

Dawid BUŁA, Marian PASKO

POLITECHNIKA ŚLĄSKA, INSTYTUT ELEKTROTECHNIKI I INFORMATYKI,
ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice

Model częstotliwościowy metody detekcji wyższych harmonicznych wykorzystującej przekształcenie Parka

Dr inż. Dawid BUŁA

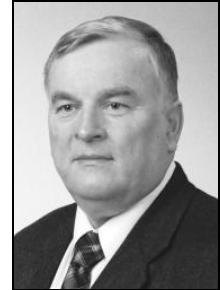
Adiunkt w Instytucie Elektrotechniki i Informatyki na Wydział Elektrycznym Politechniki Śląskiej. Autor i współautor ponad 50 publikacji z zakresu filtracji wyższych harmonicznych w sieciach zasilających oraz realizacji układów służących do poprawy jakości energii elektrycznej.



e-mail: dawid.bula@polsl.pl

Prof. dr hab. inż. Marian PASKO

Profesor zwyczajny w Politechnice Śląskiej, Kierownik Zakładu Maszyn Elektrycznych i Inżynierii Elektrycznej w Transporcie. Autor i współautor ponad 350 publikacji, w tym: 6 monografii, 15 podręczników akademickich oraz 15 skryptów. Zasadniczym obszarem jego badań naukowych są zagadnienia związane z poprawą jakości energii elektrycznej układów pracujących w warunkach deformacji napięć i prądów oraz zagadnienia dotyczące analizy i syntezy układów liniowych, teorii wrażliwości, przetwarzania i filtracji sygnałów.



e-mail: marian.pasko@polsl.pl

Streszczenie

W artykule przedstawiono model w dziedzinie częstotliwości metody detekcji wyższych harmonicznych wykorzystującej przekształcenie Parka. Omawiana metoda jest stosowana w algorytmach sterowania trójfazowych energetycznych filtrów aktywnych. Algorytmy te realizowane są natomiast w dziedzinie czasu. Przedstawiony model pozwala na opracowanie modelu częstotliwościowego całego układu oraz ocenę wpływu parametrów układu na jego charakterystyki filtracyjne.

Słowa kluczowe: energetyczne filtry aktywne, jakość energii, wyższe harmoniczne.

A frequency model of the harmonics detection method based on Park transformation

Abstract

The model in the frequency domain of the harmonics detection method using Park transformation is presented in the paper. This method is usually used in control algorithms of three-phase active power filters which are implemented in the time domain. The presented model allows obtaining the active power filter model in frequency domain and assess the impact of system parameters on the characteristics of the filter. The study shows the model derivation of the base detection method (Fig. 1), but it can be applied to other similar methods for detection of selected harmonic components or its positive and negative components. The transformation of the derived model into symmetrical components (Fig. 3) allows determining the independent transmittance for positive and negative components. This enables obtaining the frequency responses of the analyzed systems (Fig. 4). For example, the model can be used to analyze the harmonic attenuation factor in a hybrid active power filter with a single tuned passive filter. Some examples of frequency responses are shown in Fig 5. In a similar way it is possible to analyze the filter stability or sensitivity in the frequency domain.

Keywords: active power filters, power quality, higher harmonics.

1. Wstęp

Zastosowanie energetycznych filtrów aktywnych [1-4] jest jednym ze sposobów redukcji wyższych harmonicznych w sieciach trójfazowych. Niezależnie od typu i konfiguracji układu, zachodzi konieczność wyznaczenia wyższych harmonicznych prądów lub napięć na podstawie ich pomiarów. Mogą to być wybrane harmoniczne, składowe o częstotliwości podstawowej lub wszystkie wyższe harmoniczne. Istnieje wiele metod wyznaczania harmonicznych [2-5], z których najpopularniejsze to metody w dziedzinie częstotliwości, bazujące na transformacji Fouriera, tj. DFT, FFT i ich odmiany. Drugą popularną grupę metod stanowią natomiast metody w dziedzinie czasu, do których zaliczyć można analizowaną metodę z zastosowaniem transformaty Parka czy metodę opartą o tzw. teorię mocy chwilowej pq [1].

W odróżnieniu od metod częstotliwościowych, metody w dziedzinie czasu charakteryzują się przede wszystkim mniejszą złożonością obliczeniową. Pozwala to na implementację algorytmu sterowania w układzie rzeczywistym bez konieczności stosowania układów o dużej mocy obliczeniowej.

W niektórych przypadkach zachodzi dodatkowa konieczność opisu metody sterowania w dziedzinie częstotliwości, np. w układach hybrydowych, gdzie stosuje się pasywne filtry wyższych harmonicznych i należy wyznaczyć charakterystyki filtracji całego układu. Pomaga to przy doborze parametrów układu i ocenie ich wpływu na charakterystyki częstotliwościowe [6-9].

W pracy pokazano wyprowadzenie modelu częstotliwościowego dla metody detekcji wyższych harmonicznych wykorzystującej przekształcenie Parka [10]. Model ten można zastosować np. do analizy algorytmu sterowania hybrydowego energetycznego filtra aktywnego w konfiguracji z filtrem pasywnym jednej harmonicznej [3, 6, 11].

2. Przekształcenie Parka

Przekształcenie z trójfazowego układu naturalnego 1-2-3 do układu d-q-0, nazywane też przekształceniem lub transformacją Parka, przedstawione zostało po raz pierwszy przez R. H. Park'a w 1929 r. [10]. Przekształcenie to wykorzystywane jest bardzo często w teorii maszyn elektrycznych i pozwala na traktowanie wielkości związanych z wirnikiem jako wielkości stałych w czasie. Polega na transformacji układu naturalnego 1-2-3 do układu ortogonalnego d-q-0, wirującego z prędkością kątową ω_0 . Przekształcenie Parka dla prądów można zapisać jako:

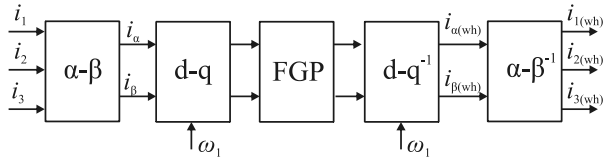
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) & \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) \\ \sin(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) & \sin(\omega_0 t + 2\pi/3) \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Postać ta jest jednak rzadko używana, a najczęściej stosuje się wstępne przekształcenie do stacjonarnego ortogonalnego układu α - β (przekształcenie Clarke), które dla systemu trójprzewodowego wygląda następująco:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t) \\ -\sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (3)$$

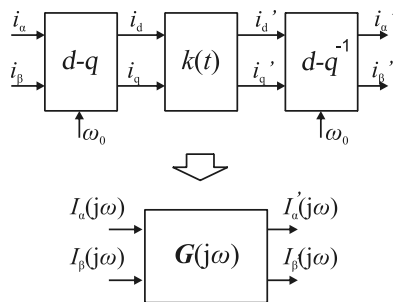
Przekształcenie z układu naturalnego 1-2-3 do układu d-q, wirującego z prędkością kątową ω_0 powoduje, że wielkości synchroniczne z pulsacją ω_0 przyjmują wartość stałą w czasie. Pozwala to na detekcję wybranych harmonicznych. Aby odfiltrować składową o częstotliwości podstawowej z przebiegów prądów układu trójfazowego symetrycznego należy usunąć składową stałą ze składowych dq co zostało pokazane na schemacie blokowym na rys. 1. W podobny sposób można zrealizować detekcję wybranych harmonicznych oraz ich składowych zgodnych i przeciwnych w przypadku układu niesymetrycznego.



Rys. 1. Schemat blokowy algorytmu wyznaczania wyższych harmonicznych
Fig. 1. Block diagram of the higher harmonics detection algorithm

3. Model w dziedzinie częstotliwości

Przekształcenie algorytmu pokazanego na rys. 1 do dziedziny częstotliwości zostanie przeprowadzone w układzie $\alpha-\beta$ (rys. 2). Filtr górnoprzepustowy FGP na schemacie z rys. 1 (taki sam dla obu składowych) jest w tym przypadku reprezentowany za pomocą impulsowej funkcji przejścia $k(t)$ natomiast szukaną transmitancję zastępczą układu oznaczono jako $G(j\omega)$.



Rys. 2. Model w dziedzinie częstotliwości
Fig. 2. Model in the frequency domain

Powiązanie pomiędzy wielkościami wejściowymi a wyjściowymi w układzie dq można zapisać jako:

$$\begin{bmatrix} i_d' \\ i_q' \end{bmatrix} = \int_{-\infty}^{\infty} k(t-\tau) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} d\tau, \quad (4)$$

co po zastosowaniu transformaty Fouriera dla obu stron równania oraz po skorzystaniu z twierdzenia o splocie w dziedzinie czasu daje:

$$\mathfrak{F}\left\{\begin{bmatrix} i_d' \\ i_q' \end{bmatrix}\right\} = K(j\omega) \mathfrak{F}\left\{\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}\right\}, \quad (5)$$

gdzie: $K(j\omega) = L(j\omega)/M(j\omega)$ – transmitancja częstotliwościowa zastosowanych filtrów sygnałowych (o tych samych parametrach). Wielkości $L(j\omega)$ i $M(j\omega)$ są w tym przypadku wielomianami, przy czym stopień licznika jest mniejszy lub równy stopniowi mianownika.

Po zastosowaniu przekształceń do układu $\alpha-\beta$ równanie (5) przyjmuje postać:

$$M(j\omega) \mathfrak{F}\left\{\begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t) \\ -\sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a' \\ i_b' \end{bmatrix}\right\} = L(j\omega) \mathfrak{F}\left\{\begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t) \\ -\sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}\right\} \quad (6)$$

Następnie stosując zależność [6, 8, 9]:

$$\frac{d^n}{dt^n} \left(\begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t) \\ -\sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a' \\ i_b' \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t) \\ -\sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & \omega_0 \\ -\omega_0 & \frac{d}{dt} \end{bmatrix}^n \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \right), \quad (7)$$

oraz twierdzenie o transformacie pochodnej, równocześnie pamiętając, że $L(j\omega)$ i $M(j\omega)$ są wielomianami, równanie (6) można przekształcić do postaci:

$$M(\lambda) \left|_{\lambda = \begin{bmatrix} j\omega & \omega_0 \\ -\omega_0 & j\omega \end{bmatrix}} \mathfrak{F}\left\{\begin{bmatrix} i_a' \\ i_b' \end{bmatrix}\right\}\right. = L(\lambda) \left|_{\lambda = \begin{bmatrix} j\omega & \omega_0 \\ -\omega_0 & j\omega \end{bmatrix}} \mathfrak{F}\left\{\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}\right\}\right. \quad (8)$$

Szukana transmitancja może zostać więc zapisana jako:

$$G(j\omega) = M^{-1}(\lambda)L(\lambda), \quad \lambda = \begin{bmatrix} j\omega & \omega_0 \\ -\omega_0 & j\omega \end{bmatrix}. \quad (9)$$

W takiej formie nie jest jednak możliwe wykreślenie niezależnych charakterystyk dla składowych α i β . Jednak w przypadku filtrów opisanych transmitancją w postaci funkcji wymiernej, transmitancja $G(j\omega)$ może być wyrażona jako [8, 9]:

$$G(j\omega) = \begin{bmatrix} a(j\omega) & b(j\omega) \\ -b(j\omega) & a(j\omega) \end{bmatrix}, \quad (10)$$

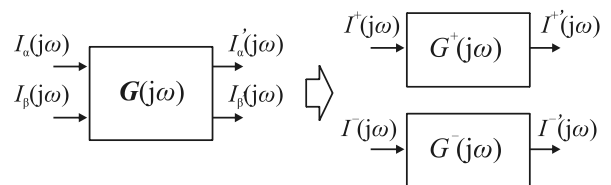
co po przekształceniu do składowych symetrycznych:

$$\begin{bmatrix} I^+(j\omega) \\ I^-(j\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a(j\omega) - jb(j\omega) & 0 \\ 0 & a(j\omega) + jb(j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^+(j\omega) \\ I^-(j\omega) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

daje niezależne transmitancje dla składowej zgodnej i przeciwej:

$$G^{+,-}(j\omega) = \begin{bmatrix} G^+(j\omega) & 0 \\ 0 & G^-(j\omega) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} G(j\omega) \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \quad (12)$$

W ten sposób otrzymano dwie niezależne transmitancje opisujące analizowaną metodę w dziedzinie częstotliwości (rys. 3).



Rys.3. Przekształcanie modelu do składowych symetrycznych
Fig. 3. Transformation of the model into symmetrical components

Przykładowo, stosując filtry sygnałowe górnoprzepustowe I rzędu o pulsacji granicznej ω_{gr} , opisane transmitancją:

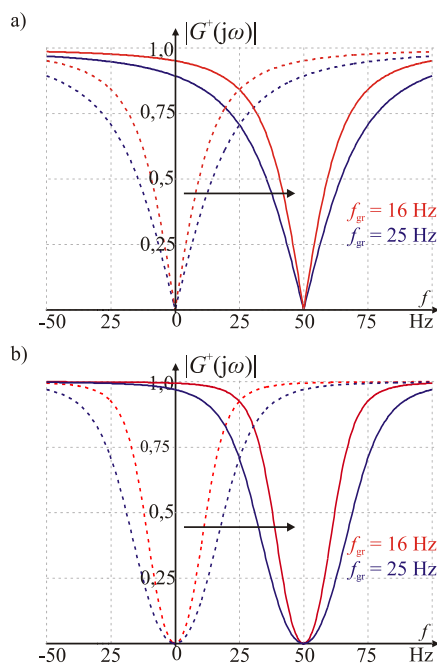
$$K_{FGPI}(j\omega) = \frac{j\omega}{j\omega + \omega_{gr}}, \quad (13)$$

otrzymujemy następujące transmitancje wypadkowe:

$$G^+(j\omega) = \frac{j\omega - j\omega_0}{j\omega - j\omega_0 + \omega_{gr}} = K_{FGPI}(j\omega - j\omega_0), \quad (14)$$

$$G^-(j\omega) = \frac{j\omega + j\omega_0}{j\omega + j\omega_0 + \omega_{gr}} = K_{FGPI}(j\omega + j\omega_0). \quad (15)$$

Wskutek filtracji składowych, będących wynikiem przekształcenia Parka oraz transformaty odwrotnej, otrzymujemy przesunięcie w dziedzinie częstotliwości charakterystyk użytych filtrów sygnałowych. W przypadku składowych zgodnych, przesunięcie następuje w kierunku dodatnim o wartość pulsacji ω_0 . Dla składowych przeciwnych, przesunięcie następuje w kierunku ujemnym. Przykładowe charakterystyki wypadkowe transmitancji $G_1^+(j\omega)$ dla filtrów dolnoprzepustowych I oraz II rzędu pokazano na rys. 4.



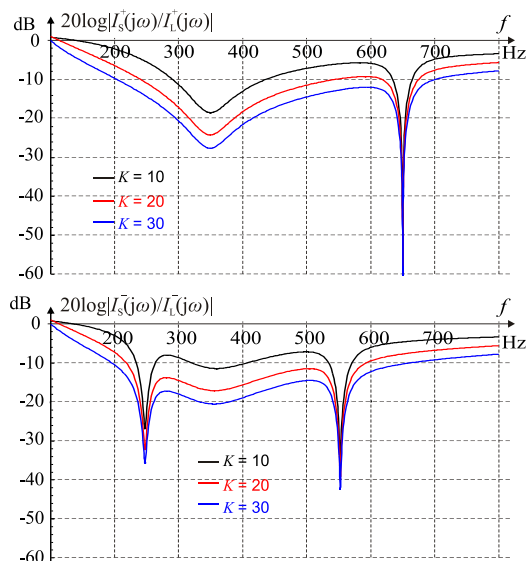
Rys.4. Charakterystyki wypadkowe transmitancji $G_1^+(j\omega)$ dla filtrów: a) I rzędu, b) II rzędu o aproksymacji Butterwortha

Fig. 4. Resultant transfer functions of frequency responses $G_1^+(j\omega)$ for filters: a) first order b) Butterworth second order

4. Wnioski

W pracy przedstawiono wyprowadzenie modelu częstotliwościowego metody wyznaczania składowych harmonicznych w układach trójfazowych wykorzystującej przekształcenie Parka. Metoda ta realizowana jest w dziedzinie czasu, jednak uzyskanie jej modelu w dziedzinie częstotliwości pozwala na analizę charakterystyk częstotliwościowych układu, w którym jest zastosowana. Jako przykład może posłużyć hybrydowy energetyczny filtr aktywny w konfiguracji z filtrem pasywnym jednej harmonicznej [3, 6, 11]. Na podstawie wyprowadzonego modelu możliwe jest uzyskanie charakterystyk tłumienia wyższych harmonicznych analizowanego układu niezależnie dla składowych zgodnych

i przeciwnych. Pozwala to na ocenę wpływu parametrów układu na jego właściwości filtrujące. Przykładowe charakterystyki tłumienia dla hybrydowego energetycznego filtra aktywnego w konfiguracji z filtrem pasywnym jednej harmonicznej pokazano na rys. 5.



Rys. 5. Przykładowe charakterystyki filtracyjne układu hybrydowego przy różnych wartościach wzmacnienia K

Fig. 5. Example frequency responses of hybrid filter for different values of gain K

5. Literatura

- [1] Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. (2007): Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning, Wiley-IEEE Press, Hoboken (NJ).
- [2] Asiminoaei L., Blaabjerg F., Hansen S. (2007): Detection is key – Harmonic detection methods for active power filter applications, IEEE Ind. Appl. Mag., vol. 13, pp. 22–33.
- [3] Buła D., Pasko M. (2011): Dynamical properties of hybrid power filter with single tuned passive filter, Przegląd Elektrotechniczny, no 1, pp 91-95.
- [4] Bhattacharya S., Divan D.J. (1995): Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system, IEEE/IAS Conf. Rec., pp. 2531–2540.
- [5] Bollen M.H.J., Gu I.Y.H. (2006): Signal Processing of Power Quality Disturbances, Wiley/IEEE Press, Piscataway (NJ).
- [6] Buła D. (2011): Hybrydowe energetyczne filtry aktywne. Rozprawa doktorska, Gliwice.
- [7] Pasko M., Maciążek M., Buła D. (2008): Rola filtrów sygnałowych w układach sterowania energetycznych filtrów aktywnych, Przegląd Elektrotechniczny, nr 6, pp. 101–104.
- [8] Peng F.Z., Akagi H., Nabae A. (1993): Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 29, no. 1, pp. 144–152.
- [9] Strzelecki R., Supronowicz H. (1998): Filtracja harmonicznych w sieciach zasilających prądu przemiennego, Wydawnictwo „Adam Marszałek”, Toruń.
- [10] Park R.H. (1929): Two Reaction Theory of Synchronous Machines, AIEE Transactions 48, pp. 716–730.
- [11] Tangtheerajaronwong W., Hatada T., Wada K., Akagi H. (2007): Design and performance of a transformerless shunt hybrid filter integrated into a three-phase diode rectifier, IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 5, pp. 1882–1889.