

ANALIZA PRACY FALOWNIKA CZTEROGAŁĘZIOWEGO Z WYBRANYMI RODZAJAMI OBCIĄŻEŃ NIELINIOWYCH

Streszczenie

W artykule zaprezentowano analizę pracy falownika czterogałęziowego z filtrem wyjściowym LC z wybranymi rodzajami obciążeń nieliniowych. Omówiono topologię badanego układu i sposób jego sterowania. Następnie scharakteryzowano wybrane trzy rodzaje rozpatrywanych nieliniowych odbiorników (rys. 4 – 9). Dla tych odbiorników wyznaczono trajektorie napięcia wyjściowego w przestrzeni α - β - γ jakie powinien generować falownik, żeby na zaciskach odbiornika utrzymać symetryczne sinusoidalne napięcie (rys. 11 – 13). Następnie obliczono wielkość napięcia U_{DC} zasilania falownika tak, aby trajektorie napięcia wyjściowego były wpisane w graniczny dwunastokąt w przestrzeni α - β - γ lub w graniczny sześciobok foremny na płaszczyźnie α - β . Wyniki tych obliczeń zaprezentowano w postaci rodziny charakterystyk $U_{DC} = f(I) @ c_F = \text{const.}$ (rys. 14). Zbyt niskie napięcie zasilania DC falownika powoduje wzrost zawartości wyższych harmonicznych w napięciu odbiornika. Omawiana analiza została przeprowadzona przy użyciu modelu uśrednionego falownika, składowych symetrycznych i metody superpozycji dla poszczególnych harmonicznych prądu obciążenia. Uzyskane wyniki zweryfikowano wykorzystując model komputerowy rozpatrywanego obiektu opracowany i przebadany w środowisku MATLAB SIMULINK (rys. 15).

WSTĘP

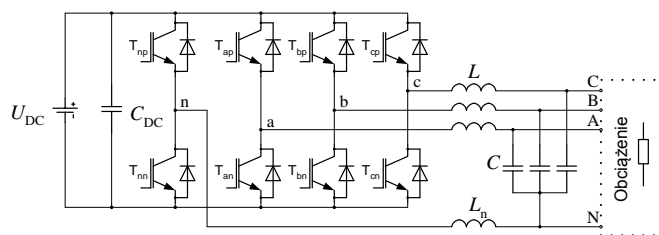
Szybki rozwój źródeł rozproszonych, ich integracja z systemem elektroenergetycznym oraz alternatywne tworzenie lokalnych mini i mikro systemów niezależnych od sieci dystrybucyjnej przyczynił się do zwiększenia wykorzystywania układów energoelektronicznych w nowym obszarze. Dotychczas większość lokalnych źródeł rozproszonych produkowało energię elektryczną za pomocą generatorów elektrycznych bezpośrednio podłączonych do sieci elektroenergetycznej lub wydzielonych odbiorników. Szybki rozwój i liczne zastosowania nowoczesnych źródeł niekonwencjonalnych takich jak moduły fotowoltaiczne, ogniwa paliwowe, układy z mikroturebinami gazowymi czy nowoczesne elektrownie wiatrowe był możliwy między innymi dzięki zastosowaniu energoelektronicznych układów przekształtnikowych.

Przykładem układu przekształtnikowego, który może być stosowany w małej energetyce rozproszonej jest falownik czterogałęziowy. Jego atutem jest możliwość zasilania urządzeń trójfazowych symetrycznych i niesymetrycznych, liniowych i nieliniowych w wydzielonej sieci odbiorczej bez potrzeby stosowania dodatkowego transformatora. Przekształtnik ten może również pracować równolegle z siecią elektroenergetyczną.

W tym artykule przeanalizowano pewne aspekty pracy takiego falownika z wydzielonymi nieliniowymi odbiornikami. Analiza pracy tego układu z odbiornikami liniowymi niesymetrycznymi została zaprezentowana w publikacji [3].

1. TOPOLOGIA BADANEGO UKŁADU I SPOSÓB STEROWANIA

Topologia rozpatrywanego falownika czterogałęziowego została przedstawiona na rysunku 1. Dodatkowa czwarta gałąź odpowiada za sterowanie prądem w przewodzie zerowym. Filtr wyjściowy LC eliminuje wyższe harmoniczne z napięcia wyjściowego falownika.



Rys. 1. Topologia trójfazowego falownika czterogałęziowego.

Rozpatrywany falownik czterogałęziowy jest sterowany metodą wektorową. W przekształtniku tym występuje 16 kombinacji stanów zaworów. Wszystkie stany mogą być zapisane w postaci następującego wektora:

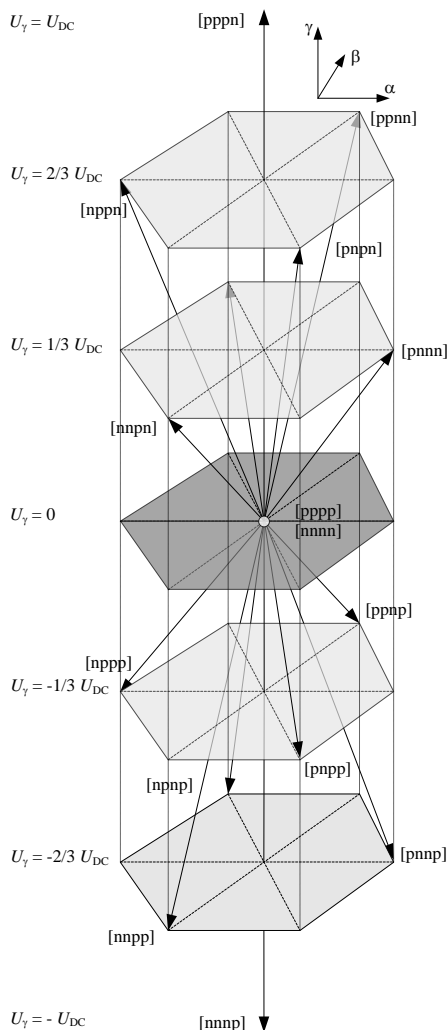
$$V_x = [S_a, S_b, S_c, S_n] \quad (1)$$

gdzie:

- S_i – stan zaworu i -tej gałęzi (a, b, c, n);
- $S_i = p$, jeżeli zawór z indeksem p jest załączony;
- $S_i = n$, jeżeli zawór z indeksem n jest załączony.

Transformując wyjściowy wektor napięcia falownika do układu współrzędnych kartezjańskich α - β - γ otrzymuje się jego reprezentację przestrzenną 3D. Rozkład wektorów w przestrzeni α - β - γ przedstawiono na rysunku 2.

Sterowanie tranzystorów zrealizowano w oparciu o nieciągłą metodę modulacji 3D DPWM zaproponowaną przez autorów publikacji [1, 2]. Dzięki tej metodzie i wybieraniu wektorów zerowych w powiązaniu z występującymi w danej chwili maksymalnymi wartościami prądu lub napięcia można ograniczyć straty przełączania nawet o 50% w stosunku do modulacji ciągłej. Niestety ten sposób sterowania powoduje zwiększenie zawartości wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym. Sposób zsynchronizowania sekwencji wektorów względem siebie ma też wpływ na zawartość występujących w napięciu wyjściowym wyższych harmonicznych. Symetryczne rozłożenie wektorów względem siebie zapewnia najniższą zawartość harmonicznych.



Rys. 2. Wektor napięcia wyjściowego falownika czterogłęziowego w przestrzeni α - β - γ .

Ostatecznie wybrany sposób sterowania rozpatrywanego falownika przedstawiono w postaci przebiegu wektorów na rysunku 3. Przedstawiona sekwencja wektorów występuje przy założeniu, że wektor zadany U_{ref} znajduje się w obszarze klina I i czworoboku I oraz faza A przewodzi największy prąd [1]. Sekwencja wektorów sterowania w rozpatrywanym przypadku jest następująca:

$$\begin{aligned} V_1 &= [pnnp], V_2 = [pnnp], V_3 = [ppnp], \\ V_Z &= [pppp] \end{aligned} \quad (2)$$

Czasy trwania poszczególnych wektorów ($t_z, t_1 \div t_3$) są ustalane na podstawie wektora napięcia zadanego U_{ref} z uwzględnieniem aktualnej wartości napięcia zasilania falownika U_{DC} według zależności (3) – (6) [1].

$$U_{ref} = d_1 \cdot V_1 + d_2 \cdot V_2 + d_3 \cdot V_3 \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{U_{DC}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & -\sqrt{3} & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ref_\alpha} \\ U_{ref_\beta} \\ U_{ref_\gamma} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$d_z = 1 - d_1 - d_2 - d_3 \quad (5)$$

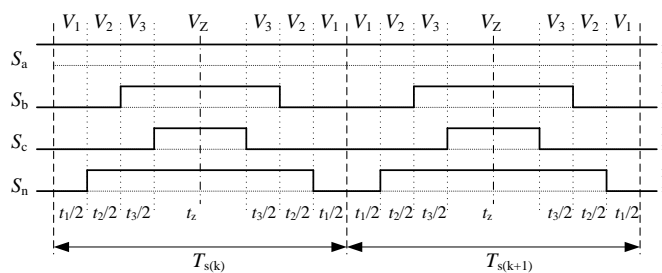
$$t_x = d_x \cdot T_s \quad (6)$$

gdzie:

d_x – współczynnik wypełnienia wektora V_x ($x = 1, 2, 3$ i z)

t_x – czas trwania wektora V_x ($x = 1, 2, 3$ i z)

T_s – okres sekwencji przełączeń wynikający z częstotliwości przełączeń falownika f_s .



Rys. 3. Przyjęty sposób sterowania falownika czterogłęziowego.

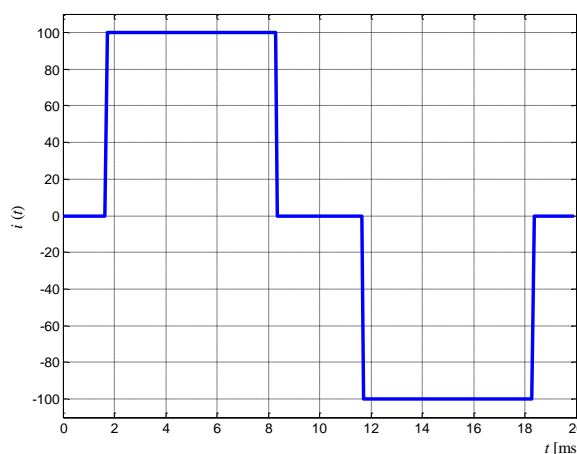
W dalszych analizach przyjęto następujące parametry analizowanego falownika czterogłęziowego:

- częstotliwość przełączeń falownika czterogłęziowego $f_s = 5$ kHz;
- filtr dolnoprzepustowy: $L = 0,66$ mH, $C = 150$ μ F;
- dodatkowy dławik w przewodzie neutralnym o indukcyjności $L_n = 0,33$ mH.

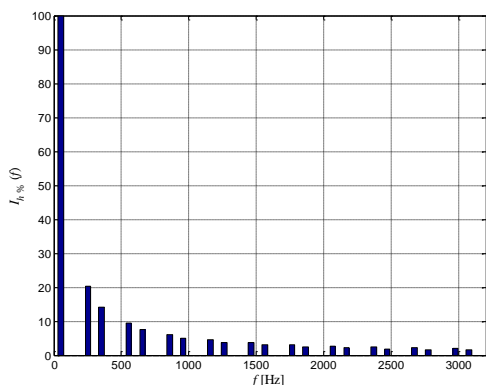
2. CHARAKTERYSTYKA ANALIZOWANYCH ODBIORNIKÓW

Przeanalizowano trzy typy nieliniowych obciążeń:

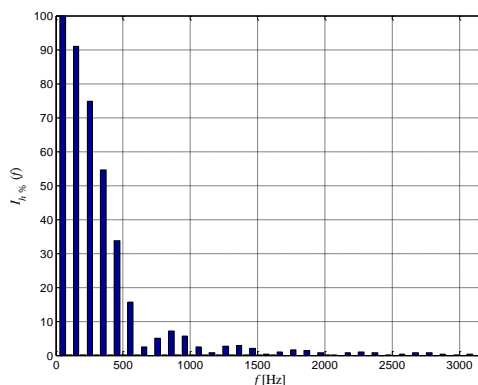
- Trójfazowy prostownik diodowy sześciopulsowy obciążony źródłem prądu.
- Trójfazowy prostownik diodowy sześciopulsowy z filtrem pojemnościowym.
- Jednofazowy prostownik diodowy dwupołówkowy z filtrem pojemnościowym.



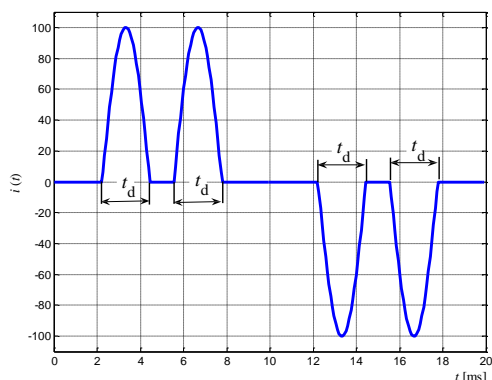
Rys. 4. Przebieg prądu fazowego charakterystyczny dla trójfazowego prostownika diodowego sześciopulsowego obciążonego źródłem prądu ($c_f = 1,23$).



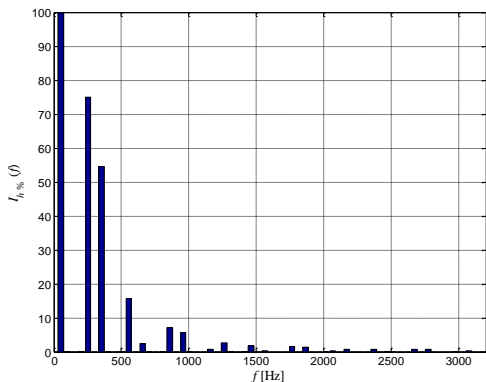
Rys. 5. Rozkład harmonicznych prądu obciążenia typu 1 ($c_F = 1,23$, $THD_I = 31\%$).



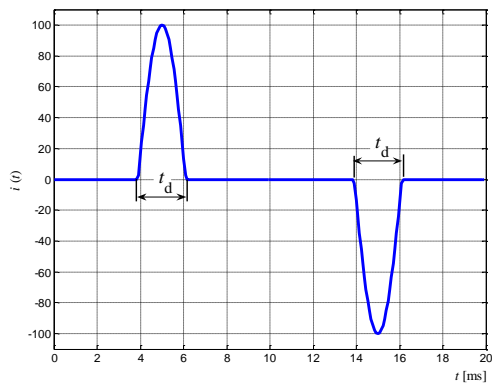
Rys. 9. Rozkład harmonicznych prądu obciążenia typu 3 ($t_d = 2,2$ ms, $c_F = 3$, $THD_I = 137\%$).



Rys. 6. Przebieg prądu fazowego trójfazowego prostownika diodowego sześciopulsowego z filtrem pojemnościowym.



Rys. 7. Rozkład harmonicznych prądu obciążenia typu 2 ($t_d = 2,2$ ms, $c_F = 2,12$, $THD_I = 95\%$).



Rys. 8. Przebieg prądu fazowego jednofazowego prostownika diodowego dwupołkowy z filtrem pojemnościowym.

Na rysunkach od 4 do 9 przedstawiono przebiegi prądu fazowego i ich rozkłady wyższych harmonicznych reprezentujące poszczególne typy analizowanych odbiorników nieliniowych.

3. MODEL UŚREDNIONY

Analiza rozpatrywanego układu została przeprowadzona za pomocą modelu uśrednionego falownika przedstawionego na rysunku 10, i opisanego równaniami (7) i (8).

$$[\bar{U}_a \ \bar{U}_b \ \bar{U}_c]^T = [d_a \ d_b \ d_c]^T \cdot U_{DC} \quad (7)$$

$$I_{DC} = [d_a \ d_b \ d_c] \cdot [\bar{I}_a \ \bar{I}_b \ \bar{I}_c]^T \quad (8)$$

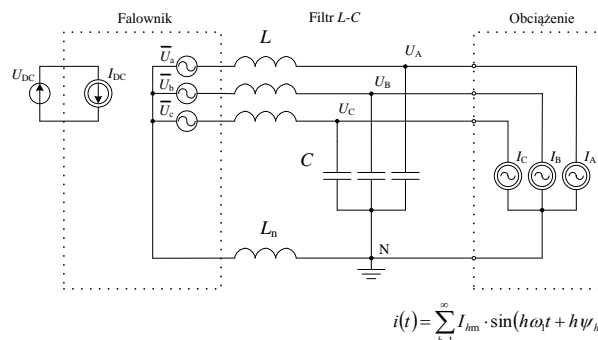
Nieliniowe prądy odbiornika rozpatrywano w postaci szeregu Fouriera (9), przy czym w analizie brano pod uwagę wyższe harmoniczne do 128 włącznie. Rozkład nie uwzględniał składowej stałej, ponieważ założono, że przebiegi prądu obciążenia są przemienne. Przyjęto, że napięcie na zaciskach odbiornika będzie sinusoidalne i symetryczne (10). Poszczególne harmoniczne prądu odbiornika w sposób ogólny można rozłożyć na składowe symetryczne (11).

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_{hm} \cdot \sin(h\omega_1 t + h\psi_h) \quad (9)$$

$$\bar{U}_{ABC} = \underline{U}_{A1} \quad (10)$$

$$\underline{I}_{ABC h} = \underline{I}_{A1} + \underline{I}_{A2} + \underline{I}_{A0} \quad (11)$$

Korzystając z rozkładu na składowe symetryczne dla poszczególnych harmonicznych prądu odbiornika wyliczono składowe harmoniczne napięcia wyjściowego falownika w taki sposób, aby na zaciskach odbiornika otrzymać sinusoidalne (tylko 1-harmoniczną), symetryczne napięcie. Następnie korzystając z metody superpozycji dla składowych harmonicznych określono postać czasową tego napięcia wyjściowego.

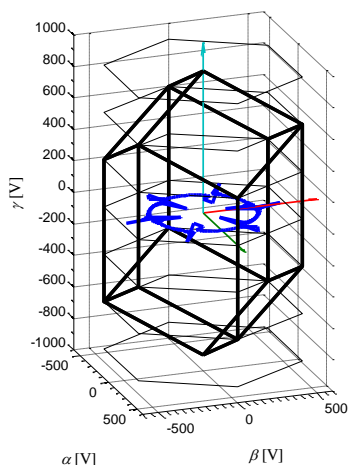
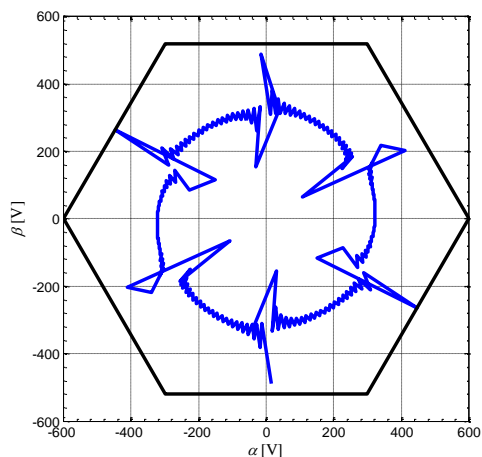


Rys. 10. Model uśredniony falownika czterogwałtowego.

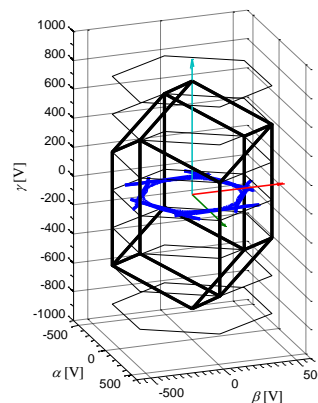
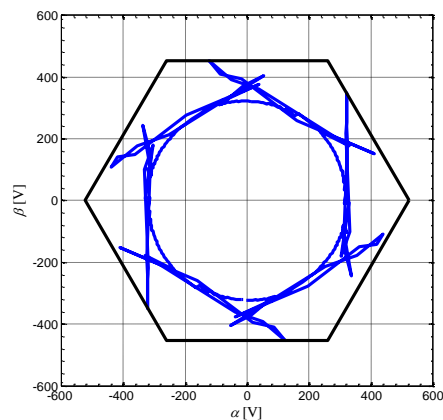
Analiza została wykonana po przetransformowaniu napięcia z układu trójfazowego do układu kartezjańskiego α - β - γ . Polegała ona na wyznaczeniu dla poszczególnych typów odbiorników oraz dla różnych wartości prądów obciążenia takiej wartości napięcia DC zasilania falownika, żeby trajektoria napięcia wyjściowego falownika była wpisana w graniczny dwunastościan w przestrzeni α - β - γ lub w graniczny sześciobok foremny na płaszczyźnie α - β . Bok sześcioboku foremnego odpowiada $2/3 U_{bc}$.

4. WYNIKI PRZEPROWADZONEJ ANALIZY

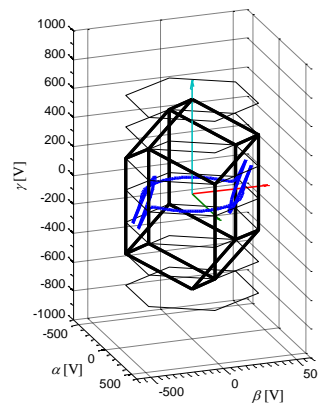
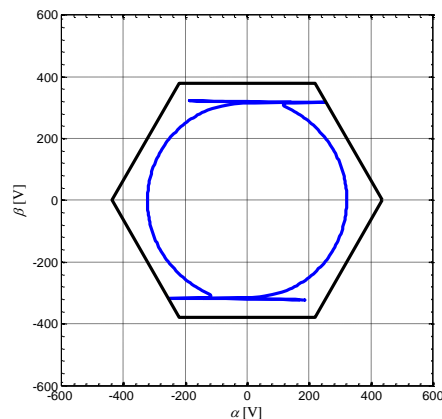
Wybrane przypadki wyników analizy poszczególnych typów obciążeń przedstawiono na rysunkach od 11 do 13. Widoczne jest, że dla prostowników trójfazowych, odbiornik typu 1 i 2, nie występuje składowa zerowa odpowiadająca składowej γ w przestrzeni α - β - γ . Trajektorie napięcia dla tych przypadków zawierają się w płaszczyźnie α - β (rys. 11 i rys. 12). W przypadku prostownika jednofazowego dwupołówkowego, odbiornika typu 3, pojawia się składowa zerowa (rys. 13).



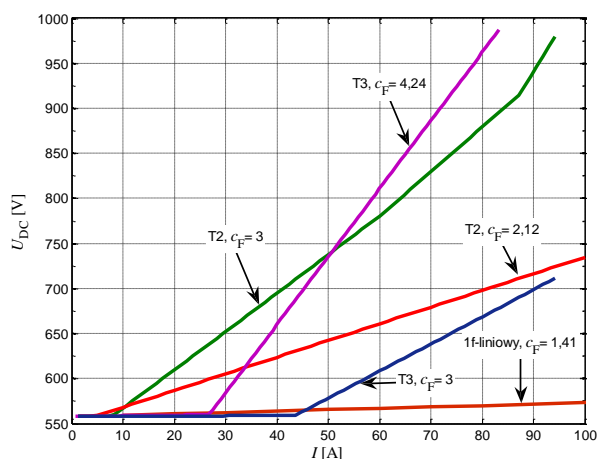
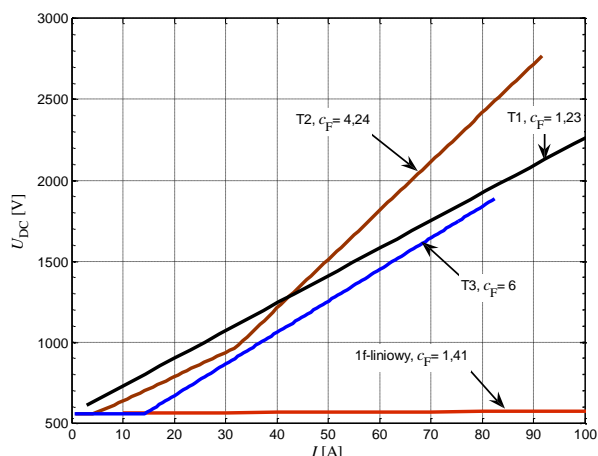
Rys. 11. Przykładowa trajektoria napięcia wyjściowego falownika dla odbiornika typu 1 ($I_{ABC} = 20$ A, $c_F = 1,23$).



Rys. 12. Przykładowa trajektoria napięcia wyjściowego falownika dla odbiornika typu 2 ($I_{ABC} = 20$ A, $c_F = 4,24$).



Rys. 13. Przykładowa trajektoria napięcia wyjściowego falownika dla odbiornika typu 3 ($I_A = 40$ A, $I_B = I_C = 0$ A, $c_F = 4,24$).

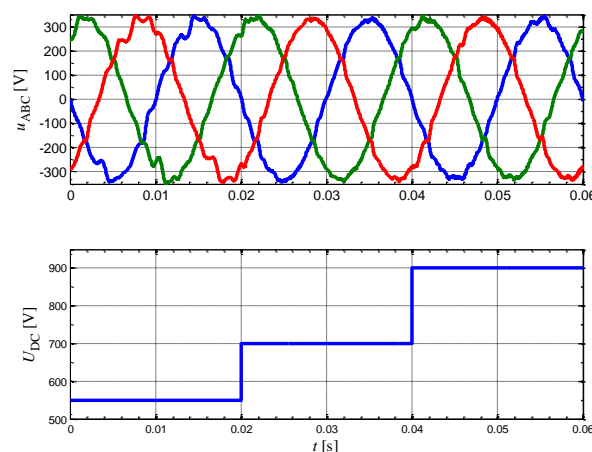


Rys. 14. Rodzina charakterystyk $U_{DC} = f(I)$ @ $c_F = \text{const}$.

Na rysunku 14 przedstawiono rodzinę charakterystyk $U_{DC} = f(I)$ @ $c_F = \text{const}$, gdzie T_x – typ odbiornika, I – wartość skuteczna prądu obciążenia, c_F – współczynnik szczytu. Dla odbiorników typu 2 i 3 dla różnych czasów trwania impulsu prądowego t_d (rys. 6 i rys. 8) uzyskano różne współczynniki szczytu. Im większy współczynnik szczytu prądu obciążenia i większa stromość narastania prądu tym szybciej rośnie wymagane minimalne napięcie zasilania U_{DC} (T1 – największa stromość narastania prądu oraz T2 i T3 – im większe c_F tym szybciej narasta U_{DC}).

5. WERYFIKACJA SYMULACYJNA

Korzystając z modelu symulacyjnego przekształtnika opisanego w [3] wykonano weryfikację uzyskanych wyników analizy. Na rysunku 15 przedstawiono przebiegi dla obciążenia typu 1. Potwierdzono, że w przypadku zbyt niskiego napięcia DC zasilania falownika występuje wzrost odkształcenia napięcia na zaciskach obciążenia (przypadek dla napięcia $U_{DC} = 550$ V). Obniżenie napięcia U_{DC} poniżej wyznaczonej wartości nie skutkuje zawsze znacznym odkształceniem napięcia wyjściowego (przypadek dla napięcia $U_{DC} = 700$ V). W takim przypadku (np. $U_{DC} = 700$ V, a powinno być 900 V) trajektoria napięcia wyjściowego na płaszczyźnie α - β wyjdzie poza sześciobok graniczny ale tylko w miejscach odpowiadających szybkim zmianom prądu obciążenia, co w efekcie nie będzie skutkowało znacznym wzrostem odkształcenia napięcia wyjściowego.



Rys. 15. Przykładowe przebiegi napięcia na zaciskach obciążenia dla odbiornika typu 1 i $I_{ABC} = 20$ A. ($THD_{U_{ABC}} = 6.4\%$ @ $U_{DC} = 550$ V, $THD_{U_{ABC}} = 2.9\%$ @ $U_{DC} = 700$ V, $THD_{U_{ABC}} = 2.9\%$ @ $U_{DC} = 900$ V).

PODSUMOWANIE I WNIOSKI

W artykule omówiono badania dotyczące pracy falownika czterogłęziowego zasilającego wybrane typy odbiorników nieliniowych. Wynikiem analizy jest rodzina charakterystyk minimalnego napięcia zasilania U_{DC} w zależności od wartości skutecznej prądu obciążenia przy stałej wartości współczynnika szczytu prądu obciążenia. Na podstawie tej charakterystyki (rys. 14) można dobrać poziom napięcia zasilania w zależności od zakładanego obciążenia. Uzyskane wyniki zostały potwierdzone symulacyjnie (rys. 15). Zbyt niskie napięcie zasilania ma wpływ na kształt napięcia wyjściowego. Im większy współczynnik szczytu prądu obciążenia i większa stromość narastania prądu tym szybciej rośnie wymagane minimalne napięcie zasilania U_{DC} .

BIBLIOGRAFIA

- Zhang R., Prasad H., Boroyevich D.: *Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage source converters*. IEEE Transactions on power electronics, Vol. 17, (2002), No. 3, pp. 314-326.
- Zhang R., Prasad H., Boroyevich D., Lee F. C.: *Analysis and design of a three-phase inverter with a neutral leg*. Materiały konferencyjne Trondheim EPE'97.
- Latko A., Kandyba A.: *Analiza wpływu zmian napięcia wejściowego DC na parametry napięcia wyjściowego w falowniku czterogłęziowym*. ELEKTRONIKA, (2007), nr 1, str. 15-19.

FOUR LEG VOLTAGE SOURCE INVERTER SUPPLYING SELECTED TYPES OF NONLINEAR LOADS ANALYSIS

Abstract

In the paper analysis of 4-leg voltage source inverter (VSI) with LC output filter supplying selected types of nonlinear loads is presented. Four leg voltage source inverter topology and its control was presented. Then

selected three types of nonlinear loads was characterized (fig. 4 – 9). For these nonlinear loads reference VSI output voltage trajectories in the α - β - γ space were calculated in order to obtain sinusoidal symmetrical voltage on load side terminals (fig. 11 – 13). Subsequently, magnitude of DC inverter's supply voltage so that the inverter output voltage trajectories were inscribed in the boundary dodecahedron in the α - β - γ space or boundary regular hexagon in the α - β plane. The results of these calculations are presented in the form of a characteristic $U_{DC} = f(I) @ c_F = \text{const.}$ (Fig. 14). Too low magnitude of DC VSI supply voltage leads to THD_U of load voltage rising. Considered analysis was conducted using 4-leg VSI averaged model and taking advantage of symmetrical components and superposition method for individual load current harmonics. Obtained results were verified using computer model of the considered system prepared and simulated in MALTB-SIMULINK environment (fig. 15).

Autor:

dr inż. **Andrzej Latko** – Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, 44-100 Gliwice, ul. B. Krzywoustego 2. Tel.: + 48 32 237-12-47, Fax: + 48 32 237-13-04, e-mail: andrzej.latko@polsl.pl