

Szeregowy, dwuczęstotliwościowy falownik do nagrzewania indukcyjnego z pojedynczym mostkiem tranzystorowym typu H – problemy komutacji nieoptymalnych

Streszczenie. W artykule przedstawiono strukturę pojedynczego szeregowego dwuczęstotliwościowego jednoczesnego falownika do nagrzewania indukcyjnego. Zaprezentowano metody sterowania mocy wyjściowych poszczególnych składowych. Dokonano analizy komutacji występujących przy pracy dwuczęstotliwościowej. Wykazano występowanie komutacji twardych $D \rightarrow sT$.

Abstract. The paper presents topology of single simultaneous dual frequency serial inverter for inductive heating. The principles of power regulation control methods for each frequencies are presented. Commutation analysis of dual frequency operation is presented and illustrated by simulation tests. Occurrences of hard switching $D \rightarrow sT$ are shown. **Topology of single simultaneous dual frequency serial inverter for inductive heating**

Słowa kluczowe: nagrzewanie indukcyjne, rezonans, SiC MOSFET, jednoczesny falownik dwuczęstotliwościowy.

Keywords: inductive heating, resonance, SiC MOSFET, simultaneous dual-frequency inverter.

Wstęp

Artykuł dotyczy pojedynczego jednoczesnego falownika rezonansowego z szeregowym dwuczęstotliwościowym obwodem rezonansowym [1], [5], stosowanym w procesach precyzyjnego powierzchniowego hartowania Obwie-dniowego elementów o nieregularnym kształcie, przykładem może być koło zębate.

Cechą charakterystyczną jest prąd falownika zawierający dwie składowe: średniej i_{MF} oraz wysokiej i_{HF} częstotliwości. Do opisu zastosowano sformułowanie jedno-czesny w celu zróżnicowania względem sekwencyjnego przekształtnika dwuczęstotliwościowego, który w prądzie wyjściowym zawiera w danej chwili czasowej tylko jedną ze składowych i_{MF} lub i_{HF} .

Omawiany falownik o strukturze pełnego mostka tranzystorowego MOSFET zasila obwód rezonansowy przy-lączony przez transformator dopasowujący T_r . Obwód rezonansowy składa się z trzech elementów reaktancyjnych: cewki L_1 oraz dwóch kondensatorów rezonansowych C_1 , C_2 . Wzbudnik jest reprezentowany przez parametry zastępcze L_2 , R .

Prosta konstrukcja zawierająca niewielką liczbę elementów pasywnych jest niewątpliwą zaletą prezentowa-nego rozwiązania falownika dwuczęstotliwościowego. Relatywnie prosta konstrukcja w stosunku do innych rozwiązań [5] nie jest pozbawiona wad, jakimi są:

- skomplikowany układ sterowania MSI (modulacja naturalna/regularna) wysokiej częstotliwości,
- występowanie komutacji nieoptymalnych,

- regulacja mocy jednej składowej wpływa jednocześnie na drugą składową prądu i , jednak sterowanie mocy MSI pozwala na większościowe zmiany mocy regulowanej składowej.

Celem artykułu jest identyfikacja występujących komutacji w procesie przełączania tranzystorów falownika, oraz ocena możliwości pracy układu.

Dwuczęstotliwościowy obwód dopasowania

Prezentowany obwód dopasowania (rys.1) charakteryzuje się dwoma częstotliwościami rezonansu szeregowego. Częstotliwość rezonansu składowej MF wynosi:

$$(1) \quad f_{MF} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

natomiast częstotliwość rezonansu składowej HF:

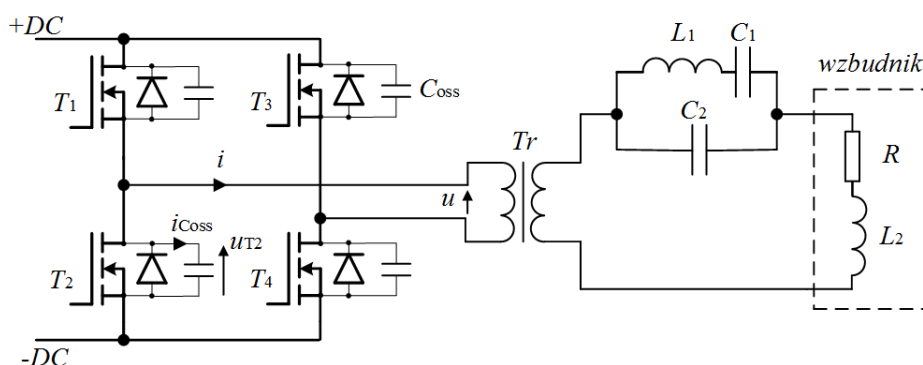
$$(2) \quad f_{HF} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$$

przy założeniu: $C_1 \gg C_2$ oraz $L_1 \gg L_2$.

Należy również wspomnieć o parametrze OCR (ang. *Output Current Ratio*) reprezentującym stosunek obu składowych prądu i stosowanym w literaturze:

$$OCR = \frac{I_{MF}}{I_{HF}}$$

Wartości w liczniku oraz mianowniku są odpowiednio amplitudami prądu składowej MF oraz HF.



Rys. 1. Uproszczony schemat zastępczy pojedynczego szeregowego dwuczęstotliwościowego jednoczesnego falownika rezonansowego

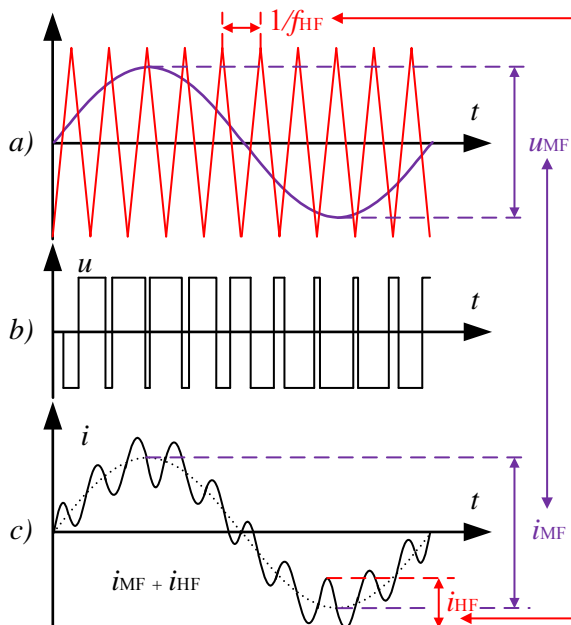
Elementem wymagającym szczegółowej analizy jest transformator dopasowujący T_1 , ze względu na znaczne różnice w częstotliwościach przenoszonych składowych prądu i . Niemniej jednak, nie jest on obiektem niniejszego artykułu, a nadmieniona problematyka doboru transformatora będzie w przyszłości rozważana.

Metoda sterowania zaworami falownika

Sterowanie zaworami w omawianym falowniku realizowane jest za pomocą metody MSI naturalnej lub regularnej [6]. Za pomocą tej metody możliwe jest większościowe sterowanie mocą poszczególnych składowych prądu i falownika (rys. 2). Poprzez zmianę głębokości modulacji wpływamy na zmianę amplitudy składowej i_{MF} natomiast przez zmianę częstotliwości nośnej wpływamy na zmianę amplitudy składowej i_{HF} .

Ponadto, istnieje również możliwość sterowania mocą składowej i_{MF} poprzez zmianę częstotliwości sygnału modulującego, podobnie jak w klasycznej metodzie sterowania mocy FM falownika rezonansowego [2].

Dodatkowym stopniem regulacji dla składowej i_{HF} jest wprowadzenie przesunięcia fazowego w sygnałach sterujących grupami tranzystorów T_1-T_2 względem T_3-T_4 [4]. Prowadzona analiza komutacji nie uwzględnia jednak ostatniej metody sterowania ze względu na mnogość występujących w niej typów komutacji, co w konsekwencji wpłynęłoby na problem z jej interpretacją. Przesunięcie fazowe wprowadziłoby dodatkowe podokresy, w których występowałoby przewodzenie tranzystor - dioda zwrotna równoległych gałęzi mostka dla grup dolnych lub górnych zaworów.



Rys. 2. Przebiegi odpowiednio: a) sygnału modulującego (sinus) oraz nośnego (trójkąt), b) napięcia wyjściowego falownika u , c) prądu wyjściowego falownika i

Badania symulacyjne oraz analiza

W ramach pracy przeprowadzono symulację omawianego obwodu falownika (rys. 1) w programie GeckoCircuits. Model obwodu został sparametryzowany, aby uzyskać stosunek częstotliwości $f_{MF}/f_{HF} \approx 1/30$. W celu uwidocznienia na symulowanych przebiegach poszczególnych stanów pracy, przeskalowano odpowiednio napięcia i prądy zaprezentowane na przebiegach (rys. 4, 5, 6).

Pojemności wyjściowe tranzystora zasymulowano poprzez równoległe dołożenie kondensatorów o pojemności 200 pF do każdego z zaworów (rzędu wielkości pojemności wyjściowej typowej dla tranzystora MOSFET o klasie napięciowej do 1000 V przy pracy z napięciem rzędu kilkuset woltów). Założono stały czas martwy równy 400 ns.

Na podstawie grafów przedstawiono poszczególne stany pracy przekształtnika (rys. 3). Grafy zaznaczone na szaro określają stan pracy w trakcie trwania czasu martwego. Zaznaczyć należy, że zaprezentowane sekwencje w poszczególnych podokresach prądu wyjściowego falownika mogą się różnić od opracowanego modelu (rys. 3). Prezentowane sekwencje obrazują cyrkulację prądu w przypadku, gdy spełnione będą następujące założenia (występować będzie zróżnicowanie grafów w czasie trwania czasu martwego):

- nie będzie następowało wycianianie (przez czas martwy lub wartość głębokości modulacji bliską jedności) najkrótszych impulsów sterujących,
- będą występowały fragmenty czasowe, dla których w całym okresie składowej i_{HF} , prąd nie osiągnie wartości równej zero ($OCR > 1$),
- czas martwy będzie odpowiednio długi aby wystąpiły wszystkie z możliwych komutacji (w zależności od wartości pojemności wyjściowej tranzystora oraz dobroci Q obwodu rezonansowego, jego wartość jest różna).

W zależności od parametrów sterowania, może nastąpić zredukowanie poszczególnych sekwencji grafów, a nawet wyeliminowanie niektórych z zaprezentowanych sekwencji w okresie składowej i_{MF} . Przykładowo, gdy współczynnik $OCR < 1$, nie wystąpi sekwencja dla przedziału czasu I (rys. 3).

Grafy reprezentujące poszczególne stany pracy zostały wyznaczone dla trzech fragmentów czasowych, które pod względem zachodzących komutacji można analogicznie odnieść do reszty okresu składowej i_{MF} w przypadku spełnienia powyższych założeń.

W opracowaniu posłużono się oznaczeniami skrótowymi opisującymi poszczególne procesy komutacyjne. Do opisu zastosowano litery s - szeregowy, r - równoległy, przykładowo D→sT oznacza komutację prądu z diody na szeregowy tranzystor rozpatrywanej gałęzi mostka.

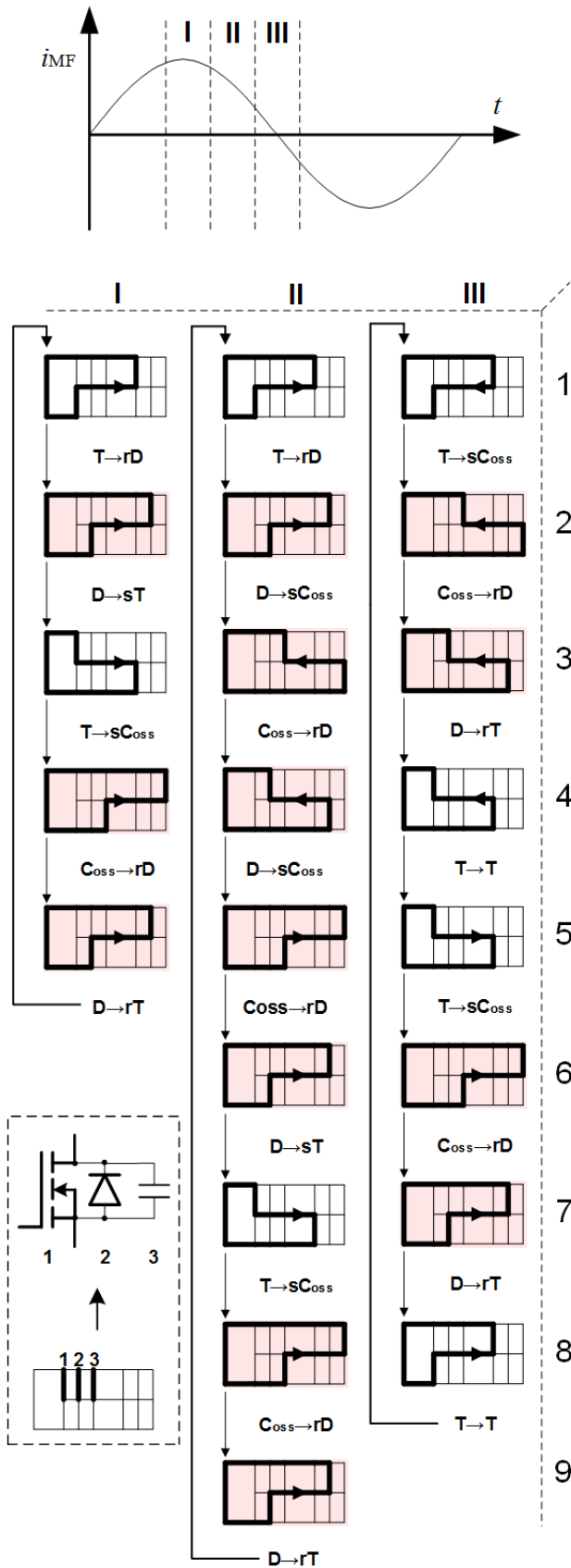
Sekwencje komutacji oznaczone I oraz II wykazują występowanie komutacji twardej D→sT, jest to znaczący problem ponieważ istnieje ryzyko przekroczenia zakresu SOA (ang. Safe Operating Area) tranzystora MOSFET, a tym samym jego uszkodzenie. W literaturze spotykane są następujące rozwiązania problemu występowania komutacji twardej w falowniku dwuczęstotliwościowym:

Rozwiązanie 1

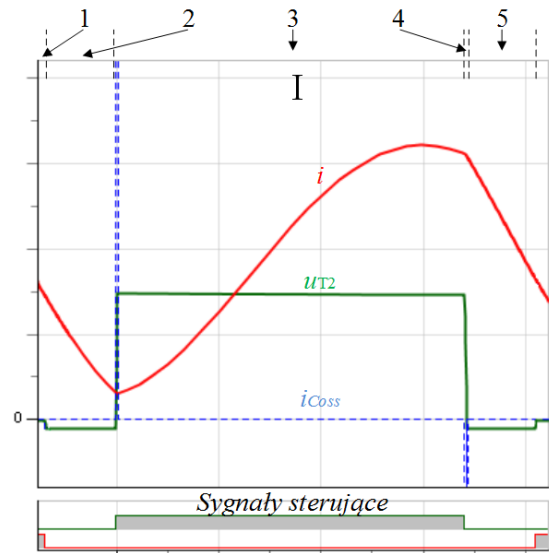
Poprawa właściwości dynamicznych diody zwrotnej poprzez eliminację diody wewnętrznej tranzystora MOSFET. Eliminacja strukturalnej diody zwrotnej tranzystora następuje poprzez dołożenie szeregowej diody blokującej oraz antyrównoległej diody o lepszych właściwościach dynamicznych. Taki zabieg powoduje brak możliwości rozładowania pojemności wyjściowej tranzystora przez obwód obciążenia. Pojemność ta każdorazowo rozładowywana jest poprzez kanał tranzystora generując dodatkową moc strat.

Rozwiązanie 2

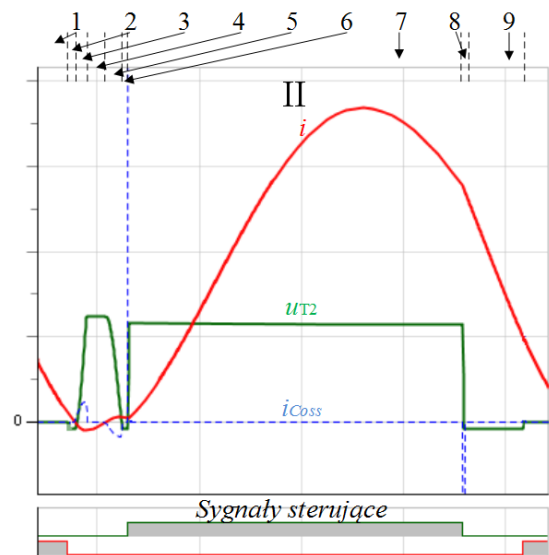
Poprawa właściwości dynamicznych diody zwrotnej poprzez zastosowanie tranzystorów na bazie węgla-krzem SiC MOSFET zawierających diody wewnętrzne o znacznie lepszych właściwościach dynamicznych niż tranzystory krzemowe. Brak diody blokującej pozwala na rozładowywanie pojemności wyjściowej tranzystora przez obciążenie. Wysokie napięcie przewodzenia (>3 V) wewnętrznej diody tranzystora SiC MOSFET stwarza potencjalną możliwość jej



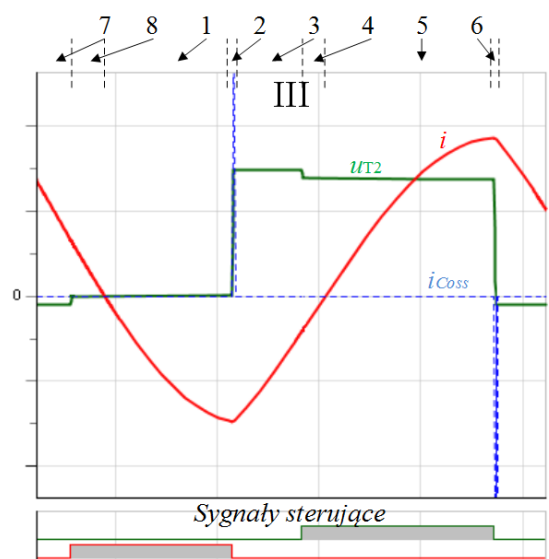
Rys. 3. Grafy zastępcze reprezentujące poszczególne stany pracy oraz rodzaje komutacji występujące w wyszczególnionych fragmentach okresu składowej i_{MF}



Rys. 4. Przebiegi reprezentujące poszczególne grafy dla przedziału czasu nr I



Rys. 5. Przebiegi reprezentujące poszczególne grafy dla przedziału czasu nr II



Rys. 6. Przebiegi reprezentujące poszczególne grafy dla przedziału czasu nr III

eliminacji przez dołożenie antyrównoległej diody Shottky'ego SiC o niższym napięciu przewodzenia (<2 V), bez konieczności stosowania diody blokującej. Rozwiązanie to zaprezentowane jest w notach katalogowych producenta tranzystorów SiC MOSFET ROHM np. SCH2080KE.

Zakres dla przedziału czasu III prezentuje sekwencję pracy falownika w klasie DE. W celu zapewnienia optymalnych warunków komutacji [3], czas martwy musi być odpowiednio długi względem zakresu sterowania częstotliwości składowej i_{HF} , aby umożliwić rozładowanie pojemności wyjściowej tranzystora przez obciążenie nie powodując jej zwierania przez kanał załączanego tranzystora.

Zaprezentowano przebiegi (rys. 4, 5, 6): sygnałów sterujących grup tranzystorów T_1-T_4 oraz T_3-T_4 , prądu falownika i , napięcia tranzystora T_2 (u_{T2}) oraz prądu pojemności wyjściowej tranzystora T_2 (i_{Coss}). Na przebiegach we fragmentach, podczas których występuje komutacja twarda lub przeładowanie pojemności prądem obciążenia o znacznej wartości można zaobserwować wartości prądu i_{Coss} znacznie przekraczające skalę. Wynika to częściowo z idealnego modelu symulowanego obwodu, w którym nie definiowano pasożytniczych indukcyjności oraz rezystancji doprowadzeń. W układzie rzeczywistym dodatkowo występują niezerowe czasy załączenia tranzystora związane z dynamiką zastosowanego tranzystora mocy oraz zastosowanej rezystancji bramkowej. Wartość maksymalna prądu i_{Coss} nie była w żaden sposób ograniczana powyższymi czynnikami.

Podsumowanie

Przeprowadzone badania symulacyjne oraz analiza pozwalają wyznaczyć sekwencję występujących komutacji dla określonych warunków sterowania ze zmiennością występującą w okresach trwania czasu martwego.

Parametry mające wpływ na rodzaj zachodzących komutacji to:

- wartości pojemności wyjściowych tranzystorów mocy,
- wartość czasu martwego,
- dobroć układu rezonansowego,
- głębokość modulacji,
- częstotliwość sygnału nośnego,
- częstotliwość sygnału modulującego,
- przesunięcie fazowe sygnałów sterujących dla grup tranzystorów T_1-T_2 względem T_3-T_4 .

Ze względu na przedstawione powyżej parametry, nie jest możliwym stworzenie uniwersalnego modelu obrazującego dokładną sekwencję rozplywu prądu w falowniku. Niemniej jednak opracowany model pozwala na interpretację procesów komutacji występujących podczas pracy przekształtnika.

Szczególną uwagę należy zwrócić na występujące tu komutacje twarde D→sT mogące przyczynić się do uszkodzenia tranzystora mocy w przypadku przekroczenia SOA.

Ponadto, w ramach pracy przytoczono proponowane w literaturze rozwiązania problemu komutacji twardej (D→sT):

- zastosowanie tranzystorów Si MOSFET z szeregową diodą blokującą oraz antyrównoległą diodą o poprawionych właściwościach dynamicznych,
- zastosowanie tranzystorów SiC MOSFET posiadających diody strukturalne o znacznie lepszych parametrach dynamicznych niż diody strukturalne tranzystorów krzemowych.

Poprawienie właściwości dynamicznych diody, powinno zmniejszyć maksymalną wartość prądu wstecznego oraz skrócić czas odzyskiwania właściwości zaworowych diody, tym samym zredukować moc strat oraz zapewnić pozostanie w zakresie SOA.

Zaprezentowana analiza nie pozwala określić ilościowo typu występujących komutacji w okresie składowej i_{MF} , tym samym szacowania mocy strat. Pozwala natomiast usystematyzować zachodzące procesy komutacyjne falownika dwuczęstotliwościowego.

Dalszym etapem rozważań będzie konstrukcja oraz przebadanie laboratoryjne falownika z szeregowym obwodem rezonansowym, pracującego poniżej częstotliwości rezonansowej w celu wymuszenia pracy przy komutacjach twardych D→sT.

Autorzy: mgr inż. Kamil Kierepka, dr inż. Piotr Legutko, Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, ul. B.Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice,
E-mail: kamil.kierepka@polsl.pl, piotr.legutko@polsl.pl

LITERATURA

- [1] Kierepka K., Falownik dwuczęstotliwościowy do nagrzewania indukcyjnego, praca dyplomowa magisterska, Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, Gliwice, 2015 r.
- [2] Kasprzak M., Falowniki rezonansowe klasy D i DE o częstotliwościach pracy do 13,56 MHz, monografia habilitacyjna, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, ISBN 978-83-7880-037-8, Gliwice 2013
- [3] Kasprzak M., Sterowanie falownika klasy DE metodą PWM-FM, Przegląd Elektrotechniczny, ISSN 0033-2097, R. 90 NR 6/2014, 83-86
- [4] Mućko J., Tranzystorowe falowniki napięcia z szeregowymi obwodami rezonansowymi. Wydawnictwa Uczelniane Uniwersytetu Technologiczno-Przyrodniczego, Rozprawy nr 148, ISSN 0209-0597, Bydgoszcz 2011
- [5] Esteve V., Jordán J., Dede E.J., Induction Heating Inverter with Simultaneous Dual-Frequency Output, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC 18 kwietnia 2006, ss. 1505-1509
- [6] Biskup T., Wybrane zagadnienia cyfrowej realizacji algorytmów modulacji szerokości impulsów w układach przekształtnikowych, monografia, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, ISBN 978-83-7335-860-7, Gliwice 2011