

Ryszard PORADA*

MODEL CZĘSTOTLIWOŚCIOWY UKŁADÓW ENERGOELEKTRONICZNYCH Z MODULACJĄ

Sterowanie układów energoelektronicznych jako struktur zamkniętych stwarza bardzo duże trudności ze względu na obecność w torze głównym modulowanego źródła napięcia. Omówiono stosowane dotychczas metody opisu przekształtnika i jego właściwości częstotliwościowe. Przedstawiono nową metodę opisu częstotliwościowego przekształtnika jako zmodulowanego źródła napięcia. Pokazano wybrane wyniki badań proponowanej metody opisu przekształtnika.

SŁOWA KLUCZOWE: energoelektronika, falowniki niezależne, modulacja MSI

1. WPROWADZENIE

Układy przekształtnikowe powinny zapewnić maksymalnie wierne (statyczne i dynamiczne) odwzorowanie sygnałów zadanych na wyjściu energetycznym, w możliwie najszerszym pasmie częstotliwości. Właściwości takie można uzyskać w układach energoelektronicznych pracujących jako układy zamknięte, sterowane z wykorzystaniem różnych wariantów modulacji.

Algorytmy sterowania ogólnie można podzielić na optymalne parametryczne oraz optymalne strukturalnie [2, 3]. W pierwszym przypadku dobór nastaw regulatorów oraz ich struktura nie są związane bezpośrednio ze strukturą obiektu sterowanego. W drugim przypadku synteza regulatora wynika z samej struktury obiektu, natomiast współczynniki go opisujące – również z modelu obiektu. W tym drugim przypadku niezbędny jest opis transmitancyjny przekształtnika jako obiektu regulacji.

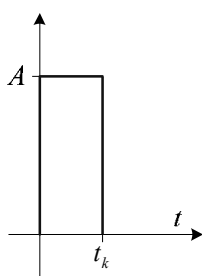
Transmitancyjny model przekształtnika niezbędny do określenia transmitancji obiektu, opiera się najczęściej na modelu przekształtnika jako członu proporcjonalnego lub członu opóźniającego. Szczególnie ten drugi model jest niekorzystny z punktu widzenia sterowania przekształtnika jako układu zamkniętego.

W pracy przedyskutowano stosowane aproksymacje i ich właściwości częstotliwościowe w porównaniu z zaproponowaną nową aproksymacją charakterystyki częstotliwościowej przekształtnika, jako zmodulowanego źródła napięcia. Pokazano wybrane wyniki badań porównawczych tradycyjnych i proponowanych aproksymacji.

* Politechnika Poznańska.

2. TRADYCYJNY MODEL PRZEKSZTAŁNIKA

W najprostszym przypadku (np. układów DC/DC [4,6]), przekształtnik można modelować jako idealny łącznik, generujący dwa stany: „stan załączenia” i „stan wyłączenia” łącznika, wywołane sygnałem sterującym. Tak określony przekształtnik jest układem, który na dyskretny sygnał sterujący odpowiada wygenerowaniem nieciągłej funkcji wyjściowej w postaci impulsu prostokątnego – rysunek 1.



Rys. 1. Przebieg sygnału wyjściowego prostego przekształtnika DC/DC

Taki impuls może być przedstawiony w dziedzinie czasu jako $f(t) = AI(t) - AI(t - t_k)$, gdzie $I(t)$ jest funkcją skoku jednostkowego. Transformata Laplace'a tego wyrażenia ma postać:

$$G(s) = A \frac{1 - e^{-st_k}}{s} \quad (1)$$

Przy małych odchyłkach sygnału od stacjonarnego punktu pracy można zlinearyzować to wyrażenie do postaci:

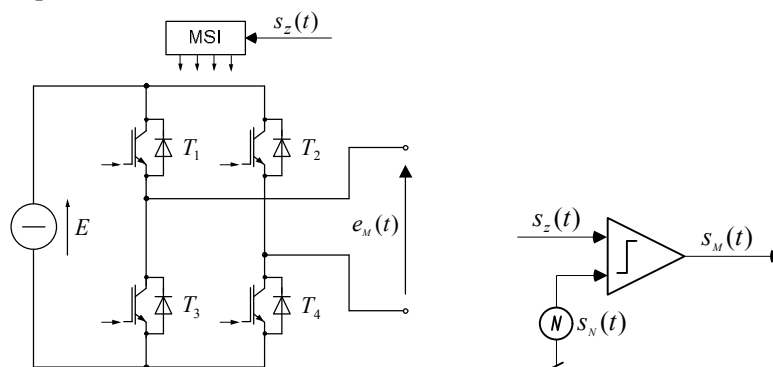
$$G(s) = Ae^{-st_k}$$

Przekształtnik może więc być traktowany jako element przełączający odpowiadający funkcji opóźniającej. Jest to często stosowana postać transmitancji (szczególnie dla przekształtników o komutacji sieciowej [4, 6]) niezbędna do opisu obiektu w zamkniętym układzie sterowania. W wielu przypadkach opisuje się przekształtnik także jako modulowany transformator idealny, któremu w opisie transmitancyjnym odpowiada człon proporcjonalny [1, 2]. Charakterystyki modułowa i fazowa takich członów nie odzwierciedlają jednak właściwości częstotliwościowych przekształtnika jako źródła modulowanego napięcia, szczególnie w przypadkach pracy układu energoelektronicznego jako niezależnego źródła napięcia lub prądu z odbiornikami o małych stałych czasowych.

Ograniczając się do przekształtników z zaworami w pełni sterowanymi, zasilanymi z idealnego źródła napięcia, można modelować przekształtnik jako modulowane idealne źródło napięcia.

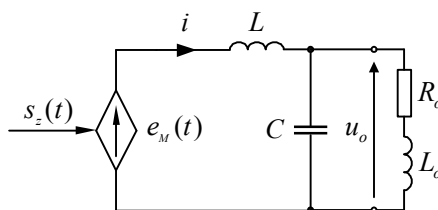
3. MODEL CZĘSTOTLIWOŚCIOWY PRZEKSZTAŁNIKA

Układy energoelektroniczne są układami, które na nieciągły sygnał sterujący odpowiadają generowaniem nieciągłego sygnału wyjściowego. Przykładem jest prosty układ mostka 1-fazowego (rysunek 2a) z modulacją MSI, realizowaną przez komparację sygnałów (rysunek 2b): 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. 2. Schemat zastępczy niezależnego fazowego falownika napięcia

Na tej podstawie można przedstawić falownik napięcia jako modulowane źródło napięcia – rysunek 3, z przykładowym odbiornikiem w postaci filtra pasywnego LC oraz gałęzi odbiornikowej typu R_oL_o .



Rys. 3. Falownik napięcia jako modulowane źródło napięcia

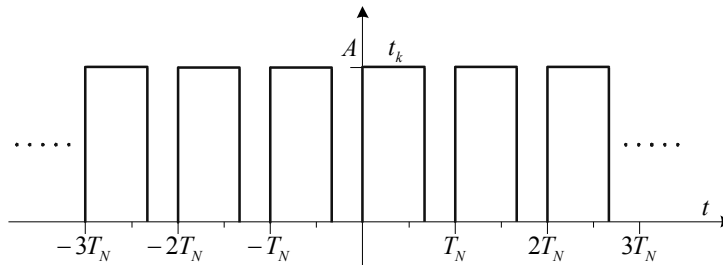
Ogólnie, transformatę przekształtnika jako modulowanego źródła napięcia można przedstawić jako:

$$G_M(s) = \frac{E_M(s)}{S_z(s)} \quad (2)$$

Ponieważ przekształtnik jest układem silnie nieliniowym i niestacjonarnym, jego jednoznaczny opis transmitancyjny nie jest możliwy. Można jednak rozważać

poszczególne przypadki układów. Przedstawiono dwa podstawowe, dotyczące układów DC/DC oraz DC/AC. Ograniczono się do modulacji MSI unipolarnej. Przedstawiona poniżej metodyka postępowania umożliwi w prosty sposób uzyskanie odpowiednich postaci opisu transmitancyjnego dla innych przypadków modulacji.

Dla układu DC/DC zadaniem przekształtnika jest przekształcanie stałego napięcia źródła energii na napięcie stałe o regulowanej wartości średniej. Dla przyjętej modulacji MSI unipolarnej (modulacja niesymetryczna prawostronna) kształt napięcia wyjściowego pokazano na rysunku 4.



Rys. 4. Nieskończony ciąg impulsów prostokątnych (modulacja niesymetryczna prawostronna)

Dla nieskończonego ciągu impulsów prostokątnych (rysunek 1) powtarzanych z okresem T_N , transformata Laplace'a ma postać:

$$G_M(s) = \mathcal{L} [s_M(t)] = A \frac{1 - e^{-st_k}}{s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-snT_N} = A \frac{1 - e^{-st_k}}{s} \frac{1}{1 - e^{-sT_N}} \quad (3)$$

Transmitancja (3) uwzględnia wszystkie istotne parametry przekształtnika, jak okres modulacji T_N oraz czas trwania impulsu t_k . Jest jednak mało wygodna w opisie przekształtnika jako obiektu regulacji ze względu na obecność funkcji opóźniających o różnych czasach opóźnienia. Doprowadzenie do bardziej użytecznej postaci wymaga aproksymacji funkcji opóźniającej. Proponowane są różne metody aproksymacji funkcji opóźnienia: rozkład na szereg Taylora, aproksymacji za pomocą funkcji niewymiernych pierwszego rzędu czy aproksymacja Padé [3, 5]. Ograniczając się do aproksymacji rzędu pierwszego (ze względu na minimalizację rzędu transmitancji przekształtnika) zastosowano dwa typy funkcji aproksymującej rzędu pierwszego w postaci:

$$e^{-st_k} \approx \frac{1}{1 + st_k} \quad (4)$$

oraz:

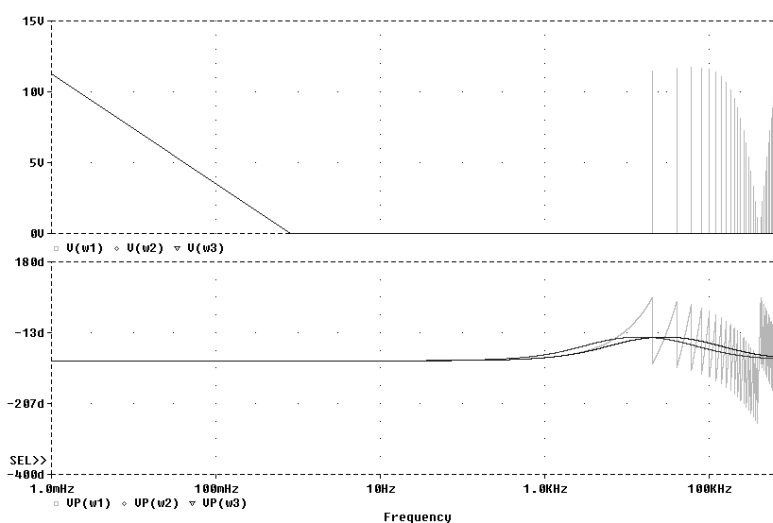
$$e^{-st_k} \approx \frac{1 - \frac{1}{2}st_k}{1 + \frac{1}{2}st_k} = \frac{2 - st_k}{2 + st_k} \quad (5)$$

Dla aproksymacji zgodnej z wyrażeniem (4):

$$G_M(s) = A \frac{t_k}{T_N} \frac{1 + sT_N}{s(1 + st_k)} \quad (6)$$

natomiast dla aproksymacji przedstawionej zależnością (5):

$$G_M(s) = A \frac{t_k}{T_N} \frac{2 + sT_N}{s(2 + st_k)} \quad (7)$$



Rys. 5. Charakterystyki amplitudowa i fazowa transmitancji przekształtnika DC/DC dla modulacji niesymetrycznej prawostronnej (zgodnie z wyrażeniami (3), (6) oraz (7))

Na rysunku 5 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe przekształtnika dla $T_N = 100 [\mu\text{s}]$ oraz $t_k = 0,05T_N$. Widoczne są wszystkie składowe częstotliwościowe związane z modulacją (przebieg – kolor zielony). Obie aproksymacje mają cechy filtra dolnoprzepustowego i odzwierciedlają z dobrą dokładnością składowe częstotliwościowe w zakresie niskich częstotliwości (istotnych dla układów DC/DC).

W przekształtnikach stosuje się także modulację MSI unipolarną symetryczną dwustronną, dla której w dziedzinie czasu pojedynczy impuls prostokątny można przedstawić jako $f(t) = AI[t - (T_N - t_k)/2] - AI[t - (T_N - t_k)/2 + t_k]$. Dla nieskończonego ciągu takich impulsów występujących z okresem T_N , transformata Laplace'a ma postać:

$$G_M(s) = L [s_M(t)] = Ae^{-s(T_N - t_k)/2} \frac{1 - e^{-st_k}}{s} \frac{1}{1 - e^{-sT_N}} \quad (8)$$

Porównując to wyrażenie z postacią (3) można stwierdzić, że charakterystyka modułowa tego typu modulacji jest taka sama, zmienia się tylko charakterystyka fazowa.

Aproksymując wyrażenie (8) przybliżonymi funkcjami (4) i (5) uzyskuje się, dla aproksymacji zgodnej z wyrażeniem (4):

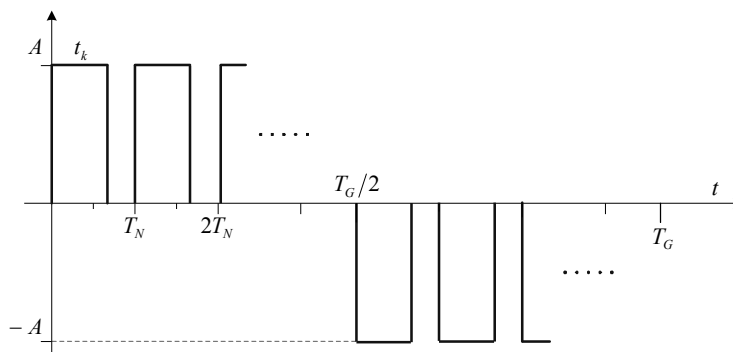
$$G_M(s) = A \frac{2t_k}{T_N} \frac{1 + sT_N}{s(1 + st_k)[2 + s(T_N - t_k)]} \quad (9)$$

natomiast dla aproksymacji przedstawionej zależnością (5):

$$G_M(s) = A \frac{t_k}{T_N} \frac{(2 + sT_N)[4 - s(T_N - t_k)]}{s(2 + st_k)[4 + s(T_N - t_k)]} \quad (10)$$

Obie te aproksymacje mają podobne cechy jak dla modulacji jednostronnej.

W przypadku przekształtnika DC/AC, jego zadaniem jest przekształcenie stałego napięcia źródła na napięcie przemiennie o regulowanej wartości skutecznej. Dla przyjętej modulacji MSI unipolarniej niesymetrycznej prawostronnej kształt napięcia wyjściowego pokazano na rysunku 6.



Rys. 6. Skończony ciąg naprzemiennych impulsów prostokątnych (modulacja niesymetryczna prawostronna)

Jest to skończony, okresowy ciąg przemiennych impulsów prostokątnych unipolarnych. Posługując się tą samą metodą jak w przypadku poprzednim, można znaleźć przybliżoną (ze względu na skończoną liczbę impulsów w okresie T_G), dla stałego czasu impulsu t_k , transmitancję przekształtnika w postaci:

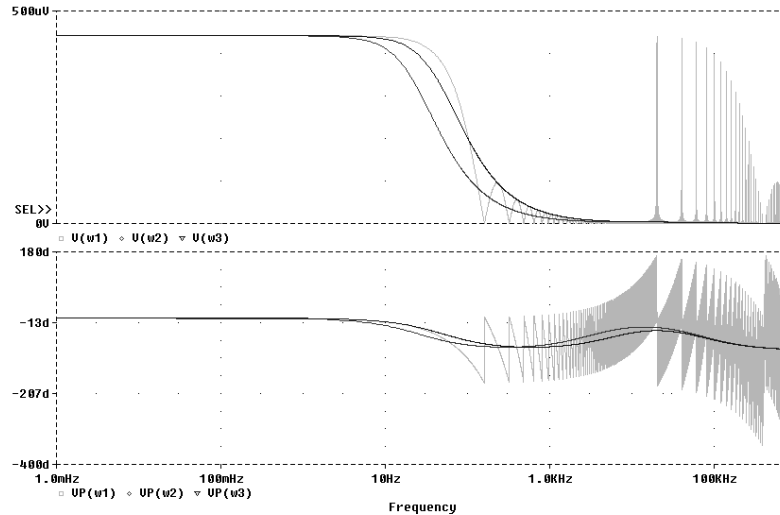
$$G_M(s) = \mathcal{L} [s_M(t)] \approx A \frac{1 - e^{-st_k}}{s} \frac{1 - e^{-sT_G/2}}{1 - e^{-sT_N}} \quad (11)$$

Aproksymując wyrażenie (11) przybliżonymi funkcjami (4) i (5) uzyskuje się, dla aproksymacji zgodnie z wyrażeniem (4):

$$G_M(s) = A \frac{t_k T_G}{T_N} \frac{1 + sT_N}{(1 + st_k)(2 + sT_G)} \quad (12)$$

natomiast dla aproksymacji przedstawionej zależnością (5):

$$G_M(s) = A \frac{t_k T_G}{T_N} \frac{(2 + sT_N)}{(2 + st_k)(4 + sT_G)} \quad (13)$$



Rys. 7. Charakterystyki amplitudowa i fazowa transmitancji przekształtnika DC/AC dla modulacji niesymetrycznej prawostronnej (zgodnie z wyrażeniami (11), (12) oraz (13))

Na rysunku 7 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe przekształtnika dla $T_G = 20[\text{ms}]$, $T_N = 100[\mu\text{s}]$ oraz $\tau = 0,05T_N$. Widoczne są wszystkie składowe częstotliwościowe związane z modulacją (przebieg – kolor zielony). Obie aproksymacje mają cechy filtra dolnoprzepustowego, a aproksymacja Padé rzędu pierwszego (przebieg – kolor niebieski) odzwierciedla z dobrą dokładnością składowe częstotliwościowe w zakresie niższych częstotliwości (w pasmie ok. 3,5 kHz przy pierwszym prążku związanym z częstotliwością nośną 10 kHz), które mają istotne znaczenie dla odbiorników o małych stałych czasowych.

Dla modulacji MSI unipolarnej symetrycznej dwustronnej można podać wyrażenie na transmitancję przekształtnika w postaci:

$$G_M(s) = \mathcal{L}[s_M(t)] \approx A e^{-s(T_N - t_k)/2} \frac{1 - e^{-st_k}}{s} \frac{1 - e^{-sT_G/2}}{1 - e^{-sT_N}} \quad (14)$$

Również w tym przypadku, porównując to wyrażenie z postacią (11) można stwierdzić, że charakterystyka modułowa tego typu modulacji jest taka sama, zmienia się jedynie charakterystyka fazowa.

Aproksymując wyrażenie (14) przybliżonymi funkcjami (4) i (5) uzyskuje się, dla aproksymacji zgodnie z wyrażeniem (4):

$$G_M(s) = A \frac{2t_k T_G}{T_N} \frac{1 + sT_N}{(1 + st_k)(2 + sT_G)[2 + s(T_N - t_k)]} \quad (15)$$

natomiast dla aproksymacji przedstawionej zależnością (5):

$$G_M(s) = A \frac{t_k T_G}{T_N} \frac{(2 + sT_N)}{(2 + st_k)(4 + sT_G)} \frac{[4 - s(T_N - t_k)]}{[4 + s(T_N - t_k)]} \quad (16)$$

Należy wyraźnie zaznaczyć, że uzyskane wyrażenia opisujące właściwości częstotliwościowe przekształtnika dla przedstawionych wariantów modulacji MSI są przybliżone. Zawierają jednak istotne cechy modulacji, jak okres nośny, okres sygnału modulującego czy czas impulsu w okresie nośnym. Szczególnie ten ostatni, w przypadku generowania sygnału przemiennego o kształcie różnym od prostokątnego będzie się zmieniał w każdym okresie sygnału nośnego. Wpłynie to jedynie na ilościową zawartość składowych częstotliwościowych przy zachowaniu cech jakościowych.

4. PODSUMOWANIE

W pracy zaproponowaną nowy model opisu częstotliwościowego przekształtnika jako zmodulowanego źródła napięcia. Pokazano wybrane wyniki badań porównawczych tradycyjnych i nowo proponowanych aproksymacji. Uzyskane transmitancje niskich rzędów mogą być wykorzystane do innego niż klasyczny sposobu doboru transmitancji regulatora, szczególnie w odniesieniu do sterowania układami energoelektronicznymi z odbiornikami o małych stałych czasowych w strukturach zamkniętych.

LITERATURA

- [1] Brzózka J., Regulatory i układy automatyki. MIKOM, Warszawa 2004.
- [2] Byrski W., Obserwacja i sterowanie w systemach dynamicznych. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków 2007.
- [3] Mędrzycki J.: Technika analogowa i hybrydowa. WNT, Warszawa 1974.
- [4] Mohan N.: Power electronics: John Wiley&Sons, New York 1989.
- [5] Szabatin J.: Podstawy teorii sygnałów. WKŁ, Warszawa 2000.
- [6] Tunia H., Barlik R.: Teoria przekształtników. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2003.

FREQUENCY MODEL OF POWER ELECTRONICS SYSTEMS WITH THE MODULATION

Control of power electronics systems as closed structures creates very large difficulties due to the presence in the main track a modulated voltage source. One discussed the applied hitherto methods of the description of the distorter and its frequency properties and also a new method of the frequency description of power converter as modulated voltage source. Selected researches results of proposed method of the description of the converter are presented.