

doi:10.15199/48.2023.03.10

Metoda projektowania wysokoczęstotliwościowych falowników klasy E – Matlab-Simulink

Streszczenie. Specyficzne właściwości wysokoczęstotliwościowych falowników klasy E (niepomijalne parametry pasożytnicze) stanowią wyzwanie na etapie ich projektowania i konstruowania. Konceptję stosunkowo prostej i dokładnej metody projektowania tego typu falowników w środowisku Matlab-Simulink przedstawiono w ramach artykułu. W tym celu wykorzystano opracowany model symulacyjny i procedurę obliczeniowo- optymalizacyjną. Konceptję zweryfikowano eksperymentalnie na podstawie badań skonstruowanego prototypu (20 MHz, 226 W, 92,5%).

Abstract. The specific properties of high-frequency Class E inverters (non-negligible parasitic parameters) present a challenge at the design and construction stage. The concept of a relatively simple and accurate design method of this type of inverters in the Matlab-Simulink environment is presented in the article. For this purpose, the developed simulation model and calculation-optimization procedure were applied. The concept was verified experimentally on the basis of tests of the built prototype. (**Design method of high-frequency Class E inverters – Matlab-Simulink**).

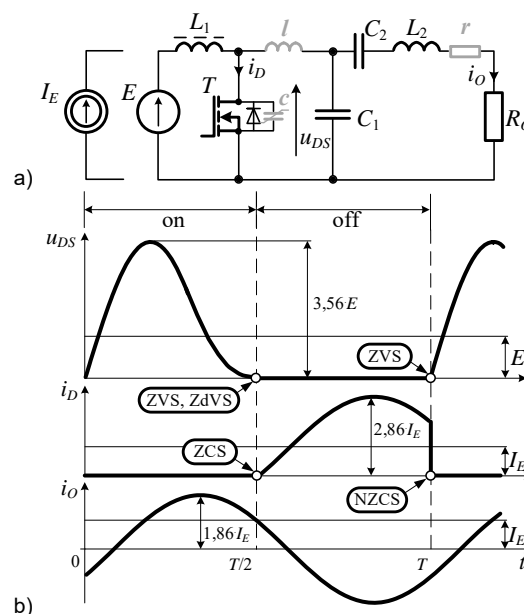
Słowa kluczowe: falownik klasy E, miękkie przełączanie, metoda projektowania, Matlab-Simulink.

Keywords: Class E inverter, soft switching, design method, Matlab-Simulink.

Wstęp

Ostatnie lata to nieprzerwany wzrost zainteresowania źródłami energii elektrycznej o megahercowych częstotliwościach i mocach od kilkuset watów do kilku kilowatów. Związane jest to bezpośrednio z ich licznymi zastosowaniami przemysłowymi, naukowymi oraz medycznymi (z ang. ISM – Industrial Scientific and Medical). Przykładowymi obszarami zastosowań są: mikroprecyzyjne nagrzewanie indukcyjne, nagrzewanie pojemnościowe, produkcja materiałów półprzewodnikowych, bezprzewodowy przesył energii, diagnostyka medyczna, radiokomunikacja, zminiaturyzowane przetwornice napięcia stałego oraz różnego typu systemy generacji plazmy oraz zasilania laserów [1÷7]. Zwiększanie częstotliwości pracy układów uzasadnione jest względami technologicznymi i ekonomicznymi oraz wiąże się ściśle z aspektami minimalizacji strat mocy oraz redukcji gabarytów i wagi układów.

Układami (przekształtnikami) powszechnie stosowanymi do wytwarzania energii elektrycznej wysokich częstotliwości są falowniki rezonansowe o topologiach niesymetrycznych (jednotranzystorowych) lub symetrycznych (wielotranzystorowych) [8], które cechują się możliwością generowania w przybliżeniu sinusoidalnych napięć (prądów) wyjściowych. Co istotne, w tym celu wykorzystywana jest technika miękkiego przełączania, polegająca na zapewnieniu korzystnych (możliwie zerowych) warunków napięciowo-prądowych podczas przełączania tranzystorów. Uzyskuje się w ten sposób redukcję strat mocy przełączeń i stosunkowo wysokie sprawności, jednocześnie ograniczając stromości zmian napięć i prądów podczas przełączeń i zmniejszając powstające zaburzenia elektromagnetyczne. Schemat rezonansowego falownika o takich właściwościach oraz charakterystyczne, wyidealizowane przebiegi napięcia i prądów, ilustrujące jego zasadę działania, przedstawiono na rysunku 1. Zaprezentowany jednotranzystorowy falownik klasy E zapewnia uzyskanie maksymalnie korzystnych warunków napięciowo-prądowych załączania tranzystora (ZVS – Zero Voltage Switching, ZdVS – Zero Derivative Voltage Switching / ZCS – Zero Current Switching) oraz wyłączania (ZVS, NZCS – Non-Zero Current Switching) [8÷11]. Z jego zasady działania wynika równowaga warunków ZdVS i ZCS. Wyróżnia go prostota, ale z drugiej strony niekorzystna, dość duża wartość stosunku napięcia maksymalnego tranzystora do napięcia zasilania.

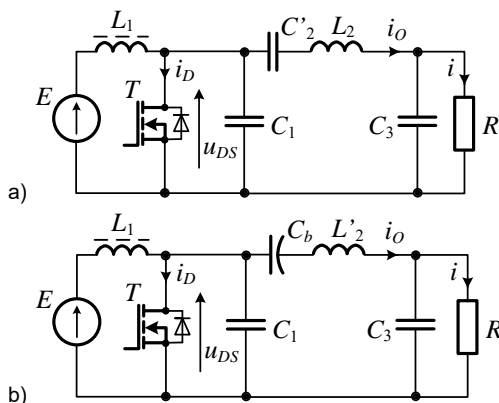


Rys. 1. Falownik klasy E: a) schemat podstawowy, b) wybrane przebiegi (przy pominięciu parametrów pasożytniczych r, l, c)

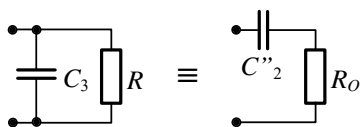
Wysokoczęstotliwościowy falownik klasy E wymaga zaawansowanej metody projektowania oraz starannego doboru typu elementów i wykonania połączeń (konstrukcji). Związane to jest z koniecznością uwzględnienia parametrów pasożytniczych elementów i połączeń, które najczęściej przy niższych częstotliwościach pracy (do około 1 MHz) mogą być zwykle pominięte. Przykładowo na schemacie falownika z rysunku 1.a) zaznaczono wyjściową pojemność nieliniową tranzystora c , pasożytniczą indukcyjność połączeń l oraz pasożytniczą rezystancję cewki r . Całkowite pominięcie tych parametrów może pogorszyć dokładność zbyt uproszczonej metody projektowania falownika wysokoczęstotliwościowego oraz spowodować dłuższe, trudniejsze i kosztowniejsze strojenie (modyfikację) parametrów prototypu na etapie laboratoryjnym. Z literatury znane są zaawansowane metody projektowania wysokoczęstotliwościowych falowników klasy E [8, 10, 12÷17], które niestety wymagają zastosowania odpowiednich i złożonych opisów matematycznych oraz procedur obliczeniowo-

optymalizacyjnych. W odróżnieniu od tych metod, celem niniejszego artykułu jest przedstawienie stosunkowo prostej i wystarczająco dokładnej metody projektowania wysokoczęstotliwościowych falowników klasy E, wykorzystującej potencjał środowiska Matlab-Simulink. Opracowanie takiej metody wymaga od projektanta pewnego doświadczenia, polegającego na wyważeniu wspomnianej prostoty i dokładności.

W pierwszej części artykułu omówiono krótko stosowane metody projektowania falowników klasy E oraz na podstawie metody analitycznej dokonano wprowadzenia w przedstawianą tematykę. Następnie wyjaśniono proponowaną metodę projektowania, ilustrując ją ilościowo dla dwóch przypadków. Wykorzystując jeden z przypadków, zaprojektowano prototyp wysokoczęstotliwościowego falownika klasy E, który poddano pomiarom weryfikacyjnym. W ostatniej części przedyskutowano możliwości dostosowania mocy wyjściowej rozważanego falownika.



Rys. 2. Falownik klasy E: a) schemat z dodatkowym kondensatorem dopasowującym oraz b) po korekcji elementów szeregowych



Rys. 3. Równoważne impedancyjne obwody szeregowy i równoległy

Metody projektowania falowników klasy E

Ogólnie metody projektowania falowników klasy E można podzielić na: analityczne (proste, bazujące na zależnościach zamkniętych) [np. 9, 11], metody analityczno-numeryczne (złożone, wykorzystujące opis matematyczny i procedury obliczeniowo-optymalizacyjne) [np. 8, 12, 14, 16] oraz numeryczne (o różnej złożoności, symulacyjno-obliczeniowo-optymalizacyjne) [np. 10]. Opracowanie metody projektowania wymaga wyznaczenia przebiegów napięć i prądów falownika (np. za pomocą metod zmiennych stanu lub całkowania numerycznego), a następnie wprowadzeniu dodatkowych warunków (np. warunków miękkiego załączania tranzystora). W ten sposób, łącząc obliczenia przebiegów i dodatkowe warunki, przykładowo za pomocą odpowiedniej procedury optymalizacyjnej, możliwe jest określenie wybranych parametrów projektowych falownika przy założeniu pozostałych parametrów.

$$(1) \quad R_O = \frac{8}{\pi^2 + 4} \cdot \frac{E^2}{P_{wy}} \approx 0,5768 \cdot \frac{E^2}{P_{wy}}$$

$$(2) \quad Q = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_2}{R_O} = \frac{\omega \cdot L_2}{R_O}$$

$$(3) \quad \omega \cdot C_1 \cdot R_O = \frac{2}{\pi \cdot (1 + \pi^2)} \approx 0,1836$$

$$(4) \quad \omega \cdot C_2 \cdot R_O = \frac{1}{Q - \pi/16 \cdot (\pi^2 - 4)} \approx \frac{1}{Q - 1,1525}$$

Zależności (1)-(4) stanowią bazę najprostszej metody analitycznej projektowania falownika klasy E [11]. Przyjęte oznaczenia są zgodne z rysunkiem 1.a), a P_{wy} , Q , f , ω oznaczają odpowiednio moc czynną wyjściową, dobroć obwodu rezonansowego, częstotliwość i pulsację przełączeń. Prostota metody okupiona jest jej mniejszą dokładnością, związaną z następującymi koniecznymi uproszczeniami: elementy idealne (w tym tranzystor idealny – zerowa rezystancja przewodzenia R_{on} , brak pojemności i indukcyjności pasożytniczych, zerowe czasy przełączeń), stały (bez tętnień) prąd zasilania I_E , sinusoidalny prąd wyjściowy i_o , współczynnik wypełnienia przewodzenia tranzystora D wynoszący 0,5. Poniższy przykład ilustruje zastosowanie tej metody.

Przykład 1 – $R_O = 10 \Omega$ (rys. 1):

– założenia: $P_{wy} = 100 \text{ W}$, $f = 20 \text{ MHz}$, $Q = 5$, $D = 0,5$,

– wyniki: $E = 41,6 \text{ V}$ – (1), $L_2 = 398 \text{ nH}$ – (2), zwykle $L_1 \approx 10 \cdot L_2 \approx 4 \mu\text{H}$, $C_1 = 146 \text{ pF}$ – (3), $C_2 = 207 \text{ pF}$ – (4), $I_E = P_{wy}(P_{we})/E = 2,4 \text{ A}$.

$$(5) \quad R_O = \frac{1}{1 + q^2} \cdot R$$

$$(6) \quad \omega \cdot C_3 \cdot R = \frac{1}{\omega C''_2 \cdot R_O} = q$$

$$(7) \quad C''_2 = \left(1 + \frac{1}{q^2}\right) \cdot C_3$$

$$(8) \quad C'_2 = \frac{C''_2 \cdot C_2}{C''_2 - C_2}$$

$$(9) \quad Q' = \frac{\omega \cdot L'_2}{R_O} = q + 1,1525$$

W ogólnym przypadku, rezystancja reprezentująca odbiornik może przyjmować różne wartości. Dla standardowego obciążenia 50Ω ($R_O = 50 \Omega$) wystąpiłby problem z koniecznością podwyższenia napięcia zasilania i użycia tranzystora o wyższej klasie napięciowej dla zapewnienia wymaganej mocy wyjściowej. Dlatego uzasadnione staje się zastosowanie zmodyfikowanego falownika o schemacie z rysunku 2.a). W tym przypadku metoda projektowania musi zostać uzupełniona o dodatkowe zależności (5)-(8) [11], związane wymaganym sprowadzeniem obwodu równoległego na równoważnego obwodu szeregowego (rys. 3). Przeliczenie dokonywane jest przy założeniu przebiegów sinusoidalnych. Zilustrowano to za pomocą przykładu 2. Kontynuując, można zauważyć, że istnieje możliwość zmniejszenia liczby wyznaczanych parametrów projektowych. Obniżając dobroć Q z wartości założonej do poziomu Q' wyznaczonego przez zależność (9), uzyskuje się skompensowanie reaktancji pojemnościowej $1/(\omega C'_2)$ przez część reaktancji indukcyjnej ωL_2 . Prowadzi to do falownika z rysunku 2.b). Kondensator C_b staje się jedynie niezbędny do blokowania składowej stałej prądu i_o oraz nie odgrywa istotnej roli w przeładowaniach rezonansowych. Z praktycznego punktu widzenia obniżenie dobroci jest korzystne ze względu na zmniejszenie indukcyjności cewki i przez to jej rezystancji, prowadząc jednak jednocześnie do większego zniekształcenia napięcia/prądu odbiornika.

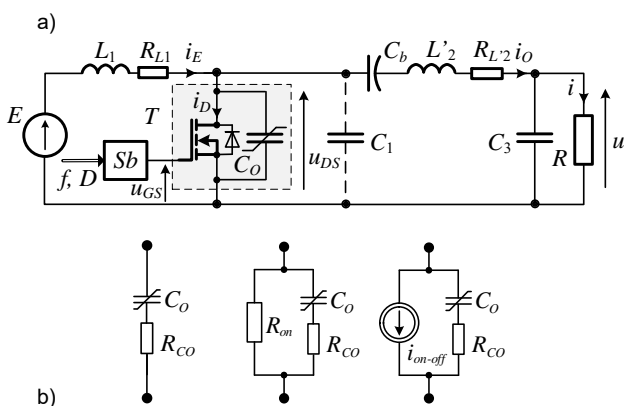
Przykład 2 – $R = 50 \Omega$ (rys. 2):

– założenia jak w przykładzie 1,

– wyniki: $q = 2$ dla $R_O = 10 \Omega$ – (5), $C_3 = 318 \text{ pF}$ – (6), $C''_2 = 398 \text{ pF}$ – (6) lub (7), $C'_2 = 431 \text{ pF}$ – (8), $Q' = 3,1525$ oraz $L'_2 = 251 \text{ nH}$ – (9).

Metoda projektowania wysokoczęstotliwościowych falowników klasy E

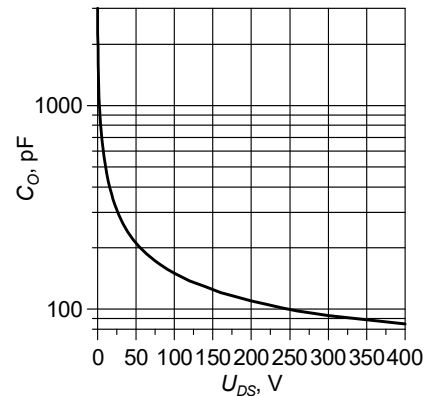
Proponowana metoda projektowania numerycznego zaimplementowana została w środowisku Matlab-Simulink. Łączy ona symulację opracowanego w Simulink-u modelu falownika klasy E i dodatkowe obliczenia nadzorowane przez program stworzony w przestrzeni roboczej Matlab-a, zapisany w formie m-pliku wsadowego. Wymagana dokładność metody związana jest z uwzględnieniem szeregu parametrów pasożytniczych istotnych do prawidłowego odwzorowania właściwości falownika wysokoczęstotliwościowego. Wyrażono to w schemacie falownika i przez przyjęty model tranzystora (rys. 4), uwzględniając: tętnienia prądu zasilania, niesinusoidalność prądu wyjściowego, współczynnik wypełnienia D różny od 0,5, standardowe obciążenie ($R = 50 \Omega$), istotne rezystancje pasożytnicze cewek (R_{L1} , R_{L2}) oraz trzystanowy model tranzystora MOSFET. Zmodyfikowany schemat falownika z rysunku 4.a) odpowiada wcześniejszemu, uproszczonemu schematowi z rysunku 2.b). Model tranzystora [15, 16] z rysunku 4.b) opisuje stany: wyłączenia (nieliniowa pojemność wyjściowa C_O z rezystancją R_{CO} , przewodzenia (rezystancja R_{on}) oraz wyłączania (zmniejszająca się liniowo przez czas t_{on-off} wydajność źródła prądu i_{on-off}). Stan załączania jest nieistotny ze względu na typowe dla klasy E miękkie załączanie tranzystora. Wyznaczona pomiarowo [18] charakterystyka pojemności C_O dla tranzystora MOSFET DE275-501N16A (500 V, 16 A), stanowiącego przykładowy tranzystor preferowany do zastosowań w falownikach wysokoczęstotliwościowych [19], zamieszczona została na rysunku 5. W zakresie wysokich częstotliwości pracy całkowita pojemność równoległa tranzystora ($C_O + C_1$) zdominowana jest przez pojemność C_O , która w granicznym przypadku pozostaje jedyną pojemnością równoległą. Ponieważ jej przeładowywanie nie jest bezstratne, dlatego wprowadzana jest dodatkowa szeregowo rezystancja R_{CO} . Jak wykazano eksperymentalnie [20] może ona zostać wystarczająco dobrze przybliżona poprzez katalogową rezystancję przewodzenia tranzystora R_{on} ($R_{CO} = R_{on}$). Również na podstawie danych katalogowych określana jest wartość czasu wyłączania (czasu opadania prądu) tranzystora t_{on-off} . Wartość początkowa prądu i_{on-off} odpowiada końcowej wartości prądu przewodzenia tranzystora.



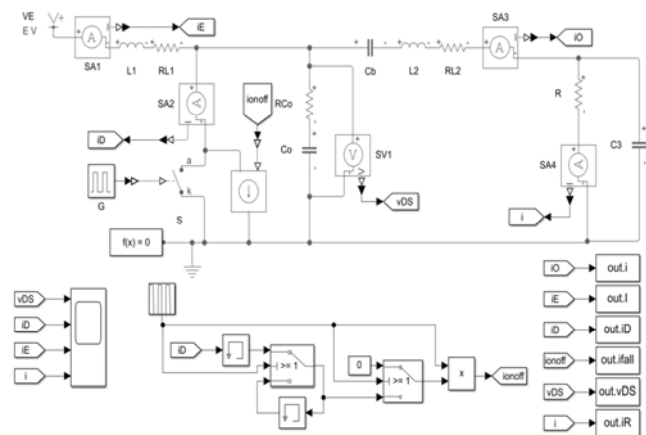
Rys. 4. Wysokoczęstotliwościowy falownik klasy E: a) schemat, b) trzystanowy model tranzystora

Opisane modele falownika i tranzystora stworzono w Simulink-u (rys. 6). Ich dalsza rozbudowa o dodatkowe parametry pasożytnicze jest możliwa, ale zdaniem autora nieuzasadniona. Przykładowo można dodać pasożytnicze indukcyjności własne tranzystora lub połączeń (np. l z rysunku 1.a)). Utrudnią one jednak sprawdzenie warunków miękkiego załączania tranzystora w sposób powtarzalny.

Jak wykazano dalej, przyjęty model i bazująca na nim metoda projektowania są wystarczająco dokładne.



Rys. 5. Charakterystyka pojemności wyjściowej tranzystora MOSFET DE275-501N16A

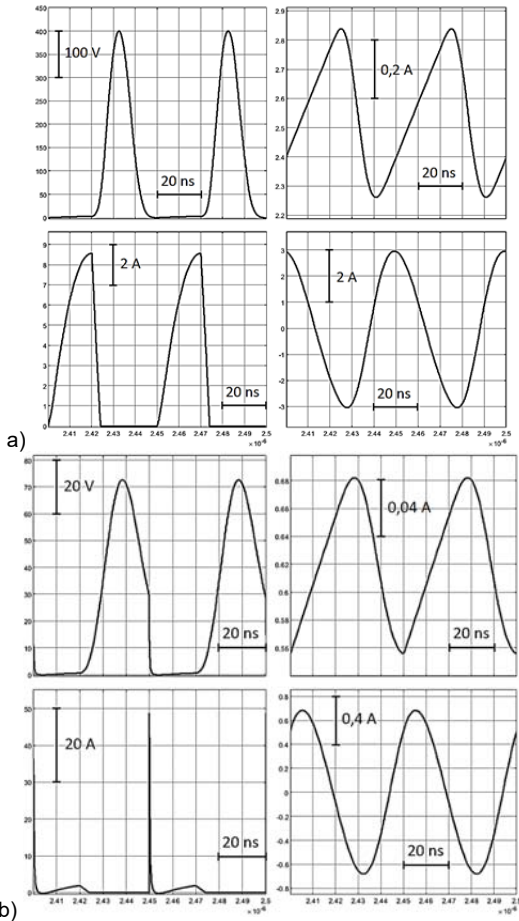


Rys. 6. Model symulacyjny wysokoczęstotliwościowego falownika klasy E – Simulink

Opracowany model falownika odpowiada przypadkowi granicznemu, gdy brak jest zewnętrznego kondensatora równoległego C_1 (rys. 4.a)). W dolnej części rysunku 6, od lewej, widoczne są: blok wizualizacji obliczanych przebiegów, obwód wypracowujący zadaną zmienność źródła prądu i_{on-off} oraz zestaw bloków przekazujących obliczane przebiegi do przestrzeni roboczej Matlab-a

Na podstawie modelu symulacyjnego obliczane są przebiegi dla zadanych parametrów falownika i stanu ustalonego. Przyjęto czas symulacji równy 50 okresom pracy falownika T , z krokiem $T/2000$. Wprowadzono również kontrolę uzyskania stanu ustalonego, porównując napięcie zasilania E , pomniejszone o spadek napięcia na rezystancji R_{L1} , z wartością średnią napięcia tranzystora u_{DS} .

Stworzenie metody projektowania oprócz modelu symulacyjnego falownika wymaga wybrania parametrów projektowych i przyjęcia ich wartości początkowych, dodania warunków wymaganych do spełnienia, założenia pozostałych parametrów oraz zastosowania procedury obliczeniowo-optymalizacyjnej, która umożliwi ostateczne wyznaczenie wspomnianych parametrów projektowych. W tym celu opracowano program w przestrzeni roboczej Matlab-a jako m-plik wsadowy. Ponieważ falownik zawiera istotną nieliniową pojemność wyjściową tranzystora C_O (rys. 5), dlatego wyznaczone parametry projektowe są zależne od wartości maksymalnej napięcia tranzystora związanego z napięciem zasilania. Jako parametry projektowe wybrano (rys. 4.a)): indukcyjność L_2 , pojemność C_3 i napięcie zasilania E . Metoda projektowania została zilustrowana dwoma przypadkami, różniącymi się przyjętymi warunkami pracy falownika.



Rys. 7. Obliczone przebiegi u_{DS} , i_E , i_D , i (rys. 4) – przypadek 1: a) $E = 95$ V, b) $E = 25$ V

Przypadek 1: Funkcja zawierająca warunki uzyskania miękkiego załączenia i założonego maksymalnego napięcia tranzystora przyjmuje postać:

$$(10) \quad g\left(\frac{L'_2}{L'_{2p}}, \frac{C_3}{C_{3p}}, \frac{E}{E_p}\right) = |u_{DS}(t_z)| + |i_E(t_z) - i_O(t_z)| + |U_{DSm} - U_{mz}|,$$

gdzie indukcyjność L'_{2p} , pojemność C_{3p} i napięcie zasilania E_p są wartościami początkowymi (oszacowanymi na podstawie (1)-(9) lub pochodzącymi z poprzednich obliczeń), $u_{DS}(t_z)$, $i_E(t_z)$, $i_O(t_z)$ (rys. 4.a) są odpowiednimi wartościami w chwili załączenia tranzystora t_z oraz U_{DSm} , U_{mz} są obliczoną i założoną wartością maksymalną napięcia tranzystora. Procedura obliczeniowo- optymalizacyjna, korzystając z wbudowanej funkcji Matlab-a fsolve, poszukuje zerowej wartości funkcji (10) dla założonych pozostałych parametrów falownika. Typowo obliczenia trwały 90 s, obejmując ok. 30 pełnych iteracji modelu symulacyjnego.

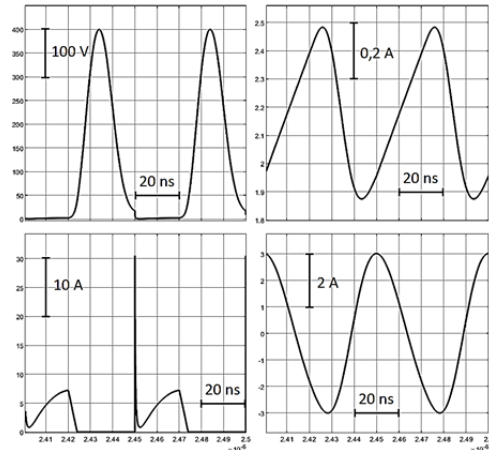
Założenia: $f = 20$ MHz, $D = 0,4$, $R = 50$ Ω , $U_{mz} = 400$ V, $L_1 = 5$ μ H, $R_{L1} = 0,1$ Ω , $C_b = 4$ nF, $Q_{L2} = \omega L'_2 / R_{L2} = 200$; dla tranzystora MOSFET DE275-501N16A [19]: $R_{on} = 0,4$ Ω , C_O (rys. 6), $R_{CO} = R_{on}$, $t_{on-off} = 4$ ns.

Wyniki: $L'_2 = 345,4$ nH, $C_3 = 323,6$ pF, $E = 95,0$ V, $P_{we} = 241,7$ W, $P_{wy} = 222,5$ W, $\eta_D = 92,1\%$.

$$(11) \quad \eta_D = \frac{P_{wy}}{P_{we}} \cdot 100\%$$

Na podstawie uzyskanych ostatecznie przebiegów falownika (rys. 7.a) wyznaczono podane moce wejściową P_{we} i wyjściową P_{wy} oraz związaną z nimi sprawność drenową η_D (11). Przebiegi potwierdzają spełnienie

warunków miękkiego załączenia tranzystora (ZVS, ZdVS/ZCS) – praca optymalna [8-11]. Zmniejszając napięcie zasilania do 25 V i zachowując pozostałe parametry falownika, uzyskano przebiegi z rysunku 7.b). Bardzo silnie uwidacznia się wpływ nieliniowości pojemności wyjściowej tranzystora C_O , która przeładowywana jest tylko w zakresie niższych napięć. W rezultacie niespełnione są warunki ZVS, ZdVS/ZCS – praca nieoptymalna [8]. Obliczone dodatkowo charakterystyki i dalsze wyjaśnienia zamieszczono w części dotyczącej badań laboratoryjnych.



Rys. 8. Obliczone przebiegi u_{DS} , i_E , i_D , i (rys. 4) – przypadek 2 ($E = 108,5$ V)

Przypadek 2: Wprowadzana jest funkcja zawierająca warunki uzyskania założonej mocy wyjściowej i maksymalnego napięcia tranzystora oraz warunków jak najwyższej sprawności drenowej (11) o następującej postaci:

$$(12) \quad g\left(\frac{L'_2}{L'_{2p}}, \frac{C_3}{C_{3p}}, \frac{E}{E_p}\right) = \left| \frac{P_{wy}}{P_{wyz}} - 1 \right| + |U_{DSm} - U_{mz}| + \left| \frac{P_{wy}}{P_{we}} - 1 \right|,$$

gdzie P_{wy} i P_{wyz} są obliczoną i założoną wartością mocy wyjściowej. Procedura obliczeniowo-optymalizacyjna korzysta z wbudowanej funkcji Matlab-a fminsearch, minimalizującej wartość funkcji (12) dla założonych pozostałych parametrów. Obliczenia dla przypadku 2 wydłużyły się około sześciokrotnie względem przypadku 1.

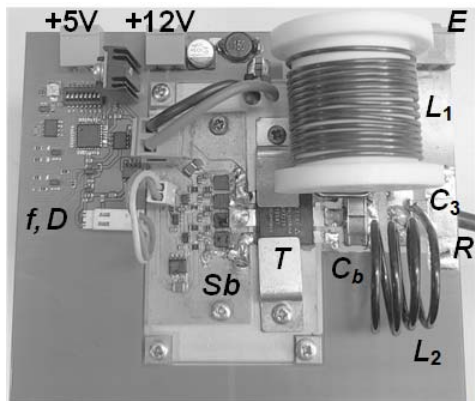
Założenia: Założenia z przypadku 1 uzupełniono o warunek uzyskania identycznej mocy wyjściowej $P_{wyz} = 222,5$ W.

Wyniki: $L'_2 = 409,4$ nH, $C_3 = 259,4$ pF, $E = 108,5$ V, $P_{we} = 238,4$ W, $P_{wy} = 222,5$ W, $\eta_D = 93,3\%$.

Obliczone przebiegi widoczne są na rysunku 8. Wyniki potwierdzają możliwość nieznacznego podwyższenia sprawności falownika poprzez wprowadzenie go w tzw. płytką pracę nieoptymalną [8], zachowując moc wyjściową (222,5 W) oraz wartość maksymalnego napięcia tranzystora (400 V) jak w przypadku 1. Korzystnie, nieznacznie zostaje podwyższone napięcie i obniżony prąd zasilania przy wciąż ograniczonych stratach mocy załączenia tranzystora.

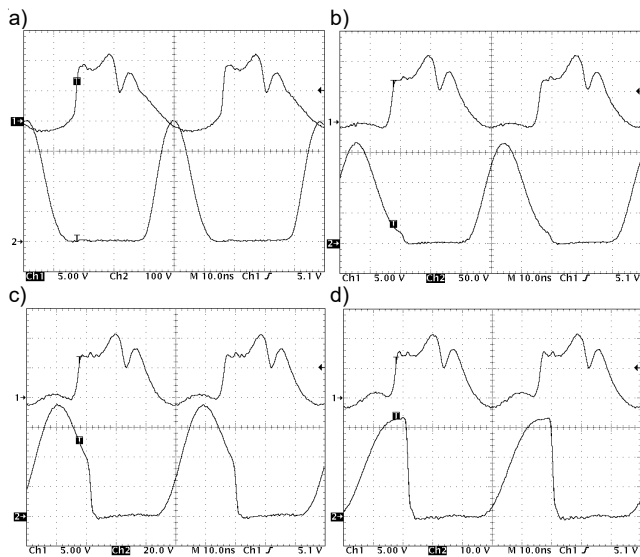
Badania laboratoryjne

Skonstruowany prototyp (rys. 9) odpowiada parametrom projektowym falownika klasy E z przypadku 1. Jako sterownik bramkowy S_b tranzystora mocy T (MOSFET DE275-501N16A) użyto czterech połączonych równolegle sterowników bramkowych EL7457, umieszczonych na płytce z izolowanym podłożem metalowym [21]. Układ sterowania umożliwił korektę częstotliwości f i wypełnienia D . Obciążenie stanowił rezystor BIRD 500-CT (50 Ω , 500 W).



Rys. 9. Widok prototypu falownika klasy E

$$(13) \quad \eta_C = \frac{P_{wy}}{P_{we} + U_{st} \cdot I_{st}} \cdot 100\%$$



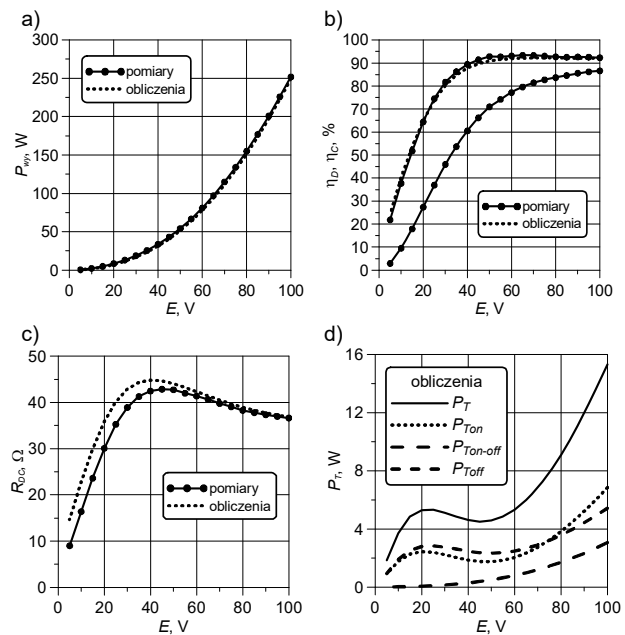
Rys. 10. Zmierzone przebiegi u_{GS} oraz u_{DS} (rys. 4) a) $E = 100$ V, b) $E = 50$ V, c) $E = 25$ V, d) $E = 10$ V

Wyniki pomiarów: $L_1 = 4,9 \mu\text{H}$, $R_{L1} = 0,08 \Omega$, $C_b = 3,95 \text{ nF}$, $L_2 = 335 \text{ nH}$ ($Q_{L2} = 220$, $R_{L2} = 0,18 \Omega$), $C_3 = 327 \text{ pF}$, $E = 95,0 \text{ V}$, $P_{we} = 244,2 \text{ W}$, $P_{wy} = 226,0 \text{ W}$, $\eta_D = 92,5\%$, $\eta_C = 86,2\%$.

Wyznaczona sprawność całkowita η_C (13) uwzględnia moc czynną niezbędną do zasilania układu sterowania ($U_{st} = 12 \text{ V}$, $I_{st} = 1,5 \text{ A}$), w szczególności sterownika bramkowego Sb. Do pomiarów impedancyjnych zastosowano precyzyjny analizator impedancji 4294A (40Hz÷110MHz). Pomiary mocy wejściowej wykonano multimetrami Sanwa PC5000, a mocy wyjściowej miernikiem mocy RF BIRD 4421 z sensorem 4024 (1,5÷32MHz, 3W÷10kW). Wyniki pomiarów są bardzo bliskie wartościom obliczonym w przykładzie 1. Oscylogramy zarejestrowane za pomocą oscyloskopu Tektronix TDS 620B (100 MHz, 2,5 Gs/s) z sondami napięciowymi P6139A zestawiono na rysunku 10. Przy zmniejszaniu napięcia zasilania falownik przechodzi on stopniowo od pracy optymalnej do pracy nieoptymalnej, co związane jest bezpośrednio z nieliniowością pojemności wyjściowej tranzystora C_O (rys. 5). Zaobserwowano to również wcześniej w symulacjach (rys. 7.b) i rys. 10.c).

Zmierzone i obliczone charakterystyki mocy wyjściowej P_{wy} , sprawności η_D i η_C , zastępczej rezystancji stałoprądowej R_{DC} ($R_{DC} = E/I_E$) oraz wyznaczony dla trzystanowego modelu tranzystora rozkład strat mocy P_T (P_T – całkowite, P_{Ton} – przewodzenia, $P_{Ton-off}$ – wyłączenia,

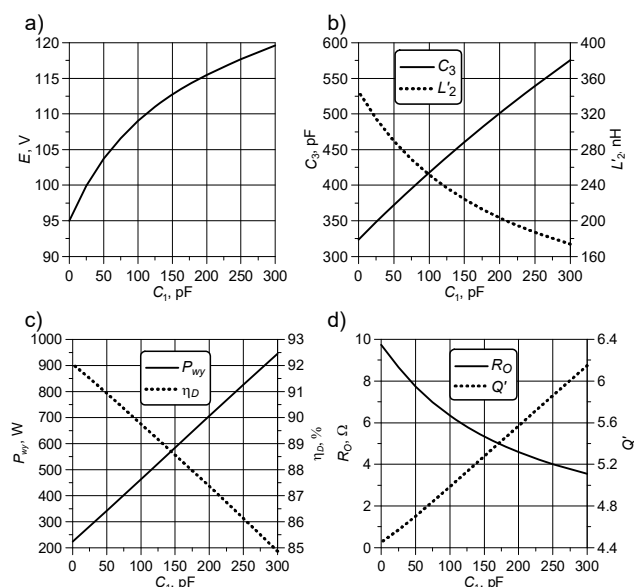
P_{Toff} – wyłączenia) zamieszczono na rysunku 11. Obliczenia wykonano na podstawie modelu symulacyjnego dla parametrów z przykładu 1, dokonując jedynie zmian napięcia zasilania. Pomiary i obliczenia wykazują bardzo dużą zgodność, potwierdzając poprawność i efektywność przyjętego modelu symulacyjnego i metody projektowania. Ze zmniejszaniem napięcia E , po przekroczeniu około 40 V, zaczyna silnie obniżać się sprawność η_D . Zmienia się punkt pracy falownika (rys. 10) z powodu nieliniowości pojemności C_O (rys. 5). Widoczne jest to również wyraźnie na charakterystyce rezystancji R_{DC} (rys. 11.c)). Pogorszenie sprawności związane jest z pewną stabilizacją strat mocy w zakresie napięć zasilania 10÷50 V (rys. 11.d)) przy mniejszych mocach wyjściowych (rys. 11.a)). Sprawność całkowita η_C jest zauważalnie niższa względem sprawności drenowej (rys. 11.b)) ze względu na istotną moc zasilania sterownika bramkowego przy wysokiej częstotliwości pracy.



Rys. 11. Charakterystyki: a) mocy P_{wy} , b) sprawności η_D i η_C , c) zastępczej rezystancji R_{DC} , d) strat mocy P_T w funkcji napięcia E

Możliwości dostosowania mocy wyjściowej

W artykule przyjęto dość specyficzny schemat falownika klasy E, który dzięki wysokiej częstotliwości pracy został pozbawiony zewnętrznego kondensatora równoległego C_1 . Dla przyjętych założeń (użyte metody projektowania) zdeterninowało to moc wyjściową, co należy uznać za podejście niezbyt praktyczne. Zgodnie z uproszczoną zależnością (3), dodanie i zwiększanie pojemności C_1 powoduje konieczność odpowiedniego zmniejszania rezystancji R_O przy zachowaniu pulsacji ω . Obniżanie tej rezystancji prowadzi z kolei do wzrostu mocy P_{wy} przy zachowaniu napięcia E (1). Wykorzystując zaprezentowaną metodę projektowania dokonano obliczeń projektowych przy stopniowym dodawaniu pojemności C_1 . Charakterystyki dla analogicznych założeń i obliczone metodą jak dla przypadku 1 zestawiono na rysunku 12. Ze wzrostem pojemności C_1 występuje „linearyzacja” wypadkowej pojemności równoległej tranzystora $C_O + C_1$, obserwowany jest wzrost napięcia E , zwiększenie pojemności C_3 i zmniejszenie indukcyjności L_2 oraz wzrost mocy P_{wy} i spadek sprawności η_D . Obliczona równoważna rezystancja R_O i związana z nią dobroć Q' widoczne są na rysunku 12.d). Zmniejszająca się rezystancja R_O powoduje wzrost prądów i mocy falownika oraz jednocześnie zwiększa straty mocy.



Rys. 12. Charakterystyki: a) napięcia E , b) pojemności C_3 i indukcyjności L_2 , c) mocy P_{wy} i sprawności η_D , oraz d) rezystancji R_O i dobroci Q' w funkcji pojemności C_1

Podobną dyskusję dotyczącą dostosowania mocy (jej zwiększenia lub zmniejszenia) można przeprowadzić w odniesieniu do zmian częstotliwości pracy falownika. Przykładowo za pomocą metody projektowania z przypadku 1, dla częstotliwości 10 i 30 MHz, uzyskano odpowiednio: $E = 94,5$ i $94,3$ V, $C_3 = 319$ i 160 pF, $L_2' = 1349$ i 287 nH, $P_{wy} = 88,0$ i 385 W, $\eta_D = 94,9$ i $88,5\%$, $R_O = 24,9$ i $15,3$ Ω , $Q' = 3,4$ i $3,5$. Oczywiście dostosowanie mocy falownika może również zostać zrealizowane poprzez jednoczesną zmianę pojemności C_1 i częstotliwości f .

Wnioski

Wyjaśniono koncepcję efektywnego projektowania wysokoczęstotliwościowego falownika klasy E w środowisku Matlab-Simulink. Połączono cykliczne symulacje odpowiedniego modelu falownika z nadrzędną procedurą obliczeniowo-optymalizacyjną, która dla części założonych parametrów dostosowuje wybrane parametry projektowe falownika ze względu na zadane warunki pracy. Rozpatrzono dwa przypadki warunków pracy – warunki miękkiego załączania tranzystora oraz maksymalizację sprawności. Uwzględniono niezbędne parametry pasytywne, istotne w rozważanym zakresie częstotliwości pracy falownika.

Wybrano zminimalizowany schemat falownika klasy E, eliminując kondensator równoległy C_1 i stosując kondensator blokujący C_b , przystosowany do współpracy ze standardowym obciążeniem 50 Ω . Przedyskutowano możliwości dostosowania mocy falownika poprzez odpowiednie dodanie pojemności równoległej do tranzystora oraz zmianę częstotliwości pracy f .

Skonstruowany prototyp umożliwił zweryfikowanie zaproponowanej metody projektowania. Uzyskano zgodność pomiarów i obliczeń w pełni wystarczającą do projektowania tego typu falowników.

Zaprezentowana metoda projektowania może zostać dostosowana do innych potrzeb i warunków pracy falownika klasy E oraz również adoptowana do innych przekształtników energoelektronicznych.

Autor: dr hab. inż. Zbigniew Kaczmarczyk, Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, ul. B. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, E-mail: zkaczmarczyk@polsl.pl

LITERATURA

- [1] Kaczmarczyk Z., Falownik klasy E - teoria i praktyka przekształtnika wysokiej częstotliwości, *Przegląd Elektrotechniczny*, 80 (2014), nr 9, 817-820
- [2] Fu M., Yin H., Liu M., Ma C., Loading and Power Control for a High-Efficiency Class E PA-Driven Megahertz WPT System, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63 (2016), No. 11, 6867-6876
- [3] Erel M. Z., Bayindir K. C., Aydemir M. T., Chaudhary S. K., Guerrero J. M., A Comprehensive Review on Wireless Capacitive Power Transfer Technology: Fundamentals and Applications, *IEEE Access*, 10 (2022), 3116-3143
- [4] Mikołajewski M., Wzmacniacz klasy E na zakres CB, *Przegląd Elektrotechniczny*, 92 (2016), nr 9, 16-19
- [5] Aldaher S., Yates D. C., Mitcheson P. D., Load-Independent Class E/EF Inverters and Rectifiers for MHz-Switching Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (2018), No. 10, 8270-8287
- [6] Bąba S., Gajewski W., Jasiński M., Żelechowski M., Kaźmierkowski M. P., High Performance Power Supplies for Plasma Materials Processing, *IEEE Access*, 9 (2021), 19327-19344
- [7] Chinga R. A., Lin J., Roy S., Self-Tuning High-Voltage High-Frequency Switching Power Amplifier for Atmospheric-Based Plasma Sterilization, *IEEE Transactions on Plasma Science*, 42 (2014), No. 7, 1861-1869
- [8] Kaczmarczyk Z., Poprawa właściwości energetycznych falowników klasy E przez maksymalizację wykorzystania tranzystora, monografia, *Prace Naukowe Politechniki Śląskiej, s. Elektryka*, z. 200 (Gliwice 2007), ISSN 0072-4688
- [9] Sokal N. O., Sokal A. D., Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 10 (1975), No. 3, 168-176
- [10] Sokal N. O., Class-E RF Power Amplifiers, QEX, (2001), No. 204, 9-20 (HEPA-PLUS)
- [11] Kazimierzczuk M. K: RF Power Converters, 2008 John Wiley & Sons, Ltd (2008), ISBN: 978-0-470-77946-0
- [12] Reynaert P., Mertens K. L. R., Steyaert M. S. J., A state-space behavioral model for CMOS class E power amplifiers, *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 22 (2003), No. 2, 132-138
- [13] Mediano A., Molina-Gaudio P., Bernal C., Design of Class E Amplifier With Nonlinear and Linear Shunt Capacitances for Any Duty Cycle, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55 (2007), No. 3, 484-492
- [14] Hayati M., Lotfi A., Kazimierzczuk M. K., Sekiya H., Analysis and Design of Class-E Power Amplifier With MOSFET Parasitic Linear and Nonlinear Capacitances at Any Duty Ratio, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28 (2013), No. 11, 5222-5232
- [15] Kaczmarczyk Z., Model i metoda projektowania wysokoczęstotliwościowego falownika klasy EF, *Przegląd Elektrotechniczny*, 90 (2014), nr 6, 73-78
- [16] Kaczmarczyk Z., Metoda projektowania wysokoczęstotliwościowych falowników klasy E, *Prace Naukowe Politechniki Śląskiej, s. Elektryka*, z. 4 (2014), 53-66
- [17] Surakitbovorn K. N., Rivas-Davila J. M., On the Optimization of a Class-E Power Amplifier With GaN HEMTs at Megahertz Operation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35 (2020), No. 4, 4009-4023
- [18] Application Notes; Impedance Measurement Handbook; A guide to measurement technology and techniques
- [19] https://ixapps.ixys.com/Datasheet/de275_501n16a.pdf
- [20] Kaczmarczyk Z., Zellner M., Frania K., Straty mocy i rezystancja zastępcza związane z przeladowywaniem nieliniowej pojemności wyjściowej tranzystora MOSFET, *Przegląd Elektrotechniczny*, 94 (2018), nr 3, 55-59
- [21] Legutko P., Falownik klasy E (30 MHz, 300 W) z niskostratnym drajverem hybrydowym, *Przegląd Elektrotechniczny*, 94 (2018), nr 3, 69-74