrzymanymi na drodze symulacji oraz w rezultacie przeprowadzonej analizy. Zakres impedancji obciążenia i

regulacji mocy wyjściowej wzmacniacza suboptymalnego może zostać zwiększony, jeżeli zastosuje się regulację czasu D tranzystora w celu usunięcia warunków NZVS np. za pomocą układu z Rys. 4 (usuwając NZVS w badanym układzie osiągnięto $P_{WVY}=180W$ przy $R_{obcznam}=8\Omega$, $D=0,61$, $f=131,5kHz$ i $\eta=0,94$).

Podsumowanie

Na podstawie przeprowadzonej analizy pracy podstawowego układu rezonansowego wzmacniacza klasy E z czasem włączenia klucza $D=0,5$ i sinusoidalnym prądem wyjściowym wyznaczono zakres impedancji obciążenia wzmacniacza zapewniający pracę układu w warunkach ZVS przy stałej częstotliwości pracy oraz w warunkach regulacji częstotliwości pracy. Ponadto, wyznaczono charakterystyki częstotliwościowej i reaktancyjnej regulacji mocy wyjściowej, co ułatwia ocenę zakresu regulacji mocy wzmacniacza przy danym obciążeniu. Wskazano na możliwość poszerzenia zakresu regulacji mocy poprzez sterowanie czasem włączenia klucza np. za pomocą adaptacyjnego układu sterującego. Zaletą tego rozwiązania jest również możliwość zredukowania strat mocy w kluczu. Wyniki analizy teoretycznej zweryfikowano na podstawie pomiarów układu doświadczalnego.

Otrzymane rezultaty wskazują na możliwość opracowania wzmacniacza klasy E pracującego w stanie suboptymalnym o schemacie układu podstawowego jako w znacznym stopniu "uniwersalnego" źródła mocy w.cz. Wykazano, że wzmacniacz taki może pracować ze zmienną w stosunkowo szerokim przedziale impedancją obciążenia i częstotliwościowo (lub reaktancyjnie) regulowaną mocą wyjściową, przy czym moc wyjściowa może być regulowana nie tylko w szerokich granicach, ale i od wartości co najmniej mocy znamionowej dla rezystancji obciążenia mniejszej jak i większej niż projektowana rezystancja dla mocy znamionowej. Wzmacniacz taki może być zatem przydatny w tych zastosowaniach przemysłowych, gdzie impedancja obciążenia zmienia się w szerokich granicach np. nagrzewnicach indukcyjnych metali ferromagnetycznych, przetwornicach napięcia stałego, ładowarkach bezprzewodowych itp.

Autor: dr inż. Mirosław Mikołajewski, Politechnika Warszawska, Instytut Radioelektroniki i Techniki Multimedialnych, ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa, E-mail: M.Mikolajewski@ire.pw.edu.pl

LITERATURA

- [1] Kazimierczuk M. K: RF Power Converters, Wiley, NY, 2008
- [2] Acar M., Johan A., Nauta B., Generalized design equations for Class-E power amplifier with finite dc feed inductance, *Proc. 36th Europ. Microwave Conf.* (2006), 1308-1311.
- [3] Suetsugu T., Kazimierczuk, M. K., „Design procedure of class-E amplifier for off-nominal operation at 50% duty ratio”, *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, 53 (2006), n.7, 1468-1476
- [4] Suetsugu T., Kazimierczuk, M. K., Off-nominal operation of class-E amplifier at any duty ratio, *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, 54 (2007), n.6, 1389-1397
- [5] Nagashima T., Wei X., Sekiya H., Kazimierczuk M. K., Power conversion efficiency of Class-E power amplifier outside nominal operations, *Proc. IEEE ISCAS*, 2011, 749-752
- [6] Hayati M., Lotfi A., Kazimierczuk M. K., Sekiya H., Generalized design considerations and analysis of Class-E amplifier for sinusoidal and square input voltage waveforms, *IEEE Trans. on Ind. Electr.* vol. 62(2015), n.1, 211-220
- [7] Ayachit A., Corti F., Reatii A., Kazimierczuk M. K., Zero-voltage switching operation of transformer Class-E inverter at any coupling coefficient, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, 66 (2019), n.3, 1809-1819
- [8] Mikołajewski M., A Transformer Class-E amplifier, *Archives of Electrical Eng.* 63 (2014), n.4, 621-633
- [9] Kaczmarczyk Z., A high-efficiency Class E inverter – computer model, laboratory measurements and Spice simulation, *Bulletin of the Polish Acad. of Sciences, Tech., Scien.*, 55 (2007), n.4, 411-417
- [10] Hayati M., Roshani S., Roshani S., Kazimierczuk M. K., Design of Class E power amplifier with new structure and flat top switch voltage waveform, *IEEE Trans. Power Electron.*, 33 (2018), n.3, 2571-2579
- [11] Hayati M., Lofti A., Kazimierczuk M. K., Modeling and analysis of Class-E amplifier with a shunt inductor at sub-nominal operation for any duty ratio, *IEEE Trans. on Circuits Syst. I, Reg. Papers*, 61 (2014), n.4, 987-1000
- [12] Abulet M., Zulinski R. E., Effect of switch duty ratio on the performance of Class-E amplifiers and frequency multipliers, *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.* 45 (1998), n.4, 325-335.
- [13] Hayati M., Lofti A., Kazimierczuk M. K., Analysis and design of Class-E power amplifier with MOSFET parasitic linear and nonlinear capacitances at any duty ratio, *IEEE Trans. Power Electron.*, 28 (2013), n.11, 5222-5232
- [14] Raab F. H: Effects of circuit variations on the Class E tuned power amplifier, *IEEE J. Solid-State Circuits Syst.* vol. SC-13, n.2 (1978), 239-247
- [15] Redl R., Molnar B., Sokal O. N., Class E resonant regulated dc/dc power converters: analysis of operations, and experimental results, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-1 (1986), n.2, 111-120
- [16] Nagashima T., Wei X., Sekiya H., Kazimierczuk M. K., Waveform equations, output power, and power conversion efficiency for class-E inverter outside nominal operation, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61 (2014), n.4, 1799-1810
- [17] Nagashima T., Wei X., Bou E., Alarcon E., Kazimierczuk M. K., Steady-state analysis of isolated class-E² converter outside nominal operation, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 64 (2017), n.4, 3227-3238
- [18] Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Junak J., A Class E inverter- the influence of inverter parameters on its characteristics, 27th PESC, 1996
- [19] Roslaniec L., Jurkov A. S., Bastami A. A., Perreault D. J., Design of single-switch inverters for variable resistance/load modulation operation, *IEEE Trans. Power Electron.* 30 (2015), n.6, 3200-3214
- [20] Stoecklin S., Volk T., Yousaf A., Reindl L., A programmable and self-adjusting Class E amplifier for efficient wireless powering of biomedical implants, *37th Ann. Int. Conf. of the IEEE EMBC* (2015)
- [21] Li Y., Ruan X., Zhang L., Dai J., Jin, Q., Variable switching frequency on-off control for Class E dc/dc converter, *IEEE Trans. on Power Electron.*, 2018
- [22] Petreus D., Grama A., Cadar S., Plaian E., Rusu A., Design of a plasma generator based on E power amplifier and impedance matching, *Proc. of 12th Int. Conf. OPTIM(2010)*, 1317-1322.
- [23] Wardzyn Z., Skala A., Świątek B., Klempka R., Kieroński R., ZVS single-switch inverter for induction heating – optimum operation, *Przegląd Elektrotechniczny*, 90 (2014), n.2, 32-35
- [24] Harada K., W. Gu J., Murata K., Controlled resonant converters with switching frequency fixed, *Proc. PESC 1987*
- [25] Mikołajewski M., Wysokosprawne układy przetwarzające energię w.cz. z regulatorami synchronicznymi, *Mat. I Kraj. Konf. Elektroniki (KKE)*, 2002, 319-324
- [26] Suetsugu T., Wei X., Kuga S., Oyama N., Switched capacitor discrete control of Class E amplifier to achieve nominal operation, *IEEJJ our. of Ind. App.* vol. 4(2015), n.4, 402-408