

# Przekształtniki tranzystorowe działające w trybie prądu trójkątnego

**Streszczenie.** Przekształtniki oparte na węglu krzemu mogą być analizowane jako źródła napięcia lub prądu niezależnie od topologii przy odpowiednich parametrach filtru wyjściowego. Szczególnie interesujące są falowniki napięcia działające w trybie prądu trójkątnego. W referacie przedstawiono sterowanie trójfazowym falownikiem napięcia posiadającym właściwości źródła prądu. Pokazano, jak dobrać parametry filtru wyjściowego falownika. Oceniono sprawność systemów z falownikami działającymi w trybie prądu trójkątnego.

**Abstract** Converters based on silicon carbide can be analysed as voltage or current sources, regardless of topology with appropriate parameters of the output filter. Voltage inverters operating in triangular mode are particularly interesting. The paper presents control of a three-phase voltage inverter having the properties of a current source. It was shown how to choose the parameters of the inverter output filter. The efficiency of systems with inverters operating in triangular current mode was assessed. **Transistor converters operating in a triangular mode.**

**Słowa kluczowe:** węgiel krzemu, falownik, prąd trójkątny, sterowanie.

**Keywords:** silicon carbide, inverter, triangular current, control.

## Wstęp

Pojawienie się tranzystorów z węglu krzemu i azotku galu może zmienić sposób projektowania przekształtników energoelektronicznych. Wyzwaniem rzuconym naukowcom i konstruktorom był konkurs Little Box Challenge ogłoszony w 2014 r. przez Google. Zadaniem w konkursie było skonstruowanie jednofazowego przekształtnika DC/AC o zadanej mocy i najmniejszej objętości. Celem konkursu było zainspirowanie konstruktorów i naukowców do opracowania nowych metod sterowania przekształtnikami z elementami zbudowanymi z materiałów o dużej szerokości przerwy energetycznej. Istotnym objętościowym składnikiem jednofazowego przekształtnika DC/AC jest jednak pojemnościowy magazyn energii, co spowodowało, że małą objętość konstrukcji można uzyskać stosując specjalne kondensatory. Cena takich kondensatorów jest bardzo wysoka, co wypacza ideę konkursu. Pomimo ograniczeń wynikających z cen kondensatorów pojawiły się rozwiązania minimalizujące objętość pozostałych elementów. Rozwiązania te są oparte na impulsowym trybie pracy falownika, nazwanym trybem prądu trójkątnego (TPT), opisanym w [1] dla prostownika jednofazowego z korekcją współczynnika mocy. Zastosowanie TPT do układu DC/DC opisano w [2, 3]. Trójfazowe, dwupoziomowe i trójpoziomowe falowniki pracujące w trybie prądu trójkątnego pokazano w [4]. Autorzy publikacji [4] analizowali trójfazowe przekształtniki w układzie fazowym, wprowadzając sześć etapów włączania tranzystorów na jeden cykl generowania impulsu, co komplikuje rozwiązywanie układu równań w celu wyznaczenia czasów załączenia tranzystorów.

W referacie zaproponowano sposób wyznaczania czasów załączenia tranzystorów przy sterowaniu trójfazowym falownikiem napięcia działającym w TPT z zastosowaniem przekształcenia układu fazowego na układ ortogonalny z wektorowym zapisem zmiennych występujących w modelu przekształtnika i wykorzystaniem zależności opisanych w [5] i [6].

## Energoelektroniczna realizacja źródeł napięcia i prądu

Zastosowanie źródeł napięcia i prądu w układach regulacji wiąże się z zapewnieniem takiej ich realizacji, że wielkość wyjściowa może zmienić się skokowo w pełnym zakresie w ciągu jednego okresu przełączeń.

Energoelektroniczne źródła prądu realizowane są jako układy przetwarzające energię w kolejnych cyklach

przełączeń. Sterowanie przekształtnikami odbywa się przez zadawanie parametrów określających pośrednio ilość energii, która zostanie przetworzona w zdefiniowanym przedziale czasu, będącym okresem przełączeń. W dotychczasowych rozwiązaniach prezentowanych w literaturze źródłami napięcia są falowniki napięcia wytwarzające napięcie o zadanej wartości, a źródłami prądu są falowniki prądu wytwarzające prąd o zadanej wartości.

Źródła napięcia i prądu są realizowane jako źródła prądu stałego oraz źródła jednofazowe i wielofazowe. Wybór topologii źródła zasilania zależy od charakteru odbiornika i dostępności przyrządów energoelektronicznych na określonym poziomie rozwoju technologii. Pierwszymi półprzewodnikowymi przyrządami energoelektronicznymi umożliwiającymi konstruowanie źródeł zasilania dużej mocy były tyrystory. Brak możliwości sterowanego wyłączania tyrystorów i duże czasy załączenia i wyłączenia powodował, że zakres zastosowań był ograniczony do przekształtników o komutacji naturalnej oraz źródeł napięcia i prądu o ograniczonej liczbie przełączeń na okres napięcia i prądu wyjściowego. Źródła te działają przy przełączeniach wielkości sterującej i ciągłym charakterze wielkości sterowanej.

Pojawienie się tranzystorów mocy, zwłaszcza tranzystorów IGBT umożliwiło zastosowanie modulacji szerokości impulsów do formowania wielkości sterującej przetwarzaniem energii. Właściwości tranzystorów IGBT i innych przyrządów półprzewodnikowych zdeterminowały powszechny wybór falowników napięcia z modulacją szerokości impulsów w zastosowaniach przemysłowych, zwłaszcza w napędach i falownikach stosowanych w odnawialnych źródłach energii. Podstawowym sposobem sterowania jest przy tym sterowanie prądem za pomocą generowania impulsów napięcia o zadanej wartości średniej. Prąd wyjściowy falownika jest ciągły ze składową zmienną o niewielkiej amplitudzie. Nieodłącznym elementem w obwodzie z falownikiem napięcia jest filtr o dużych wartościach parametrów, którego rolę pełni często odbiornik energii.

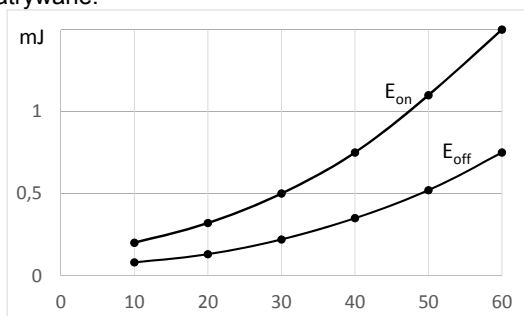
Falowniki napięcia zbudowane z tranzystorów SiC mogą działać na podobnej zasadzie jak falowniki oparte na tranzystorach IGBT. Dużo większa jest częstotliwość przełączeń, czego rezultatem jest filtr, którego parametry są znacznie mniejsze.

Wejście na rynek tranzystorów z węglu krzemu i tranzystorów z azotku galu stwarza nowe możliwości konstruowania źródeł napięcia i prądu, w których wielkość sterująca jest generowana w postaci impulsów energii

gromadzonych w okresie przełączeń w elementach magazynujących. Wytwarzanie impulsów energii odbywa się za pomocą sterowanego źródła napięcia lub prądu.

Wielkością sterującą w układach z falownikami napięcia działających według powszechnie stosowanych algorytmów jest napięcie. W falownikach napięcia pracujących w TPT wielkością sterującą jest prąd w dławiku wyjściowym generowany w postaci impulsów o zadanej wartości średniej. Impulsy prądu zasilają kondensator filtra, którego napięcie jest regulowane w układzie energoelektronicznym.

Podobnie jak źródła prądu z falownikami napięcia mogą być zbudowane źródła napięcia z falownikami prądu. Wielkością sterującą jest napięcie na kondensatorze zasilanym z falownika. Ze względu na brak tranzystorów SiC posiadających właściwość blokowania napięcia wstecznej konstrukcje takich układów nie będą rozpatrywane.



Rys. 1. Energia włączenia i wyłączenia tranzystora SiC C2M00251200 w funkcji prądu drenu

### Porównanie wybranych właściwości tranzystorów SiC z właściwościami tranzystorów IGBT

Tranzystory SiC wytwarzane są jako tranzystory MOSFET. Diody SiC charakteryzują się bardzo małym prądem wstecznym, co zmniejsza straty przy załączeniu odpowiedniego tranzystora. Parametry tranzystorów SiC przy przełączeniach są odmienne od parametry tranzystorów IGBT. Na rysunku 1 pokazano katalogowe wartości energii załączenia i wyłączenia dla wybranego tranzystora SiC. Energia załączenia jest dużo wyższa niż energia wyłączenia. W przypadku tranzystorów IGBT sytuacja jest odwrotna, energia załączenia jest dużo niższa niż energia wyłączenia. Tranzystory SiC najnowszej generacji mają obniżoną energię załączenia, zbliżoną do energii wyłączenia, co nie zmienia porównania z tranzystorami IGBT.

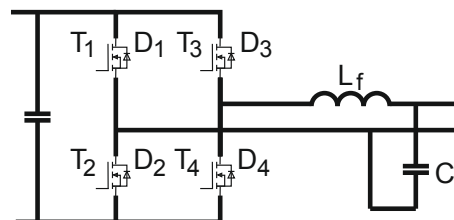
Właściwości tranzystorów SiC powodują, że celowe jest ich zastosowanie w układach, w których załączenie odbywa się przy zerowym prądzie lub napięciu, natomiast wyłączenie następuje przy obciążeniu. Tranzystory IGBT wyłączają się przy większej stracie energii niż ta, która występuje podczas załączania, więc ich wykorzystanie w podobnych układach nie przynosi takich korzyści jak w przypadku tranzystorów SiC.

### Topologie energoelektronicznych źródeł napięcia i prądu

Topologia jednofazowego falownika będącego źródłem napięcia została pokazana na rysunku 2. Mostkowy układ tranzystorów rozpatrywany jako źródło napięcia połączony jest z filtrem ograniczającym tętnienia prądu w dławiku wyjściowym i napięcia na kondensatorze. Częstotliwość rezonansową filtra ustala się poniżej 0,6 częstotliwości modulacji napięcia wyjściowego falownika. Konfiguracja i parametry falownika z filtrem wyjściowym są tak dobrane, że tworzą impulsowe źródło napięcia.

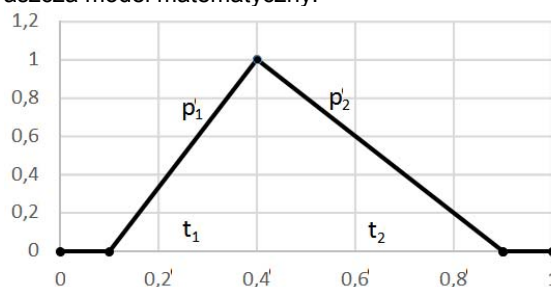
Falownik napięcia o topologii z rysunku 2 przy małej indukcyjności dławika działa w zakresie przerywanego

prądu wyjściowego. Wartość średnia impulsów prądu zależy od czasu załączenia tranzystorów. Sterowanie załączaniem tranzystorów generuje impulsowy przebieg prądu o zadanej wartości średniej w okresie przełączeń. Średnia wartość prądu w okresie przełączeń może zmieniać się skokowo, co jest warunkiem matematycznego modelowania falownika jako sterowanego źródła prądu. Realizacja źródła prądu za pomocą falownika napięcia może wymagać zastosowania większej liczby przełączeń w jednym cyklu działania niż realizacja źródła napięcia.



Rys. 2. Schemat jednofazowego falownika napięcia

Filtr na wyjściu wielofazowego falownika napięcia sterowanego jako źródło napięcia wprowadza w każdej fazie dwa dodatkowe magazyny energii do modelu dynamiki zasilanego układu. Natomiast w falowniku napięcia działającym jako źródło prądu w każdej fazie występuje jeden magazyn energii w filtrze wyjściowym, co upraszcza model matematyczny.



Rys. 3. Impuls prądu falownika jednofazowego, na osiach wartości względne

### Sterowanie jednofazowym impulsowym źródłem prądu z falownikiem napięcia

Sterowanie jednofazowym falownikiem napięcia jako źródłem prądu sprowadza się do generowania impulsów prądu o zadanej wartości średniej zapewniającej zadany przebieg napięcia na kondensatorze filtra wyjściowego. Średnia wartość prądu w czasie generowanego impulsu zależy od napięcia falownika, napięcia na kondensatorze filtra i indukcyjności dławika. Impuls prądu pokazany na rysunku 3 zaczyna się włączeniem dwóch tranzystorów, T<sub>1</sub> i T<sub>4</sub>. Prąd narasta przez czas t<sub>1</sub>, a następnie jeden z tranzystorów, np. T<sub>1</sub>, jest wyłączany. Prąd płynie przez diodę D<sub>2</sub> i tranzystor T<sub>4</sub> w czasie t<sub>2</sub> do osiągnięcia wartości zero. Wartość średnia prądu w czasie jednego impulsu jest równa:

$$(1) \quad i_f = \frac{0,5}{T} (p_1 t_1^2 - p_2 t_2^2),$$

gdzie  $i_f$  jest wartością średnią impulsu prądu,  $t_1, t_2$  są czasami narastania i opadania prądu,  $p_1, p_2$  są pochodnymi prądu podczas odpowiednio narastania i opadania prądu, a  $T$  jest okresem przełączeń tranzystorów.

Impuls prądu może być wykorzystany do regulacji napięcia na kondensatorze wyjściowym. Wartość średnia impulsu prądu może być obliczana na podstawie zadanej

zmiany napięcia na kondensatorze filtra w czasie okresu przełączeń, określonej przybliżonym wyrażeniem:

$$(2) \quad \Delta u_C = \frac{T}{C} (i_f - 0,5(I_{O1} + I_{O2})),$$

gdzie  $\Delta u_C$  jest przyrostem napięcia na kondensatorze filtra,  $C$  jest pojemnością kondensatora filtra wyjściowego,  $I_{O1}, I_{O2}$  są początkową i końcową wartością prądu obciążenia a  $T$  jest okresem przełączeń.

Przybliżenie w wyrażeniu (2) wynika z przyjęcia stałej wartości pochodnych prądu w czasie trwania impulsu oraz liniowej zmiany prądu wyjściowego falownika.

Czas  $t_2$  zależy od czasu  $t_1$  następująco:

$$(3) \quad t_2 = -\frac{p_1}{p_2} t_1.$$

Czas  $t_1$  określony jest z uwzględnieniem (1) (2) i (3) następującym wyrażeniem:

$$(4) \quad t_1 = \sqrt{\frac{p_2(2C\Delta u_C + (I_{O1} + I_{O2})T)}{p_1(p_2 - p_1)}}.$$

Pochodne prądu w czasie narastania i opadania prądu w czasie impulsu określone są wyrażeniami:

$$(5) \quad p_1 = \frac{u_f - u_C}{L},$$

$$(6) \quad p_2 = -\frac{u_C}{L}.$$

Zaproponowane źródło prądu służy do regulacji napięcia na kondensatorze filtra wyjściowego. Konieczność zastosowania regulatora napięcia wynika z przybliżeń w wyrażeniach określających czasy włączenia tranzystorów, błędów pomiarowych i niedokładnego określenia parametrów. Regulator może być zrealizowany w dwóch wariantach. W pierwszym wariantcie układ sterowania zawiera regulator napięcia na kondensatorze, drugi wariant opiera się na wyznaczaniu zadanej średniej wartości prądu na podstawie zadanej napięcia na początku i końcu okresu przełączeń. W obydwu przypadkach konieczna jest predykcja napięcia na kondensatorze na koniec okresu przełączeń.

Naszkicowany powyżej sposób sterowania falownikiem napięcia jako źródłem prądu zapewnia przepływ energii od falownika do odbiornika. Jeżeli do wyjścia falownika dołączone jest źródło energii, to kombinacje tranzystorów i diod wybierane są tak, żeby zapewnić przepływ energii w stronę falownika.

### Sterowanie trójfazowym impulsowym źródłem prądu z falownikiem napięcia

Trójfazowy dwupoziomowy falownik napięcia zbudowany jest z sześciu kluczy półprzewodnikowych, które składają się z tranzystora i diody połączonych przeciwnolegle. Para kluczy jest w pełni sterowana, prąd płynie przez załączony tranzystor lub przez diodę drugiego tranzystora półmostka, jeżeli pierwszy tranzystor jest wyłączony.

Sterowanie falownikiem napięcia odbywa się przez jednoczesne załączanie trzech kluczy, każdy w innej gałęzi mostka lub przez załączanie dwóch kluczy. Sterowanie falownikiem napięcia, w którym włączane są tylko dwa klucze, odbywa się w zakresie jednego okresu przełączeń podobnie jak dla falownika jednofazowego. Impulsowy prąd

wymuszany jest w dwóch fazach, trzecia faza w okresie przełączeń jest wyłączona. Takie sterowanie może doprowadzić do niekontrolowanego włączenia diody i przewodzenia trzech kluczy. Czas włączenia trzech kluczy można przewidzieć na drodze analitycznej, co zwiększa stopień komplikacji obliczeń. Ponadto sterowanie to jest związane ze zwiększonymi stratami w kluczach elektronicznych i nie będzie dalej rozpatrywane.

Analizę generowania impulsów prądu wyjściowego falownika i określenie czasu załączania tranzystorów oparto na przekształceniu prądów i napięć z układu trójfazowego do układu ortogonalnego:

$$(7) \quad \mathbf{X}_{0\alpha\beta} = \mathbf{A} \mathbf{X}_{123},$$

gdzie

$$\mathbf{X}_{123} = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T; \quad \mathbf{X}_{0\alpha\beta} = [x_0 \quad x_\alpha \quad x_\beta]^T; \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix};$$

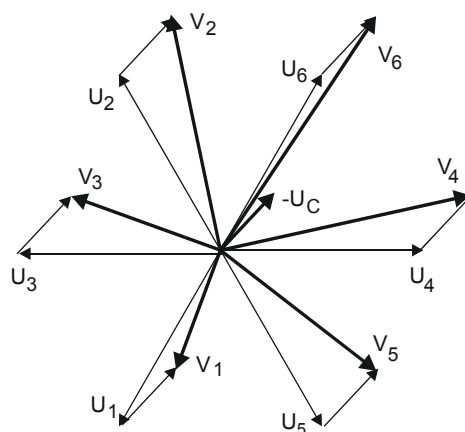
$\mathbf{X}_{123}$  jest wektorem zmiennych fazowych,  $\mathbf{X}_{0\alpha\beta}$  jest wektorem zmiennych w układzie ortogonalnym.

Wykorzystanie transformacji (7) ułatwia zdefiniowanie sektorów, w których występują określone kombinacje załączeń kluczy oraz linii przełączeń.

Koniec wektora prądu wyjściowego falownika przemieszcza się pod wpływem różnicy napięcia wyjściowego falownika i siły elektromotorycznej zgodnie z zależnością:

$$(8) \quad \frac{di_f}{dt} = \frac{1}{L} (u_f - u_C),$$

gdzie  $i_f$  jest wektorem prądu wyjściowego falownika,  $u_f$  jest wektorem napięcia wyjściowego falownika,  $u_C$  jest wektorem napięcia na kondensatorze filtra.



Rys. 4. Wektory napięcia  $V_1 - V_6$  i  $-u_C$  działające na koniec wektora prądu wyjściowego falownika

Wypadkowe wektory  $V_1 - V_6$  i  $-u_C$  działające na wektor prądu przy trzech załączonych kluczach pokazano na rysunku 4. Wektory  $V_1 - V_6$  są sumą wektorów aktywnych  $U_1 - U_6$  i zmiennego wektora napięcia na kondensatorze  $-u_C$  zgodnie z (8). W przypadku wektora pasywnego na koniec wektora prądu działa wektor  $-u_C$ .

Minimalną liczbą wektorów napięcia wymuszających impuls prądu o zadanej amplitudzie i kącie położenia jest 4.

Na rysunku 5 pokazano trajektorię wektora prądu w czasie jednego impulsu zrealizowanego z wykorzystaniem wektorów pokazanych na rysunku 4. Początek i koniec trajektorii końca wektora prądu znajdują się w początku układu współrzędnych, co określa jej ogólny kształt i wymusza użycie co najmniej trzech wektorów napięcia. Czwarty wektor jest konieczny do otrzymania zadanych wartości średnich. W czasie okresu generowania impulsu wartości średnie składowych wektora prądu muszą być równe wartościom zadany. Dla uproszczenia wyrażen określających czasy załączeń tranzystorów wskazane jest przyjęcie odpowiedniego położenia układu współrzędnych. Analiza warunków na wartości średnie jest prosta dla kierunku równoległego i prostopadłego do danego wektora prądu. Wartość średnia składowych w kierunku równoległym jest równa amplitudzie danego wektora prądu, natomiast wartość średnia składowych w kierunku prostopadłym jest równa zero.

Wektory napięcia powinny być tak wybrane, żeby zminimalizować liczbę przełączeń kluczy energoelektronicznych. Wskazane jest wybieranie trzech najkrótszych wektorów napięcia. Jednym z nich jest zawsze wektor  $-U_c$ . Czwarty wektor jest wektorem kolejnym w sekwencji z jednym z dwóch najkrótszych.

Bardziej złożone sterowanie oparte jest na generowaniu większej od czterech liczby wektorów napięcia zapewniających założony przebieg impulsu prądu.

Obliczanie czasów załączenia kluczy energoelektronicznych zostanie pokazane dla przypadku pokazanego na rysunkach 5 i 6. Dla uproszczenia przyjęto, że wartość i kierunek wektora napięcia na kondensatorze nie ulega zmianie podczas jednego okresu przełączeń kluczy. Przy takim założeniu pochodne składowych wektora prądu są stałe w określonych przedziałach czasu.

Średnia wartość składowych wektora prądu określona w nadzrędnym płaszczyźnie powinna być równa całkom przebiegów we współrzędnych prostokątnych. Dla wygody dalszych przekształceń do określania czasów załączeń kombinacji tranzystorów przyjęto układ współrzędnych  $x, y$  zorientowany z wektorem danego prądu. Średnie wartości składowych wektora prądu są określone zależnościami:

$$(9) \quad 2i_x T = p_{x1}t_1^2 + (3p_{x1}t_1 + p_{x2}t_2)t_2 + (3(p_{x1}t_1 + p_{x2}t_2) + p_{x3}t_3)t_3 + (3(p_{x1}t_1 + p_{x2}t_2 + p_{x3}t_3) + p_{x4}t_4)t_4,$$

$$(10) \quad 0 = p_{y1}t_1^2 + (3p_{y1}t_1 + p_{y2}t_2)t_2 + (3(p_{y1}t_1 + p_{y2}t_2) + p_{y3}t_3)t_3 + (3(p_{y1}t_1 + p_{y2}t_2 + p_{y3}t_3) + p_{y4}t_4)t_4.$$

gdzie  $T$  jest okresem przełączeń,  $i_x, i_y$  są zadanymi składowymi wektora prądu,  $t_n$  jest  $n$ -tym czasem włączenia kombinacji kluczy energoelektronicznych,  $p_{xn}, p_{yn}$  są pochodnymi składowych wektora prądu we współrzędnych  $x, y$  w czasie  $t_n$ .

Pomiędzy czasami załączeń występuje zależność otrzymana przy uwzględnieniu, że wartość prądu na koniec sekwencji przełączeń wynosi zero:

$$(11) \quad p_{x1}t_1 + p_{x2}t_2 + p_{x3}t_3 + p_{x4}t_4 = 0,$$

$$(12) \quad p_{y1}t_1 + p_{y2}t_2 + p_{y3}t_3 + p_{y4}t_4 = 0.$$

Wyrażenia (9) – (12) tworzą układ równań, z których wyznaczone są czasy załączenia kombinacji kluczy energoelektronicznych. Układ (9) – (12) można rozwiązać wprowadzając zmienną  $x$ :

$$(13) \quad t_2 = xt_1.$$

Uwzględniając (11) i (13) otrzymuje się:

$$(14) \quad t_4 = (k_{14} + xk_{24})t_1 + k_{34}t_3,$$

$$\text{gdzie } k_{14} = -\frac{p_{x1}}{p_{x4}}; k_{24} = -\frac{p_{x2}}{p_{x4}}; k_{34} = -\frac{p_{x3}}{p_{x4}};$$

Z wyrażen (12) (13) i (14) otrzymuje się:

$$(15) \quad t_3 = (a_1 - xa_2)t_1,$$

$$\text{gdzie } a_1 = -\frac{p_{y1} + p_{y4}k_{14}}{p_{y3} + p_{y4}k_{34}}; a_2 = -\frac{p_{y2} + p_{y4}k_{24}}{p_{y3} + p_{y4}k_{34}};$$

Stąd:

$$(16) \quad t_4 = (b_1 + b_2x)t_1,$$

$$\text{gdzie } b_1 = k_{14} + k_{34}a_1; b_2 = k_{24} - k_{34}a_2;$$

Po wstawieniu wyrażen (13) – (16) do (12) otrzymuje się równanie drugiego stopnia dla zmiennej  $x$  występującej w zależnościami dla czasów włączenia  $t_n$ :

$$(17) \quad ax^2 + bx + c = 0,$$

gdzie

$$(18) \quad a = p_{y2}(1 + 3b_2) + p_{y3}(1 - 3a_2b_2),$$

$$(19) \quad b = p_{y1}(2 - 3a_2 + 3b_2) + 3p_{y2}(a_1 + 3b_1) + p_{y3}(-2a_1a_2 - 3a_2b_1 + 3a_1b_2) + p_{y4}b_2,$$

$$(20) \quad c = p_{y1}(1 + 3a_1 + 3b_1) - 3p_{y2}a_2 + p_{y3}a_1(a_1 + 3b_1) + p_{y4}b_1.$$

Po sprawdzeniu, czy rozwiązanie równania (17):

$$(21) \quad x_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

jest rzeczywiste, obliczany jest czas  $t_1$ :

$$(22) \quad t_1 = \sqrt{\frac{2Ti_x}{M}},$$

gdzie

$$(23) \quad M = p_{x1}(1 + 3a_1 + 3b_1) + p_{x3}(a_1^2 + 3a_1b_1) + p_{x4}b_1^2 + 3 \left[ p_{x1}(1 - a_2 + b_2) + p_{x2}(a_1 + b_1) + p_{x3} \left( a_1b_2 - a_2b_1 - \frac{2}{3}a_1a_2 \right) + \frac{2}{3}p_{x4}b_1b_2 \right] x + (p_{x2}(1 - 3a_2 + 3b_2) + p_{x3}a_2(a_2 - 3b_2) + p_{x4}b_2^2)x^2$$

i czasy  $t_2 - t_4$  z zależności (13), (15) i (16)

Istnienie dwóch rzeczywistych pierwiastków (21) wskazuje na dwie możliwe sekwencje włączania kombinacji kluczy energoelektronicznych.

Czasy  $t_1, t_2, t_3, t_4$  wyznaczone są podobnie dla różnych sekwencji włączania kombinacji tranzystorów. Możliwe jest również wprowadzenie włączeń dodatkowych wektorów napięcia w celu zmniejszenia amplitudy impulsu prądu, co

zmniejsza wartość skuteczną prądu i straty na przewodzenie. Czas załączenia dodatkowych wektorów napięcia jest określany niezależnie od czasów włączenia czterech głównych wektorów napięcia. Wyznaczenie pozostałych czterech czasów odbywa się podobnie jak opisano wyżej.

### Porównanie parametrów filtra wyjściowego falownika napięcia sterowanego tradycyjnie i filtra falownika działającego w trybie prądu impulsowego

Parametry filtra wyjściowego falownika napięcia sterowanego tradycyjnie z ciągłym prądem wyjściowym określane są przy założeniu dopuszczalnej wartości amplitudy tętnień prądu w dławiku oraz tętnień napięcia na kondensatorze filtra. Sterowanie falownikiem z prądem ciągłym projektuje się przyjmując, że tylko wektory napięcia wyjściowego powodujące najmniejsze zmiany prądu składają się na aktualną wartość średnią napięcia. Uwzględnia się przy tym wpływ napięcia na kondensatorze na wypadkową wartość napięcia działającego na prąd wyjściowy. Największa pochodna prądu występuje dla małej lub zerowej wartości napięcia na kondensatorze, kiedy na prąd działa pełne napięcie obwodu DC włączane przez tranzystory falownika. Napięcie to przykładane do dławika wyjściowego powoduje zmianę prądu, zwykle przyjmowaną jako 20 % prądu wyjściowego.

Dla uproszczenia analizę strat w falowniku przedstawiono dla układu jednofazowego.

Przy działaniu falownika w TPT impuls prądu trwający 0,9 okresu przełączeń tranzystorów ma amplitudę 2,23 j.w. przy tej samej wartości średniej jaką ma prąd ciągły wynoszącej 1 j.w.. Wartość skuteczna impulsu prądu wynosi przy tym 1,5 j.w.

Indukcyjność dławika filtra określana jest z wyrażenia otrzymanego z (8):

$$(24) \quad L = (u_f - e) \frac{\Delta t}{\Delta i_f}$$

Przy tym samym napięciu i sile elektromotorycznej stosunek wartości indukcyjności filtra dla prądu ciągłego  $L_c$  do indukcyjności dla prądu impulsowego  $L_i$  wynosi:

$$(25) \quad k_{ci} = \frac{L_c}{L_i} = \frac{\Delta i_{fi} \Delta t_c}{\Delta i_{fc} \Delta t_i}$$

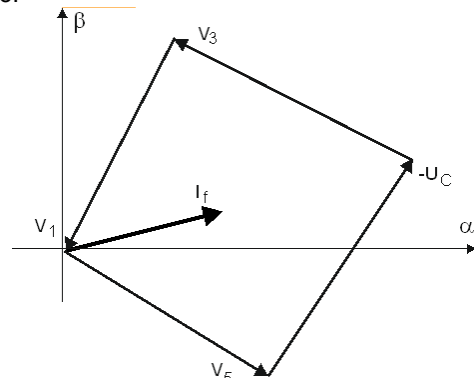
gdzie indeks c oznacza prąd ciągły, indeks i oznacza prąd impulsowy.

Wartość  $k_{ci}$  wynosi dla podanych wyżej wartości przyrostów prądów ok. 12. Przy tym samym przekroju rdzenia liczba zwojów dławika dla prądu impulsowego będzie 3,5 razy mniejsza i tyle razy mniejsza będzie rezystancja. Przy większej wartości skutecznej prądu straty w miedzi dławika dla sterowania w TPT będą zatem co najmniej 2,3 razy mniejsze niż w miedzi dławika dla prądu ciągłego. Straty w dobrze zaprojektowanym i zoptymalizowanym dławiku będą jeszcze mniejsze.

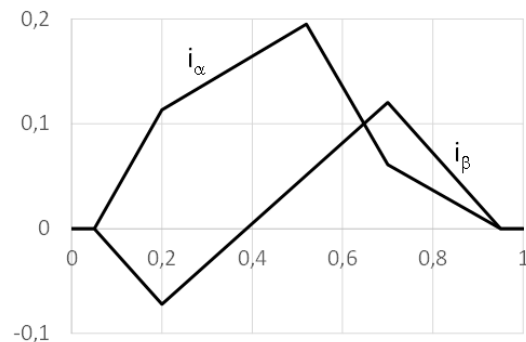
Pojemność kondensatora filtra falownika z prądem impulsowym jest dla tej samej częstotliwości rezonansowej ok. 12 razy większa niż dla prądu ciągłego. Dla uzyskania wystarczającego tłumienia tętnień napięcia wartość ta może być większa. Ze względu na wysoką częstotliwość modulacji i związaną z tym dużą wartość częstotliwości rezonansowej filtra pojemność kondensatora jest mała i nie wpływa istotnie na koszt falownika.

Większa 1,5 razy wartość skuteczna prądu trójkątnego w porównaniu z prądem ciągłym powoduje 1,5 razy większe straty na przewodzenie w tranzystorach. Jednocześnie straty na przełączanie tranzystorów są równe ok. 0,88 strat

na przełączanie przy przewodzeniu ciągłym. W rezultacie straty w tranzystorach przy impulsowym trybie działania falownika są równe ok. 1,2 strat przy przewodzeniu ciągłym. Wzrost strat w tranzystorach jest skompensowany zmniejszeniem strat w dławikach i cała konstrukcja falownika może mieć mniejsze straty niż dla przewodzenia ciągłego.



Rys. 5. Trajektoria końca wektora prądu i wektor wypadkowy dla pracy generatorowej



Rys. 6. Przebiegi czasowe składowych wektora prądu dla pracy generatorowej

Przedstawione szacunki dotyczą falownika jednofazowego. Podobne wyniki można otrzymać dla falownika trójfazowego, jednak w tym przypadku nie można przyjmować daleko idących założeń upraszczających i obliczenia są skomplikowane ze względu na złożony przebieg prądu.

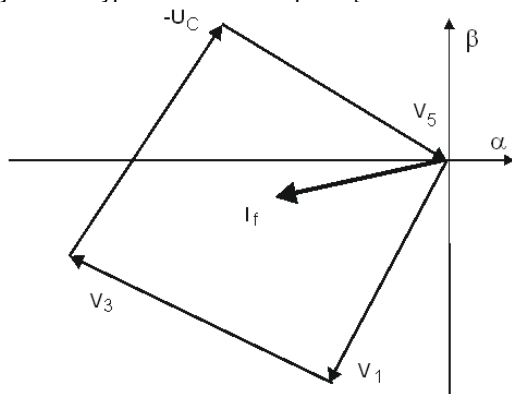
### Wyniki obliczeń impulsów prądu

Wektory napięcia pokazane na rysunku 4 wykorzystano do obliczeń czasów załączenia kolejno włączanych kombinacji tranzystorów. Na rysunku 5 pokazano trajektorię końca wektora prądu przy pracy generatorowej falownika oraz wypadkowy wektor prądu określony dla średnich wartości składowych w układzie  $\alpha, \beta$ . Wielkości pokazane na wszystkich rysunkach są wyrażone w znormalizowanych wielkościach względnych. Strzałki pokazują kierunek zmian położenia końca wektora prądu i kolejność włączania kombinacji tranzystorów. Można pokazać, że tą samą wartość średnią składowych wypadkowego wektora prądu otrzymuje się dla innej kolejności włączania kombinacji tranzystorów. Przy pracy generatorowej pierwszym lub drugim włączanym wektorem napięcia musi być wektor pasywny, który powoduje, że prąd w dławikach narasta przy zwartym wyjściu falownika. Trajektorie z rysunku 5 odpowiadają czasowe przebiegi składowych wektora prądu pokazane na rysunku 6.

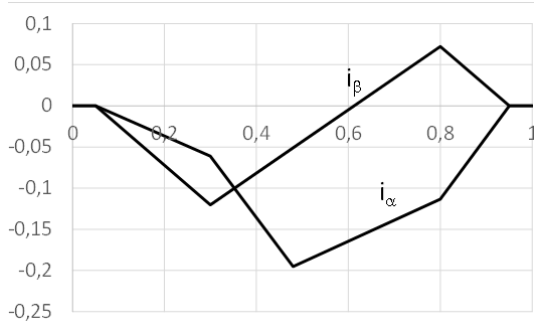
Trajektorię końca wektora prądu przy pracy silnikowej pokazano na rysunku 7. Jednym z dwóch ostatnich włączanych wektorów napięcia musi być wektor pasywny, podczas którego energia zgromadzona w dławikach

wyjściowych falownika jest przekazywana do kondensatorów filtra wyjściowego. Przebiegi czasowe składowych wektora prądu pokazano na rysunku 8.

Na rysunkach 6 i 8 widać, że przebiegi chwilowych wartości składowych wektora prądu zaczynają się i kończą jednocześnie przy zerowej wartości. Rysunki 6 i 8 obejmują jeden okres przełączeń tranzystorów. W obliczeniach przyjęto, że wypełnienie okresu przełączeń niezerowymi wartościami składowych prądu wynosi 0,9. Zmniejszenie średniej wartości impulsu prądu może być otrzymane przez zmniejszenie wypełnienia okresu przełączeń.



Rys. 7. Trajektoria końca wektora prądu i wektor wypadkowy dla pracy silnikowej



Rys. 8. Przebiegi czasowe składowych wektora prądu dla pracy silnikowej

### Zastosowanie falowników działających w TPT

Mniejsze parametry elementów filtra dla falownika działającego w TPT w porównaniu z falownikiem działającym w trybie prądu ciągłego umożliwiają zaprojektowanie falownika o mniejszych wymiarach. Falownik ma małe wymiary i dużą sprawność, co wiąże się z niskimi kosztami produkcji i przetwarzania energii. Korzyści wynikające z TPT są związane z zastosowaniem filtra wyjściowego, co ma miejsce zwłaszcza w falownikach pracujących na sieć w układach zasilanych z odnawialnych źródeł.

Wysokie wymagania operatorów sieci dystrybucyjnych dotyczące jakości energii elektrycznej generowanej przez elektrownie wiatrowe i fotowoltaiczne mogą być spełniane wprostszym sposobem przy zastosowaniu falowników z TPT w porównaniu z falownikami działającymi z prądem ciągłym. Istotne są przy tym właściwości dynamiczne falowników z TPT.

Zastosowanie falowników z TPT upraszcza układy regulacji maszyn elektrycznych stosowanych w elektrowniach wiatrowych, w których powinien być zastosowany filtr wyjściowy falownika ze względu na dużą długość kabla łączącego falownik z generatorem w małych elektrowniach wiatrowych.

### Wnioski

Trójfazowe falowniki napięcia pracujące w TPT posiadają właściwości dające istotne korzyści w zakresie konstrukcji i sterowania. Układy, w których konieczne jest zastosowanie filtra wyjściowego falownika mają małe wymiary i posiadają wysoką sprawność.

Dynamiczne właściwości falowników z trójkątnym prądem zapewniają uproszczenie układów regulacji ze względu na zmniejszenie liczby zmiennych stanu w modelu sterowanego obiektu.

Właściwości, jakie posiadają falowniki działające w TPT, otwierają ścieżki prowadzenia dalszych badań w zakresie optymalizacji sterowania prądem, wyboru wektorów występujących w sekwencji generowania impulsu, tworzenia modeli matematycznych układów sterowania maszyn oraz konstruowania przekształtników.

### Adnotacja

Projekt finansowany ze środków RPOWP w ramach projektu RPPM.01.01.01-22-0076/16-00



**Autor:** prof. dr hab. inż. Zbigniew Krzemiński, MMB Drives sp. z o.o., ul. Maszynowa 26, 80-298 Gdańsk, E-mail: [zkrzem@mmb-drives.com.pl](mailto:zkrzem@mmb-drives.com.pl), Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, ul. Narutowicza 11.12, 80-233 Gdańsk, E-mail: [zbikrzem@pg.edu.pl](mailto:zbikrzem@pg.edu.pl)

### LITERATURA

- [1] Marxgut C., Biela J., Kolar J.W., Interleaved Triangular Current Mode (TCM) resonant transition, single phase PFC rectifier with high efficiency and high power density, *The 2010 International Power Electronics Conference, ECCE ASIA*, 2010.
- [2] Hoai Nam Le, Koji Orikawa, Jun-ichi Itoh, Zero-voltage switching for bidirectional buck/boost converter using hybrid discontinuous current mode, *2016 IEEE 17th Work, 2018hop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2016
- [3] Hoai Nam Le, Jun-Ichi Itoh, Wide-Load-Range Efficiency Improvement for High-Frequency SiC-Based Boost Converter With Hybrid Discontinuous Current Mode, *IEEE Transactions on Power Electronics* Vol. 33, Iss. 2, 2018.
- [4] Nidhi Haryani, Sung Jae Ohn, Jiewen Hu, Paul Rankin, Rolando Burgos, Dushan Boroyevich, A Novel ZVS Turn-on Triangular Current Mode Control with Phase Synchronization for Three Level Inverters, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018.
- [5] Abu-Rub H., Guzinski J., Krzeminski Z., Toliyat H.A., Predictive current control of voltage-source inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004
- [6] Krzemiński Z.: Cyfrowe sterowanie maszynami asynchronicznymi. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej. PAN, Komitet Elektrotechniki, Seria Wydawnicza „Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki” Tom 45. 2001