

Ryszard PORADA*

FILTRY PASYWNE W FALOWNIKACH NAPIĘCIA

Metody modulacyjne kształtowania napięcia wyjściowego falowników napięcia powodują znaczne odkształcenia sygnałów wyjściowych (napięcia i prądu), co znacząco utrudnia uzyskanie wymaganej obecnie jakości sygnałów wyjściowych oraz wpływa negatywnie na pracę odbiorników energii elektrycznej. W pracy przedstawiono ogólną charakterystykę metod modulacyjnych stosowanych w falownikach energoelektronicznych. Omówiono metody doboru filtrów pasywnych, z uwzględnieniem wpływu odbiornika na jakość sygnałów wyjściowych. Przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych takiego układu, dla różnych typów sygnałów zadanych oraz różnych warunków obciążenia.

SŁOWA KLUCZOWE: falowniki napięcia, filtry pasywne

1. WPROWADZENIE

Zadaniem układów energoelektronicznych jest przekształcanie energii elektrycznej pobieranej z dostępnych technicznie źródeł energii o określonych wartościach napięcia/prądu i częstotliwości, na napięcie/prąd i częstotliwość wymagane przez odbiorniki energii elektrycznej, a także sterowanie przepływem tej energii. Zgodnie z obecnymi tendencjami związanymi z polepszaniem jakości energii, a także zwiększonymi wymaganiami technicznymi dotyczącymi dokładności sterowania, szybkości reakcji oraz odporności na zakłócenia ze strony odbiornika i/lub zasilania, czy potrzebą dokładnego odwzorowywania sygnałów zadanych (w określonym paśmie częstotliwości, zarówno w stanach statycznych, jak i dynamicznych) powodują, że wzrasta zapotrzebowanie na układy energoelektroniczne małej i dużej mocy, liniowe ze względu na wejście i wyjście, działające w czasie rzeczywistym [5, 6, 7]. Układy takie mogą znaleźć zastosowanie m.in. w elektroenergetyce do budowy filtrów aktywnych ograniczających harmoniczne napięcia i prądu w sieciach elektroenergetycznych, w elektroakustyce (jako wzmacniacze o szerokich pasmach przenoszonych częstotliwości) oraz w wielu dziedzinach specjalnych (m.in. różnego rodzaju generatory przebiegów energetycznych wielkości wzorcowych), a także jako układy realizujące np. optymalne sterowanie napędów elektrycznych.

* Politechnika Poznańska.

W ostatnich latach prowadzone są, zakrojone na szeroką skalę, badania związane ze zjawiskami, związanymi z negatywnymi oddziaływaniami przekształtników na odbiorniki energii elektrycznej. Szczególnie w napędzie elektrycznym powoduje to szereg dodatkowych problemów, wywołanych głównie dużą szybkością narastania napięcia wyjściowego, tzn. zwiększenie poziomu zakłóceń przewodzonych i emitowanych, błędne działanie zabezpieczeń upływnościowych, możliwość powstawania napięcia na obudowie silnika, przepięcia na zaciskach silnika w układach z kablem zasilającym czy elektroerozja łożysk. Przyczynia się to do poszukiwania nowych rozwiązań układowych oraz metod sterowania przekształtników.

Cechą charakterystyczną dotychczas proponowanych falowników [5], służących do regulacji parametrów sygnałów wyjściowych (napięć, prądów i/lub częstotliwości) przekształtników energii elektrycznej, jest duża zawartość harmonicznych w stosunku do zadanego przebiegu wyjściowego. Dlatego proponowane są nowe metody odpowiedniego formowania napięcia wyjściowego (np. różne odmiany modulacji MSI), łączone często z zastosowaniem dodatkowych filtrów pasywnych na wyjściu układu.

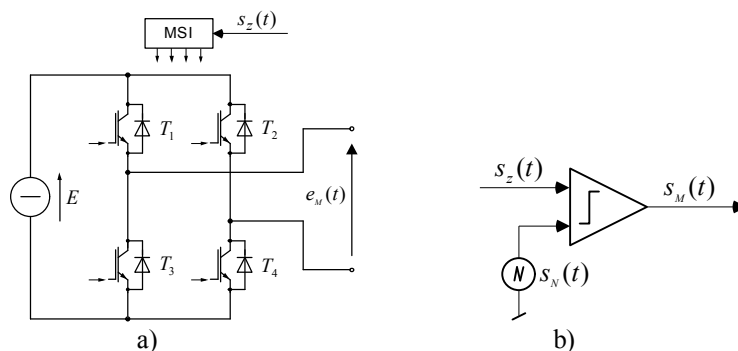
Zastosowanie filtrów pasywnych typu LC w układach przekształtnikowych DC/AC jest dość powszechne za sprawą układów awaryjnego zasilania. W układach tych, w celu uzyskania wysokiej jakości napięcia sinusoidalnego o stałej amplitudzie i częstotliwości, w strukturze przekształtnika stosuje się obwody filtrów pasywnych dolnoprzepustowych. Rolą tych obwodów jest możliwie największe wytłumienie z widma napięcia wytwarzanego przez przekształtnik, składowych o częstotliwościach kluczowania tego obwodu. Rozbudowane algorytmy sterowania stosowane w układach UPS są optymalizowane pod kątem zmiennych parametrów zasilanych odbiorników oraz stałych parametrów napięcia wyjściowego [5]. Dotyczy to również napędów prądu przemiennego [7].

W pracy przedyskutowano problem doboru parametrów pasywnych filtrów dolnoprzepustowych jako elementów wyjściowych falowników napięcia. Omówiono uproszczoną metodę doboru parametrów filtra pasywnego, z uwzględnieniem wpływu odbiornika na jakość sygnałów wyjściowych. Przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych takiego układu, dla różnych typów sygnałów zadanych oraz różnych warunków obciążenia.

2. PASYWNY FILTR WYJŚCIOWY FALOWNIKA

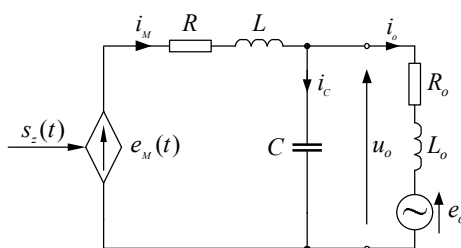
Układy energoelektroniczne są układami, które na nieciągły sygnał sterujący odpowiadają generowaniem nieciągłego sygnału wyjściowego. Przykładem jest prosty układ mostka 1-fazowego (rysunek 1a) z modulacją MSI, realizowaną przez komparację sygnałów (rysunek 1b): zadanego $s_z(t)$ oraz nośnego $s_N(t)$. Wynikiem tej komparacji jest sygnał modulujący $s_M(t)$, który zależnie od

zastosowanego sposobu modulacji generuje odpowiednie sygnały sterujące zaworami przekształtnika.



Rys. 1. Schemat zastępczy niezależnego fazowego falownika napięcia

Na tej podstawie można przedstawić falownik napięcia [6] jako modulowane źródło napięcia – rysunek 2, z prostym filtrem pasywnym LC rzędu drugiego oraz odbiornikiem reprezentowanym przez gałąź typu $R_oL_o e_o(t)$.



Rys. 2. Falownik napięcia jako modulowane źródło napięcia

Na wyjściu źródła napięcia $e_M(t)$ generowany jest modulowany ciąg impulsów napięcia (zależnie od typu sterowania – bipolarny lub unipolarny), który zawiera harmoniczną napięcia o częstotliwości podstawowej oraz bardzo złożone widmo wyższych harmonicznych. Ten ciąg zmodulowanego napięcia jest podawany na odbiornik, generując (zależnie od typu gałęzi) różne składowe harmoniczne odpowiedzi w postaci prądu gałęzi odbiornikowej.

Uzyskanie sinusoidalnego (najczęściej) przebiegu napięcia na gałęzi odbiornikowej wymaga zastosowania dolnoprzepustowego filtra pasywnego. Rolą tego filtra powinno być skuteczne wytlumienie z widma napięcia wyjściowego wyższych harmonicznych napięcia. Szczególnie istotne jest zapewnienie odpowiedniego stosunku pomiędzy pasmem częstotliwości rezonansowej filtra, pasmem częstotliwości zmian harmonicznej podstawowej napięcia wyjściowego oraz pasmem częstotliwości modulacji. Zarówno

częstotliwość harmonicznej podstawowej, jak i częstotliwość modulacji, powinny znajdować się poza pasmem rezonansowym obwodu filtru w celu uniknięcia powstawania drgań o częstotliwości własnej tego obwodu.

Przyczynami powstawania drgań napięcia wyjściowego są zmiany czasu trwania impulsów napięcia $e_M(t)$, generowanego przez przekształtnik, a także zmiana wartości parametrów (amplitudy i częstotliwości) harmonicznej podstawowej napięcia. Zmiany wartości tych parametrów, a także ewentualne zmiany wartości parametrów obciążenia powodują są przyczyną powstawania drgań okresowych w przebiegach napięć. Generowanie niepożądanych drgań w tych przebiegach wywołuje także dodatkowe zniekształcenia prądu. Mogą one powodować niestabilną pracę odbiornika, zwiększając tym samym możliwość wystąpienia ich uszkodzeń i awarii. Drgania o charakterze rezonansowym generowane przez filtr mogą również oddziaływać negatywnie na źródła przyłączone do tych układów. Ponadto elementy pasywne filtru obciążają energią bierną źródło napięcia stałego zasilające falownik.

W związku z tym, dobór struktury i parametrów tego filtru powinien uwzględniać następujące podstawowe zagadnienia:

- minimalizacja struktury filtru z uwzględnieniem obciążenia źródła zasilającego falownik energią bierną;
- dobór pasma przepustowego filtru dla wytlumienia wysokoczęstotliwościowych składowych widma napięcia;
- wpływ ewentualnych procesów rezonansowych zachodzących w filtrze na maksymalne prądy zaworów falownika oraz maksymalne napięcia mogące wystąpić na zaworach i odbiorniku.

Dla gałęzi odbiornikowej w postaci $R_o L_o e_o(t)$ oraz filtru o strukturze pokazanej na rys. 2 transmitancja całego układu ma postać:

$$G(s) = \frac{\omega_0^2 [(R_o + sL_o) + E_o(s)]}{L_o [s^3 + s^2 \alpha_2 \omega_0^2 + s \alpha_1 \omega_0^2 + \alpha_0 \omega_0^2] + E_o(s)(s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2)} \quad (1)$$

gdzie:

$$\alpha_2 = \frac{R_o LC + RL_o C}{L_o}, \quad \alpha_1 = \frac{RR_o C + L + L_o}{L_o}, \quad \alpha_0 = \frac{R + R_o}{L_o}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \alpha = \frac{R}{2L}$$

Ze względu na trzeci rząd transmitancji trudno o możliwie proste związki analityczne umożliwiające nawet szacunkowy dobór parametrów filtru. Dlatego dla wstępnej analizy przyjęto odbiornik rezystancyjny, dla którego transmitancję całego układu wyraża zależność:

$$G(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi \omega_0 s + k_R \omega_0^2} \quad (2)$$

gdzie:

$$\xi = \frac{R}{2\rho} + \frac{\rho}{2R_o}, \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad k_R = \frac{R + R_o}{R_o} \quad (3)$$

W tym przypadku charakterystyka modułowa układu ma postać:

$$|G(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{[1 - (\omega/\omega_0)^2]^2 + (2\xi \omega/\omega_0)^2}} \quad (4)$$

Na tej podstawie można określić wzór na maksimum modułu charakterystyki częstotliwościowej w zależności od współczynnika tłumienia ξ :

$$|G|_{\max} = |G(\omega_r)| = \frac{K}{2\xi \sqrt{1 - \xi^2}} \quad (5)$$

oraz częstotliwość rezonansową:

$$\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - 2\xi^2} \quad (6)$$

Tylko dla $0 \leq \xi < 1/\sqrt{2}$ otrzymuje się różną od zera częstotliwość rezonansową. Jest ona mniejsza od częstotliwości drgań swobodnych $\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}$ i mniejsza od częstotliwości drgań własnych ω_0 ($\omega_r < \omega < \omega_0$).

W ocenie pasma przenoszenia stosowane jest tzw. pasmo 3-decybelowe, które dla filtru o transmitancji (2) określa pulsacja ω_{3dB} , wyrażona wzorem:

$$\omega_{3dB} = \omega_0 \sqrt{1 - 2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 - \xi^2 + 2}} \quad (7)$$

Jednym ze sposobów oceny wpływu wartości elementów obwodu filtru dolnoprzepustowego na zjawisko powstawania drgań własnych jest odpowiedź na skok jednostkowy w postaci:

$$h(t) = h_\infty \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\xi \omega t} \sin(\omega \sqrt{1 - \xi^2} t + \Phi) \right] \quad (8)$$

W efekcie odpowiedzi na skok jednostkowy można uzyskać pewne zależności analityczne, pomocne dla wyznaczenia parametrów filtru.

Praktycznym kryterium jakości przebiegu odpowiedzi układu na skok jednostkowy bywa kryterium „tłumienia do 1/4” [1, 2, 3], tzn. taki współczynnik tłumienia, dla którego kolejne amplitudy maleją 4-krotnie. Na podstawie (8) można wyznaczyć wartość $\xi \approx 0,2154$.

Możliwe jest także określenie wartości współczynnika tłumienia w zależności od wartości amplitudy pierwszego przeregulowania Δ :

$$\xi = \frac{\ln \Delta}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 \Delta}} \quad (9)$$

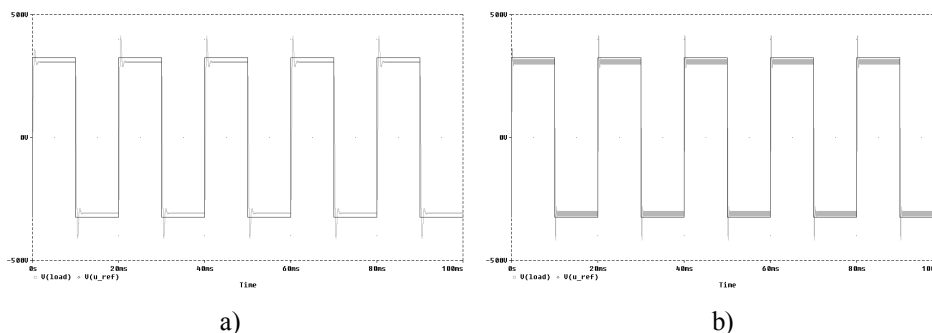
Wiążąc przedstawione zależności na współczynnik tłumienia ξ wyrażony przez parametry układu (3) oraz pulsacją ω_{3dB} zależnością $\omega_{3dB} = \omega_0 f(\xi)$ można wyznaczyć przybliżone zależności służące oszacowaniu parametrów LC filtru w postaci:

$$C = \frac{f(\xi)}{\rho \omega_{3dB}}, \quad L = \rho^2 C \quad (10)$$

3. BADANIA SYMULACYJNE

Skuteczność przedstawionej metody doboru parametrów filtra przetestowano na przykładzie 1-fazowego niezależnego źródła napięcia w środowisku OrCAD®. Badania miały na celu określenie skuteczności działania filtra dla różnych sygnałów zadanych oraz różnych parametrów odbiornika, dla następujących parametrów układu: napięcie zasilania falownika 400 [V], częstotliwość nośna modulacji MSI , $f_{PWM} = 12,5$ kHz, modulacja MSI bipolarna. Przyjęte parametry odbiornika rezystancyjnego: $U_N = 230$ [V], $I_N = 10$ [A]. Parametry filtra dobrano dla częstotliwości $f_{3dB} = 4$ [kHz] oraz dwóch wartości współczynnika tłumienia: „tłumienia do 1/4” – $L = 3,10$ [mH], $C = 6,25$ [μ F] oraz wartości współczynnika tłumienia wyznaczonej ze wzoru (9) dla $\lambda = 0,2$ – $L = 1,25$ [mH], $C = 2,5$ [μ F].

Odpowiedź układu na wymuszony przebieg prostokątny pokazano na rys. 3. Przebieg a) dotyczy przypadku wartości współczynnika tłumienia: „tłumienia do 1/4”, przebieg b) dla założonej amplitudy pierwszego przeregulowania. W obu przypadkach uzyskana została dobra dynamika odpowiedzi z założonym przeregulowaniem. W przypadku odpowiedzi b) widoczne jest jednak gorsze tłumienie wysokoczęstotliwościowych składowych napięcia.

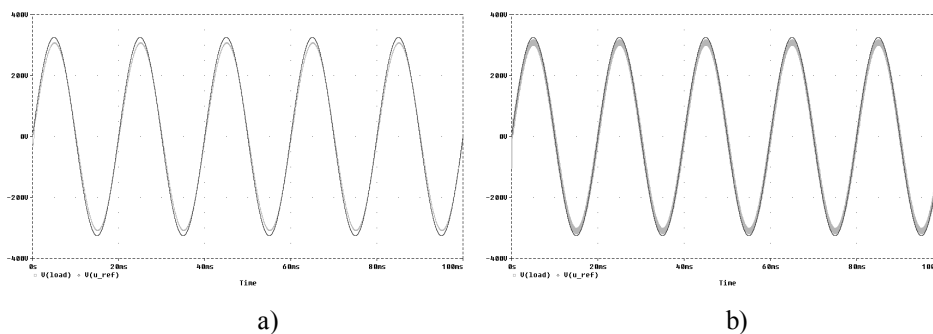


Rys. 3. Przebiegi napięcia wyjściowego dla prostokątnego sygnału zadanego: amplituda napięcia $U_m = 325$ V dla $f = 50$ Hz oraz dwóch różnych współczynników tłumienia ζ

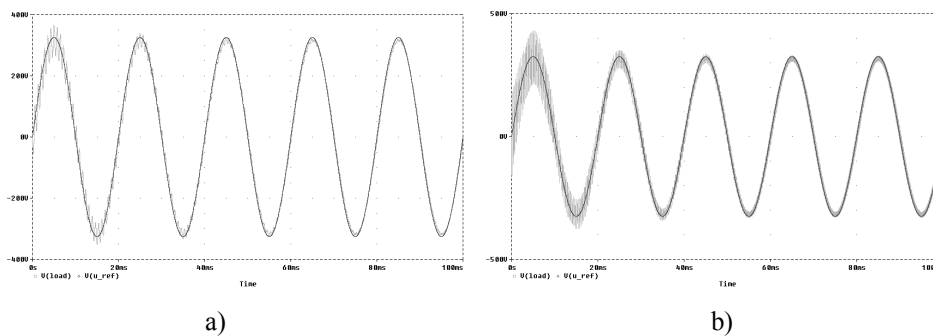
Rysunek 4 przedstawia wyniki uzyskane dla tych samych parametrów filtra jak w przypadku poprzednim, ale dla zadanego sygnału sinusoidalnego. Również w tym przypadku uzyskano założone efekty pracy filtra w aspekcie jakości generowanego napięcia wyjściowego.

Na rysunku 5 pokazano napięcie wyjściowe odbiornika typu $R_o L_o e_o(t)$ o parametrach $R = 0,975$ [Ω], $L = 7,75$ [mH], $e_o(t) = 305\sin(\omega t - 7,7)$. Gałąź odbiornikowa pobierała moc czynną $P_o = 2,3$ [kW] oraz moc bierną $Q_o = 0,95$ [kvar] z filtrem LC dobranym dla odbiornika rezystancyjnego. Ze względu na zupełnie odmienny charakter odbiornika na początku widoczne są gasnące wysokoczęstotliwościowe drgania napięcia, które zanikają po ok. 1,5-2 okresów.

W przypadku b) widoczne jest także gorsze tłumienie tych składowych.

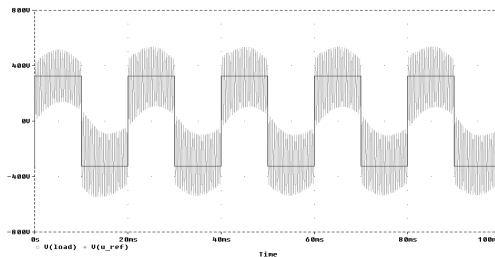


Rys. 4. Przebiegi napięcia wyjściowego dla sinusoidalnego sygnału zadanego: amplituda napięcia $U_m=325$ V dla $f=50$ Hz oraz dwóch różnych współczynników tłumienia ζ



Rys. 5. Przebiegi napięcia wyjściowego dla sinusoidalnego sygnału zadanego: amplituda napięcia $U_m=325$ V dla $f=50$ Hz oraz dwóch różnych współczynników tłumienia ζ

Rysunek 6 przedstawia przebieg napięcia wyjściowego dla prostokątnego sygnału wejściowego. W tym przypadku widoczne są niegasnące drgania o dużej amplitudzie i niższej częstotliwości niż w poprzednich przypadkach. Wynika to z dużej zawartości składowych niskiej częstotliwości wzmacnianych w obszarze piku rezonansowego charakterystyki modułowej układu.



Rys. 6. Przebiegi napięcia wyjściowego dla prostokątnego sygnału zadanego: amplituda napięcia $U_m=325$ V dla $f=50$ Hz oraz dwóch różnych współczynników tłumienia ζ

4. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono uproszczoną analizę problemu doboru parametrów pasywnych filtrów dolnoprzepustowych jako elementów wyjściowych falowników napięcia. Uzyskane proste zależności na parametry filtru umożliwiają określenie wstępnych wartości tych parametrów, które mogą być skorygowane w procesie komputerowo wspomaganego projektowania układu. Dalszą poprawę pracy układu można uzyskać przez realizację sterowania napięcia wyjściowego w układzie zamkniętym i odpowiedni dobór regulatorów.

LITERATURA

- [1] J. Brzózka, Regulatory i układy automatyki. MIKOM, Warszawa 2004.
- [2] W. Byrski, Obserwacja i sterowanie w systemach dynamicznych. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków 2007.
- [3] T. Cholewicki, Elektrotechnika teoretyczna, tom 2, WNT, Warszawa 1971.
- [4] W. Grega, Metody i algorytmy sterowania cyfrowego w układach scentralizowanych i rozproszonych. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków 2004.
- [5] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, Power Electronics: Converters, Application and Design. John Wiley&Sons, New York 2001.
- [6] R. Porada, Model częstotliwościowy układów energoelektronicznych z modulacją. PUT, Academic Journal, Electrical Engineering, Poznań 2014, No. 78, ss. 209-216.
- [7] R. Seliga, W. Koczara, High Quality Sinusoidal Voltage Inverter for Variable Speed AC Drive Systems. EPE-PEMC2002 Cavtat & Dubrovnik, 9-11 September 2002.
- [8] J. Szabatin, Podstawy teorii sygnałów. WKŁ, Warszawa 2000.

PASSIVE FILTERS IN THE VOLTAGE INVERTERS

Modulation methods of shaping output voltage of voltage inverters cause considerable deformations of output signals (voltage and current), what significantly makes difficult to obtain required presently quality of output signals and negatively affects the work of receivers of electrical energy. The article provides general characteristics of modulation methods applied in power electronics inverters and presents some methods of passive filters selection, with the regard of influence of the receiver on quality of output signals. Some selected simulation results of such system for different type of reference signals and different conditions of the load are also included.