

Wzmacniacz klasy E na zakres CB

Streszczenie. Istotnym problemem utrudniającym zastosowanie wysokosprawnego rezonansowego wzmacniacza klasy E w technice nadawczej jest konieczność opracowania odpowiednich obwodów wejściowych i wyjściowych wzmacniacza, które zapewnią jego poprawną pracę w dostatecznie szerokim paśmie częstotliwości. W artykule przedstawiono wyniki prac związanych z opracowaniem i budową ekonomicznego doświadczalnego wzmacniacza klasy E o poszerzonym paśmie pracy na zakres częstotliwości CB. Skonstruowany układ osiągał w paśmie 24 - 30 MHz moc wyjściową 12 W (z nierównomiernością charakterystyki mocy $-0,14 \text{ dB} \div +0,4 \text{ dB}$) dla napięcia zasilania $E_z = 12 \text{ V} = \text{const.}$ uzyskującą drenażową sprawność energetyczną od 0,83 do 0,95. Przedstawione wyniki badań mogą być użyteczne przy konstruowaniu wzmacniaczy klasy E przeznaczonych do pracy w urządzeniach nadawczych o mocy do kilkudziesięciu watów na zakres częstotliwości pracy do kilkudziesięciu MHz.

Abstract. Application of high-efficiency resonant Class E amplifiers to radiotransmitters is limited by difficulties in designing input and output wideband matching circuits. The paper presents results obtained for a wideband Class E designed to operate in CB band. The nominal output power of the built amplifier was $P_o = 12 \text{ W}$ in 24-30 MHz band with power flatness $-0.14 \text{ dB} \div +0.4 \text{ dB}$ for the supply voltage $E_z = 12 \text{ V}$. The measured drain efficiency was in the range from 0.83 to 0.95. The circuit can find applications in practical transmitters operating with the output power up to a few tens of watts in the megahertz range. (**A Class E amplifier for CB band**).

Słowa kluczowe: szerokopasmowy wzmacniacz klasy E, technika nadawcza, nadajnik CB.

Keywords: broadband Class E amplifier, radio-communications, CB transmitter.

Wprowadzenie

Kluczowane rezonansowe wzmacniacze (falowniki) klasy E charakteryzują się wysoką sprawnością energetyczną przetwarzania zasilającego napięcia stałego na prąd/napięcie w.cz. dzięki wykorzystaniu obwodów rezonansowych kształtujących przebiegi czasowe prądu i napięcia klucza tranzystorowego w celu zredukowania strat komutacyjnych (kluczowanie ZVS i/lub ZCS). Wysoka sprawność energetyczna wzmacniacza umożliwia osiągnięcie dużego stopnia miniaturyzacji układu jak również obniża zużycie energii, co jest szczególnie istotne w przypadku urządzeń przenośnych o zasilaniu akumulatorowym. Cechy te sprzyjają zwiększaniu się zakresu zastosowań wzmacniaczy klasy E, które współcześnie wykorzystywane są w generatorach mocy w.cz. (do nagrzewania indukcyjnego i dielektrycznego oraz generatorach zasilających plazmę), przetwornicach napięcia stałego, układach zasilających źródła światła, a także w urządzeniach nadawczych [1-4, 6].

Jednym z istotnych problemów związanych z zastosowaniem wzmacniacza klasy E w technice nadawczej jest konieczność zapewnienia poprawnej pracy układu z możliwie wysoką sprawnością energetyczną i stałą mocą wyjściową w wymaganym paśmie częstotliwości pracy bez potrzeby zmiany wartości elementów biernych lub modyfikacji ich konfiguracji w obwodach wejściowych i wyjściowych wzmacniacza. Ponadto, wymaga się aby sygnał wyjściowy układu nadawczego spełniał wymogi czystości widmowej określone w normach dla danego rodzaju transmisji. Klasyczny wzmacniacz klasy E ZVS z zasilaniem dławikowym i szeregowym obwodem jest układem wąskopasmowym, w którym występują znaczące zmiany mocy wyjściowej przy przestrajaniu częstotliwości pracy [1, 2].

Prace badawcze prowadzone nad szerokopasmowym wzmacniaczem klasy E [1, 3] pozwoliły sformułować wniosek, że dla zapewnienia pracy wzmacniacza w warunkach optymalnych lub sub-optymalnych (ang. nominal or off-nominal conditions) oraz uzyskania możliwie stałej mocy wyjściowej obwód wyjściowy takiego wzmacniacza powinien zachowywać najlepiej stałą impedancję w paśmie częstotliwości pracy. Wymóg ten można spełnić stosując metodę kompensacji reaktancji (ang. reactance compensation) polegającą na wzajemnym kompensowaniu się zmian reaktancji równoległych i szeregowych sekcji

obwodu wyjściowego wzmacniacza obciążonego stałą rezystancją przy zmianach częstotliwości pracy w ograniczonym paśmie [1-4]. Konfiguracją wzmacniacza klasy E ZVS odpowiednią dla zastosowania tej metody jest wzmacniacz z szeregowym obwodem rezonansowym i zasilaniem za pomocą cewki. Cewka zasilająca wraz pojemnością równoległą klucza tworzą dla składowych zmiennych sekcję równoległą obwodu wyjściowego, której zmiany reaktancji w funkcji częstotliwości kompensowane są przez zmiany reaktancji gałęzi szeregowej ($C_P - L_P$ oraz $C_{SR} - L_{SR}$ na rys. 1a) [1-4]. Równie istotny dla poprawnej pracy wzmacniacza klasy E w szerokim paśmie częstotliwości jest układ sterujący kluczem tranzystorowym. Układ ten powinien charakteryzować się odpowiednio dużą wydajnością prądową (konieczną do szybkiego przeładowania pojemności wejściowej tranzystora), niskimi stratami własnymi, a także zapewniać w całym paśmie pracy dostatecznie dużą wartość między-szczytową napięcia przełączającego tranzystor.

W pracy przedstawiono wyniki obliczeń i pomiarów przeprowadzonych dla opracowanego i zbudowanego wzmacniacza klasy E o mocy wyjściowej $P_o = 12 \text{ W}$ pracującego w zakresie częstotliwości (24 - 30) MHz. Wykazano, że wzmacniacz dobrze zachowuje stały poziom mocy wyjściowej oraz wysoką sprawność energetyczną w paśmie pracy. Jako tranzystor kluczujący zastosowano tani przełącznikowy tranzystor typu HEXFET sterowany w obwodzie bramkowym przez prosty driver złożony z bramek logicznych.

Opis układu

Uproszczony schemat ideowy podstawowego układu wzmacniacza klasy E przedstawiono na rysunku 1a. Dwukierunkowy klucz tranzystorowy *T1D1* przełączany jest napięciem prostokątnym $v_{GS}(t)$ o wypełnieniu 1/2 i częstotliwości pracy f_p . Obwód rezonansowy wzmacniacza składa się z sekcji równoległej zawierającej pojemność C_P i indukcyjność zasilania L_P oraz sekcji szeregową $L_{SR} - C_{SR} - R_O$ dostrojonej do częstotliwości nominalnej f_{nom} ($|X_{LSR}| = |X_{CSR}|$) dla której wzmacniacz pracuje w warunkach optymalnych (parallel-circuit Class E amplifier [3]). Teoretyczne przebiegi czasowe prądów i napięć we wzmacniaczu dla stanu optymalnego ($f_p = f_{nom}$) przedstawiono na rysunku 1b. Przebiegi te pokazują, że podobnie jak w klasycznym (z zasilaniem dławikowym)

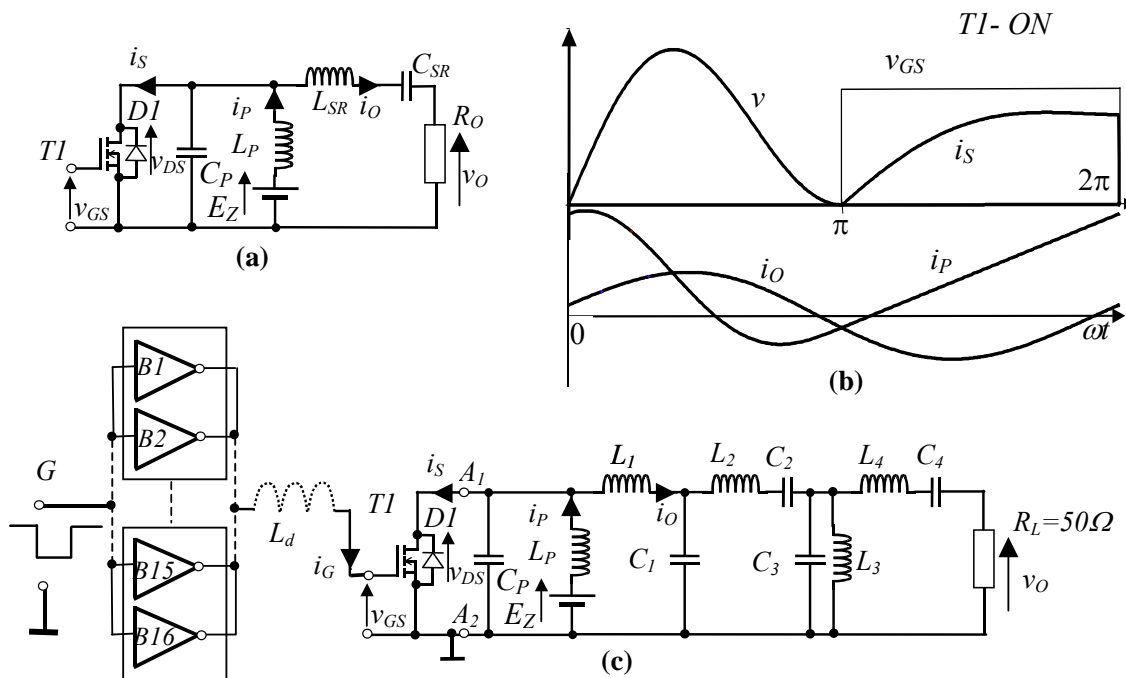
wzmacniaczu klasy E włączanie tranzystora następuje w warunkach ZVS i ZCS, zaś wyłączenie w warunkach ZVS, co zapewnia zredukowanie strat komutacyjnych. Stosunkowo mała wartość indukcyjności zasilania L_P sprawia, że prąd zasilający układ $i_P(\omega t)$ charakteryzuje się dużymi tętnieniami i wymaga zastosowania w praktycznym układzie znaczących niskostratnych pojemności blokujących napięcie E_Z . Dla pracy układu w warunkach optymalnych muszą być spełnione następujące zależności [3] (P_O - moc wyjściowa)

$$R_O = 1.365 \frac{E_Z^2}{P_O} \quad (1)$$

$$L_P = 0.732 \frac{R_O}{2\pi \cdot f_{nom}} \quad (2)$$

$$C_P = \frac{0.685}{2\pi \cdot f_{nom} \cdot R_O} \quad (3)$$

Ponadto, aby uzyskać efekt kompensacji reaktancji sekcji równoległej i szeregowej elementy L_{SR} i C_{SR} muszą spełniać zależności $L_{SR} = 1,026 \cdot R_O / (2\pi \cdot f_{nom})$, $C_{SR} = 1 / ((2\pi \cdot f_{nom})^2 L_{SR})$ [3, 4].



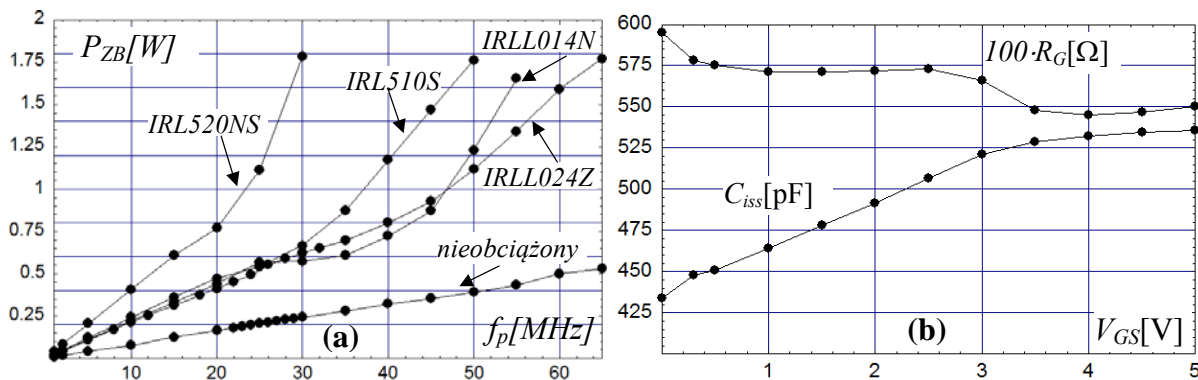
Rys. 1. Uproszczony schemat ideowy (a), przebiegi teoretyczne (b) oraz schemat ideowy zbudowanego wzmacniacza klasy E na pasmo CB (c), gdzie G - sygnał taktujący z generatora częstotliwości pracy f_p układu, B1- B16 - logiczne bramki sterujące, L_d - pasożytnicza indukcyjność doprowadzeń pomiędzy bramkami logicznymi, a bramką tranzystora T1

Prosty obwód wyjściowy o niskiej dobroci w układzie z rysunku 1a nie zapewnia zazwyczaj dostatecznie niskiego poziomu harmonicznych w napięciu wyjściowym wzmacniacza. Dlatego też praktyczny układ szerokopasmowego wzmacniacza klasy E (rys. 1c) zawiera dodatkowe obwody, które filtrują sygnały o częstotliwościach harmonicznych, a także pełnią rolę obwodów dopasowujących standardową rezystancję obciążenia $R_L = 50 \Omega$ do rezystancji obciążenia R_O wzmacniacza dla stanu optymalnego [1-3]. Dla utrzymania stałej mocy wyjściowej przy przestrajaniu układu impedancja wejściowa (widziana z zacisków dren-źródło) takiego złożonego obwodu wyjściowego powinna pozostawać możliwie stała w paśmie częstotliwości pracy. Układ sterujący wzmacniacza (driver) zbudowany został z 16 bramek logicznych B1 - B16 CMOS typu 74LVC2G14, których wyjścia połączono równolegle dla zwiększenia obciążalności prądowej. Dopuszczalna obciążalność prądowa takich bramek katalogowo wynosi 32 mA/bramkę, ale może zostać zwiększona pod warunkiem nie przekraczania dopuszczalnej mocy strat w układzie (0,25 W/układ). Zakres zmian napięcia wyjściowego bramek zawiera się typowo w przedziale od 0,5 - 5 V, co jest wystarczające do przełączania tranzystorów typu logic level

z napięciem progowym $V_{GS(th)}$ znajdującym się w zakresie od ok. 1,5 V do 3 V.

Układ doświadczalny - obliczenia i pomiary

Projektując wzmacniacz kluczowany należy dobrać odpowiedni tranzystor MOSFET pod kątem strat mocy przełączania i przewodzenia prądu $i_S(t)$, ale również konieczne jest uwzględnienie strat mocy sterowania związanych z przeładowaniem pojemności wejściowej klucza $C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$ (C_{GS} - pojemność bramka-źródło, C_{GD} - nieliniowa pojemność bramka-dren). Straty sterowania w zakresie częstotliwości megahercowych mogą być znaczne i wydzielane są zarówno w driverze (tu bramkach) jak i w wewnętrznej rezystancji strat R_G obwodu bramkowego G-S tranzystora. Oszacowanie tych strat napotyka na trudności ponieważ zwykle brak dokładnych danych katalogowych o pojemności C_{iss} tranzystora dla typowych warunków przełączania klucza ZVS, gdy napięcie $v_{DS}(t) \approx 0$, zaś napięcie $v_{GS}(t)$ zmienia się od 0 do pewnej wartości maksymalnej $V_{GSMAX} > V_{GS(th)}$. W celu oszacowania strat sterowania wykonano pomiary mocy zasilania P_{ZB} bramek nieobciążonych oraz przy obciążeniu wyjść bramek B1 - B16 obwodem bramkowym G-S różnych tranzystorów typu logic level (dren i źródło zwarte dla składowej zmiennej).



Rys. 2. Moc zasilania P_{ZB} bramek B1 - B16 w funkcji częstot. f_p przy nieobciążonych wyjściach oraz przy obciążeniu obwodem bramkowy G-S różnych tranzystorów (a) (na wejście G bramek podano sygnał prostokąt. TTL o wypełnieniu 1/2). Zmierzona rezystancja R_G i pojemność C_{iss} tranzystora IRLLO24Z w funkcji V_{GS} (b)

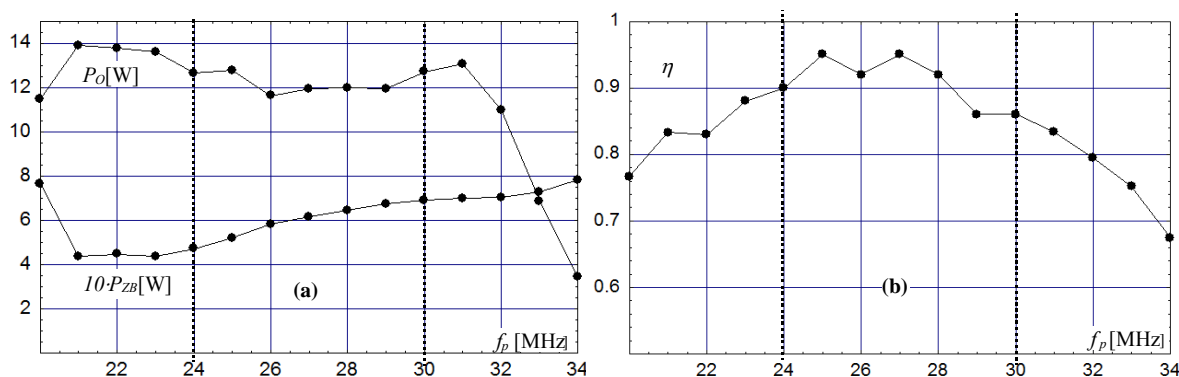
Wykresy mocy zasilania P_{ZB} (rys. 2a) wykazują liniowy wzrost ze wzrostem częstotliwości typowy dla obciążenia pojemnościowego, ale powyżej pewnej częstotliwości obserwuje się istotny wzrost poboru mocy przez układ sterujący. Symulacje układu sterującego obciążonego obwodem bramkowym tranzystora wykazały, że związane jest to ze zbliżeniem się częstotliwości przełączania bramek do częstotliwości rezonansu własnego układu $L_d - C_{iss}$ złożonego z pasożytniczej indukcyjności doprowadzeń L_d oraz pojemności C_{iss} tranzystora. Prąd $i_G(t)$ przeładowujący pojemność C_{iss} ze wzrostem częstotliwości zmienia stopniowo charakter z wykładniczego na odkształcony sinusoidalny, a następnie sinusoidalny zwiększając jednocześnie swoją wartość skuteczną, co powoduje wzrost strat z przewodzenia prądu w tranzystorach wyjściowych bramek logicznych B1-B16 oraz w obwodzie bramkowym tranzystora T1. W rezultacie wzrasta wtedy moc zasilania układu sterującego. Dla większych wartości indukcyjności L_d oraz większej pojemności wejściowej tranzystora C_{iss} zjawisko to ujawnia się na niższych częstotliwościach (np. IRL520NS). Zwiększona rezystancja strat w obwodzie sterującym (np. większe R_G tranzystora) sprawia, że straty mocy w układzie sterującym narastają wolniej z częstotliwością, ponieważ dobroć obwodu $L_d - C_{iss}$ jest niska (IRLLO24Z). W takim przypadku jednak amplituda prądu $i_G(t)$ jest mniejsza i wolniej przeładowuje się pojemności C_{iss} , co może zwiększyć straty komutacyjne w tranzystorze T1. Moc strat P_G traconą w rezystancji R_G obwodu bramkowego tranzystora można oszacować na podstawie pomiaru mocy zasilania P_{ZBGS} bramek obciążonych obwodem G-S tranzystora oraz mocy zasilania bramek nieobciążonych P_{ZB0} na podstawie zależności

$$P_G \approx \frac{P_{ZBGS} - P_{ZB0}}{1 + R_B / R_G} \quad (4)$$

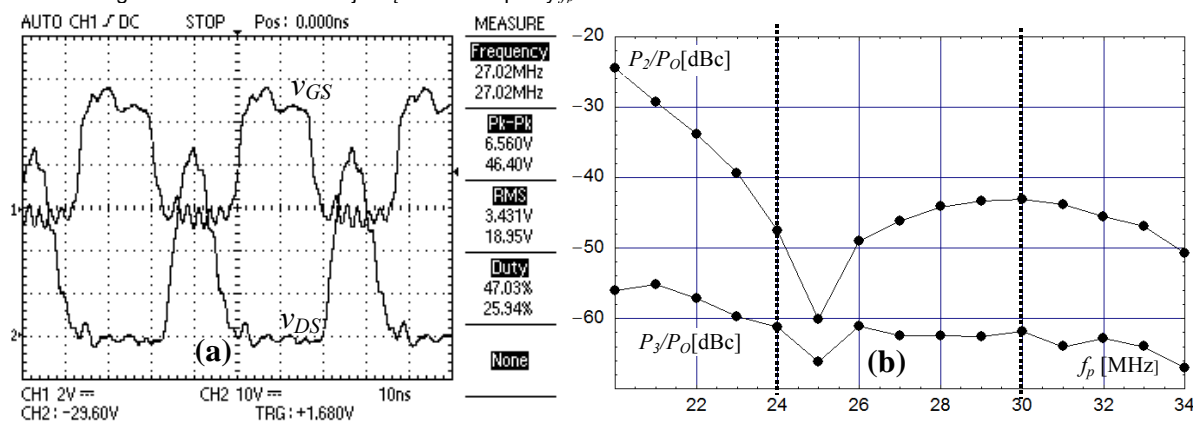
gdzie R_B - zastępcza wypadkowa rezystancja wyjściowa połączonych bramek B1 - B16. Wypadkową rezystancję wyjściową R_B połączonych bramek wyznaczono obciążając je szeregowym obwodem rezonansowym o znanej dobroci i mierząc zmodyfikowaną przez R_B dobroć tak powstałego układu (metodą 3dB). Na podstawie pomiarów wykonanych na częstotliwościach {15,

25, 35, 45} MHz obliczona wartość $R_B \approx 0,8 \Omega$ i jest w zasadzie niezależna od częstotliwości w badanym zakresie. Maksymalna amplituda sinusoidalnego prądu obciążającego bramki w czasie pomiarów wynosiła $I_{Gm} = 0,95$ A. Rezystancję bramkową R_G badanych tranzystorów zmierzono mostkiem LCR przy częstotliwości 200 kHz ($V_{GS} = 5$ V = const.) otrzymując następujące wyniki: $R_G(IRLLO24Z) = 5,5 \Omega$, $R_G(IRLLO14Z) = 1,98 \Omega$, $R_G(IRL510S) = 3,15 \Omega$, $R_G(IRL520NS) = 1,35 \Omega$. Przykładowe szacunkowe wartości mocy strat w obwodzie bramkowym wyznaczone na podstawie (4) i pomiarów (rys. 2a) wynoszą dla częstotliwości 27 MHz: $P_G(IRLLO24Z) \approx 0,29$ W, $P_G(IRLLO14N) \approx 0,25$ W, $P_G(IRL510S) \approx 0,295$ W, $P_G(IRL520NS) \approx 0,867$ W. Wartość rezystancji R_G jak i pojemności C_{iss} tranzystorów zależą od napięcia v_{GS} ($v_{DS} \approx 0$) (rys. 2b) i dokładniejsze szacunki bramkowej mocy strat P_G powinny to zjawisko uwzględnić [5].

Wzmacniacz (rys. 1c) zaprojektowano dla stanu optymalnego i $\eta = 0,95$ (sprawność drenowa), $E_Z = 12$ V, $P_{OMAX} = 12$ W i $f_{nom} = 27$ MHz. Jako klucz zastosowano tranzystor IRLLO24Z (IR) ze względu na umiarkowaną moc strat w bramce P_G oraz niską rezystancję w stanie włączenia ($r_{DSon} = 0,08 \Omega$). Wartości elementów R_O , L_P , C_P , wyznaczono na podstawie (1), (2), (3) jako $R_O = 16,38 \Omega$, $L_P = 70,68$ nH, $C_P = 246,5$ pF. Teoretyczne wartości prądów, napięć i mocy strat wynoszą: prąd zasilania $I_Z = P_{OMAX} / (\eta \cdot E_Z) = 12 / (0,95 \cdot 12) = 1,053$ A, moc strat przewodzenia tranzystora $P_{T1nom} = 2,301 \cdot I_Z^2 \cdot r_{DSon} = 2,301 \cdot 1,053^2 \cdot 0,08 = 0,204$ W, maksymalne napięcie dren-źródło $V_{DSMAX} = 3,647 \cdot E_Z = 3,647 \cdot 12 = 43,76$ V, wartości skuteczne prądów i_P oraz i_O wynoszą odpowiednio, $I_{PRMS} = 1,788 \cdot I_Z = 1,882$ A oraz $I_{ORMS} = 0,857 \cdot I_Z = 0,902$ A [6]. Elementy L_{SR} oraz C_{SR} zostały włączone do elementów obwodu wyjściowego układu. Wartości elementów biernych zastosowane w zbudowanym wzmacniaczu dobrano tak, aby w zadanym zakresie częstotliwości (24-30 MHz) spełnić warunek stałej impedancji wejściowej ($A_1 - A_2$) obwodu wyjściowego uzyskując jednocześnie pożądaną moc wyjściową i poprawną pracę wzmacniacza (stan optymalny lub sub-optymalny).



Rys. 3. Zmierzone charakterystyki mocy wyjściowej P_o , mocy zasilania P_{zB} bramek B1-B16 (a) oraz sprawności energetycznej η (b) zbudowanego wzmacniacza w funkcji częstotliwości pracy f_p



Rys. 4. Oscylogramy napięć $v_{GS}(t)$ i $v_{DS}(t)$ dla $f_p = 27$ MHz (stan optymalny) (a) oraz zmierzony poziom mocy drugiej P_2/P_o i trzeciej P_3/P_o harmonicznnej wzgl. składowej podstawowej na wyjściu dla pełnej mocy (b)

Zmierzane wartości użytych elementów biernych wynosiły $L_p = 83$ nH, $C_p = 147$ pF, $L_1 = 155$ nH, $C_1 = 252$ pF, $L_2 = 658$ nH, $C_2 = 87,4$ pF, $L_3 = 202$ nH, $C_3 = 254$ pF, $L_4 = 336$ nH, $C_4 = 141$ pF. Cewki L_p, L_1, L_3, L_4 wykonano jako solenoidy nawinięte drutem Cu srebrzonym o śred. 1 mm, zaś L_2 nawinięto na rdzeniu T94-6. Jako C_p, C_2, C_3, C_4 zastosowano kondensatory COG SMD 1206. Impedancja obwodu rezonansowego (bez tranzystora) zmierzona na zaciskach A_1-A_2 dla $C_p = 246$ pF wynosiła $|Z_{A1-A2}| = 13,1-13,3 \Omega$, $\phi_{A1-A2} = +36^\circ \pm +38^\circ$ w zakresie 24-30 MHz. Różnice zmierzonych i teoretycznych parametrów układu wynikały z pojemności montażowych, nieliniowych pojemności tranzystora oraz ograniczeń w realizacji dokładnych wartości indukcyjności. Zmierzona sprawność drenowa wzmacniacza na częstotliwości $f_{nom} = 27$ MHz wynosiła $\eta = 0,95$ (obliczona PAE = 0,925), zaś w zakresie 24-30 MHz sprawność zawierała się w przedziale od 0,83 do 0,95 (rys. 3b). Wzmacniacz zachowywał dobrze stały poziom mocy wyjściowej przy zmianach częstotliwości pracy w paśmie CB ($E_Z = \text{const.}$) (rys. 3a). Zmiany mocy wyjściowej w funkcji częstotliwości pracy odniesione do mocy wyjściowej dla f_{nom} znajdowały się w przedziale $-0,14$ dB \pm $+0,4$ dB.

Wnioski

W pracy wykazano, że można zbudować wzmacniacz klasy E pracujący w zakresie CB (24 -30 MHz) i otrzymać przy tym dobrą sprawność energetyczną jak i stałość mocy wyjściowej w paśmie pracy. W zbudowanym wzmacniaczu zastosowano tani tranzystor przełącznikowy HEXFET sterowany przebiegiem prostokątnym za pomocą bramek logicznych, co znacząco upraszcza obwód wejściowy

eliminując układy dopasowania i polaryzacji bramek tranzystora. Otrzymane rezultaty wskazują na możliwość zastosowania opisanego układu do ekonomicznych wzmacniaczy klasy E na pasmo CB z modulacją FM lub AM (modulacja drenowa) pod warunkiem dalszego zredukowania poziomu harmonicznnych na wyjściu układu.

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] Everard J.K.A., King A.J., Broadband power efficient Class E amplifier with a non-linear CAD model of the active MOS device, *J. of the Inst. of Electronic and Radio Eng.*, vol. 57, 52-58, March/April 1987
- [2] Raab F.H., Broadband Class-E power amplifier for HF and VHF, *IEEE MTT-S Int. Dig.*, San Francisco, CA, 902-905, 2006
- [3] Grebennikov A.V. and Sokal N.O., Switchmode RF power amplifiers, *Newnes*, (2007), 269-280
- [4] Kumar N., Prakash C., Grebennikov A., Mediano A., High-efficiency broadband parallel-circuit Class E RF power amplifier with reactance-compensation technique, *IEEE Trans. on MTT.*, vol. 56, no. 3, 604-612, March 2008
- [5] Kang M., Kang I.M., Shin H., Extraction and modeling of physics-based gate resistance components in rf MOSFETs, *SiRF*, (2006), 218-221
- [6] Mikołajewski M., A Transformer Class E Amplifier, *AEE, PAN*, vol. 63, (2014), nr 4, 621-633