ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1981

Seria: ELEKTRYKA z. 75 Nr kol. 681

Laszek S. Czarnecki

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

MIERNIKI MOCY BIERNEJ PRZEBIEGÓW ODKSZTAŁCONYCH Z SZEROKOPASMOWYMI PRZESUWNIKAMI FAZY

Streszczenie. W artykule przedstawiono zasadę działania oraz przykład realizacji miernika mocy biernej (Budeanu) w układach z przebiegami odkształconymi, w którym wykorzystuje się parę szerokopasmowych przesuwników fazy. Analizuje się także wpływ niedoskonałości realizacji tych przesuwników na błąd pomiaru miernika.

Wstęp

Obserwowany współcześnie wzrost obciążenia systemu energetycznego odbiornikami nieliniowymi dużej mocy powoduje istnienie sygnalizowanego ([1] [2]) trendu wzrostu deformacji przebiegów elektrycznych w systemie energetycznym, powodujących obniżanie się współczynnika mocy odbiorników i zwiększanie się tzw. "ukrytych kosztów" deformacji. Te negatywne skutki deformacji wymykają się jednak spod kontroli wskutek trudności z pomiarami mocy, towarzyszącymi w obecności deformacji, przekazywanej do odbiornika mocy czynnej. Trudności te odciskają także swoje piętno na długiej dyskusji, dotyczącej definicji tych mocy ([3] - [6]) oraz na usiłowaniach ich eliminacji.

Jedną z najdawniej wprowadzonych do teorii przebiegów odkształconych i najlepiej znanych mocy jest mocierna Q, zdefiniowana przez Budeanu [3] toteż wysiłki nad zbudowaniem miernika tej mocy mają już swoją długą historię ([7] - [11]) i znanych jest obecnie szereg koncepcji takiego miernika.

Niniejszy artykuł przedstawia zasadę działania [12] miernika mocy biernej, wg której wielkością proporcjonalną do mocy biernej Q odbiornika jest średnia wartości iloczynu napięć wyjściowych dwóch szerokopasmowych przesuwników fazy, przekształcających sygnały proporcjonalne do prądu i napięcia odbiornika w ten sposób, że nie zmieniając widma modułowego obu sygnałów, wzajemne przesunięcia fazowe składowych harmonicznych obu sygnałów są zmniejszone o $\pi/2$.

Zasada pomiaru

Przypuśćmy, że niesinusoidalne przebiegi okresowe o pulsacji ω_1 prądu i napięcia odbiornika mogą być aproksymowane N-wyrazowymi wielomianami trygonometrycznymi postaci:

$$u \triangleq U_o + \sqrt{2}\sum_{h=1}^{N} \mathrm{Re}\left\{U_h\, e^{jh\omega_1 t}\right\}, \tag{1}$$

$$i \triangleq I_o + \sqrt{2}\sum_{h=1}^{N} \mathrm{Re}\left\{I_h\, e^{jh\omega_1 t}\right\}, \tag{2}$$

gdzie:

$$U_h \triangleq |U_h|\, e^{j\alpha_h} = \frac{\sqrt{2}}{T}\int_0^T u\, e^{-jh\omega_1 t}\, dt, \tag{3}$$

$$I_h \triangleq |I_h|\, e^{j\beta_h} = \frac{\sqrt{2}}{T}\int_0^T i\, e^{-jh\omega_1 t}\, dt \tag{4}$$

są zespolonymi wartościami skutecznymi składowych harmonicznych prądu i napięcia odbiornika. Moc bierna odbiornika Q wg definicji Budeanu [3] jest wtedy równa

$$Q \triangleq \sum_{h=1}^{N} |U_h||I_h| \sin\varphi_h, \tag{5}$$

gdzie

$$\varphi_h \triangleq \alpha_h - \beta_h. \tag{6}$$

Przekształćmy napięcie odbiornika u w napięcie u_a pewnym liniowym czwórnikiem o transmitancji operatorowej K(s)

$$K(s) \triangleq \frac{U_a(s)}{U(s)} \tag{7}$$

oraz prąd i odbiornika w napięcie u_b pewnym czwórnikiem o transmitancji operatorowej T(s)

$$T(s) \triangleq \frac{U_b(s)}{I(s)}. \tag{8}$$

Jeśli oznaczymy:

$$K_h \triangleq K(jh\omega_1), \qquad T_h \triangleq T(jh\omega_1), \tag{9}$$

to przebiegi czasowe napięć u_a i u_b mają postać:

$$u_a = U_o K_o + \sqrt{2}\sum_{h=1}^{N} \mathrm{Re}\left\{U_h K_h\, e^{jh\omega_1 t}\right\}, \tag{10}$$

$$u_b = I_o T_o + \sqrt{2}\sum_{h=1}^{N} \mathrm{Re}\left\{I_h T_h\, e^{jh\omega_1 t}\right\}. \tag{11}$$

Uśredniona, w okresie zmienności przebiegów T, wartość iloczynu u_c obu napięć u_a, u_b jest równa:

$$\bar{u}_c \triangleq \overline{u_a u_b} \triangleq \frac{1}{T}\int_0^T u_a u_b\, dt = U_o K_o I_o T_o + \sum_{h=1}^{N} |U_h K_h|\,|I_h T_h| \times$$

$$\times \cos\left\{\mathrm{Arg}(U_h K_h) - \mathrm{Arg}(I_h T_h)\right\}. \tag{12}$$

Jeśli oznaczymy

$$\mathrm{Arg}\, K_h \triangleq \varkappa_h; \qquad \mathrm{Arg}\, T_h \triangleq \tau_h \tag{13}$$

to wyrażenie to możemy przedstawić w postaci:

$$\bar{u}_c = U_o I_o K_o T_o + \sum_{h=1}^{N} |U_h|\,|I_h|\,|K_h|\,|T_h| \cos\left\{\alpha_h - \beta_h - (\tau_h - \varkappa_h)\right\} \tag{14}$$

Jeśli zatem czwórniki o transmitancjach $K(s)$ i $T(s)$ posiadają takie właściwości, że dla $h = 0,1,\ldots,N$,

$$K_o T_o = 0, \tag{15}$$

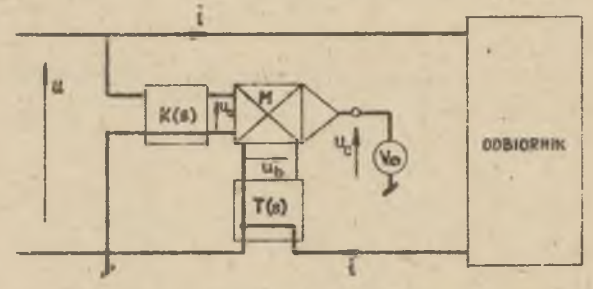
$$|K_h|\,|T_h| = \mathrm{const} = k \tag{16}$$

$$\tau_h = \varkappa_h = \pi/2, \tag{17}$$

wówczas:

$$\bar{u}_c = \overline{u_a u_b} = k \sum_{h=1}^{N} |U_h| \, |I_h| \, \sin\varphi_h = kQ, \tag{18}$$

a więc średnia wartość iloczynu napięć wyjściowych obu czwórników jest dla dowolnych przebiegów, które mogą być aproksymowane wielomianami trygonometrycznymi postaci (1), (2), proporcjonalna do pobieranej przez odbiornik mocy biernej. Działający według takiej zasady miernik mocy biernej może mieć strukturę przedstawioną na rys. 1.



Rys. 1

Z powyższego rozumowania wynika także, że zagadnienie konstrukcji miernika mocy biernej redukuje się w zasadzie do zagadnienia syntezy dwóch czwórników, których transmitancje K(s) i T(s) spełniają warunki (15), (16), (17).

Warunek (16) mógłby być spełniony, gdyby transmitancje K(s) i T(s) były transmitancjami szerokopasmowych przesuwników fazy (ang.: all - pass networks), których transmitancje F(s) mają ogólnie postać:

$$F(s) \triangleq \frac{N(-s)}{N(s)}, \tag{19}$$

tj. na osi urojonej, $s = j\omega$

$$|F(j\omega)| = 1, \tag{20}$$

jednak nie mógłby być wtedy spełniony warunek (15). Oba warunki, przynajmniej w przybliżeniu, mogą być spełnione, gdy każda z transmitancji K(s) i T(s) jest iloczynem transmitancji szerokopasmowego przesuwnika fazy i transmitancji pewnego czwórnika górnoprzepustowego, np.:

$$K(s) \triangleq k_1 \frac{s}{s+\alpha} F_1(s), \tag{21}$$

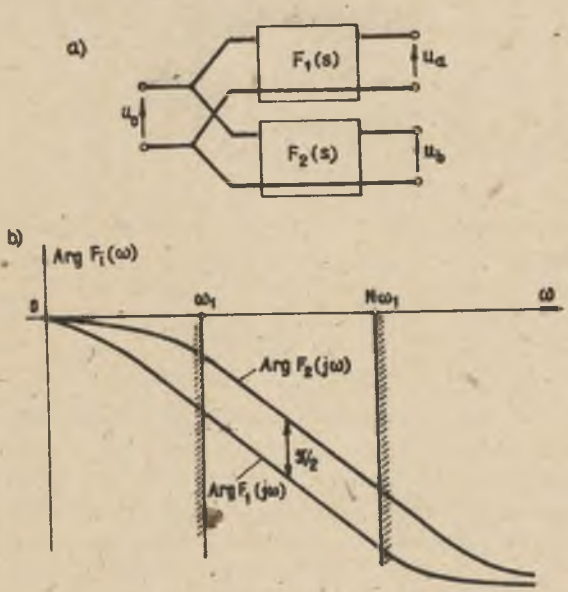
$$T(s) \triangleq k_2 \frac{s}{s+\alpha} F_1(s), \tag{22}$$

gdzie k_1 i k_2 są współczynnikami wymiarowymi takimi, że

$$k_1 k_2 \triangleq k. \tag{23}$$

Moduł czynnika $j\omega/(j\omega+\alpha)$ zależy jednak od częstotliwości, zatem warunek (16) nie może być ściśle spełniony, niemniej, wybierając współczynnik α dostatecznie mniejszy od pulsacji ω_1, można ten warunek spełnić z dowolnie wymaganą dokładnością.

Ostatni z warunków (17), uwzględniając to, że czynnik $\frac{s}{(s+\alpha)}$ nie wprowadza do różnicy przesunięć fazowych $\tau_h - \vartheta_h$ żadnego składnika, będzie spełniony, jeśli czwórniki o transmitancjach $F_1(s)$ i $F_2(s)$ będą, w przypadku ich połączenia w sposób przedstawiony na rys. 2a, tworzyć szerokopasmowy przesuwnik fazy o przesunięciu fazy w paśmie pulsacji $(\omega_1, N\omega_1)$ równym $\pi/2$ jak ilustruje to rys. 2b.



Rys. 2

Synteza transmitancji $F_1(s)$ i $F_2(s)$. Przykład realizacji miernika

Synteza szerokopasmowych przesuwników fazy jest oparta na teorii funkcji eliptycznych Jacobiego [13] i jest obecnie szczegółowo opracowana. Obszerną teorię takich układów i algorytmy ich syntezy można znaleźć w wielu pracach, jak np. [14] - [16]. Ponieważ ramy artykułu nie pozwalają

na osówienie procedury syntezy, niezbędnych dla realizacji miernika, szerokopasmowych przesuwników fazy, dla zilustrowania postaci transmitancji F(s) oraz złożoności miernika, zostały przez autora wyznaczone i przedstawione poniżej, w gotowej postaci obie funkcje dla pasma częstotliwości obejmującego 10 kolejnych harmonicznych przebiegu o częstotliwości przemysłowej 50 Hz, przy założeniu, że różnica przesunięć fazowych obu torów nie może się różnić od $\pi/2$ bardziej niż o $\varepsilon = 0^{\circ}\ 05'$.
Mianowicie:

$$F_1(s) = \prod_{k=1}^{3} \frac{s - p_k}{s + p_k},$$

gdzie:

$$p_1 = 10040, \quad p_2 = 1397{,}1, \quad p_3 = 334{,}06 \tag{24}$$

$$F_2(s) = \prod_{k=4}^{6} \frac{s - p_k}{s + p_k},$$

gdzie:

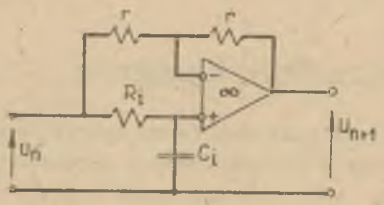
$$p_4 = 2954{,}4, \quad p_5 = 706{,}43 \quad p_6 = 98{,}304 \tag{25}$$

Spełnianie warunku (17) z dokładnością do wartości ε można sprawdzić, obliczając wartość:

$$\tau_h - \varkappa_h = \operatorname{Arg} T(jh\omega_1) - \operatorname{Arg} K(jh\omega_1) = \operatorname{Arg} F_2(jh\omega_1) - \operatorname{Arg} F_1(jh\omega_1) =$$

$$= 2\sum_{k=1}^{3} \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{h\omega_1}{p_k}\right) - 2\sum_{k=4}^{6} \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{h\omega_1}{p_k}\right) \tag{26}$$

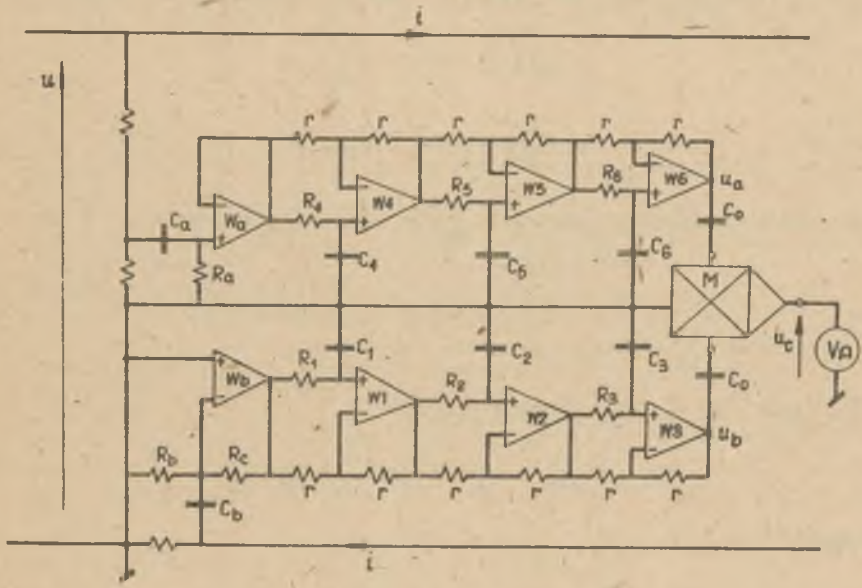
Istnieje szereg pasywnych i aktywnych układów posiadających transmitancję postaci (19), których właściwości badane są w wielu pracach, jak np. [14] - [18]. Zalety układów pasywnych, takie jak niska wrażliwość czy niski koszt, sugerują celowość poszukiwania możliwości realizacji przesuwników w tej właśnie klasie obwodów, jednak wzajemna obciążalność podobwodów, niska dobroć elementów indukcyjnych w obszarze małych częstotliwości czynią możliwość uzyskania dostatecznej dokładności realizacji transmitancji $F_1(s)$ i $F_2(s)$ mało



Rys. 3

prawdopodobnę. W zrealizowanym dla ilustracji przedstawionej metody mierniku szerokopasmowe przesuwniki fazy o transmitancjach (24) i (25) zbudowano z 3 aktywnych ogniw, przedstawionych na rys. 3, posiadających dla $R_iC_i = 1/p_i$ transmitancje:

$$K_i(s) = \frac{s - p_i}{s + p_i}. \tag{27}$$



Rys. 4

Nieco uproszczony schemat miernika przedstawiony jest na rys. 4. Elementy z indeksami a,b,c tworzą obwody górnoprzepustowe, zapewniające spełnienie warunku (15) oraz wzmocnienie mocy napięć wejściowych obu przesuwników. Ponieważ wzmocnienie napięciowe obwodu o elementach z indeksami b,c jest ujemne, przesuwniki o transmitancjach $F_1(s)$ i $F_2(s)$ są przestawione miejscami. Ograniczona dokładność elementów, z których zbudowane są czwórniki o transmitancjach K(s) i T(s) oraz różne efekty pasożytnicze powodują, że błędy realizacji warunków (16) i (17) są większe niż to wynika z założeń syntezy. W wykonanym mierniku, zbudowanym z rezystorów o dokładności 0,05%, kondensatorów o dokładności 0,1% oraz wzmacniaczy operacyjnych typu A 741 warunek (16) został spełniony z dokładnością większą niż 0,5%, zaś warunek (17) z błędem fazowym mniejszym niż 0° 20′. Jednak wyniki te mogą być traktowane wyłącznie jako ilustracyjne, gdyż pomierzone dla jednego egzemplarza, mają charakter przypadkowy, a tolerancja realizacji nie była przedmiotem analizy

Błąd realizacji transmitancji K(s), T(s), a błąd pomiaru

Wynik pomiaru wg omawianej metody obarczony jest błędem, na który składa się szereg klasycznych przyczyn takich jak: niedokładność dzielnika czy bocznika wejściowego, błędy układu mnożącego czy woltomierza uśredniającego napięcie wyjściowe i inne oraz błąd wynikający wyłącznie z niedoskonałego spełnienia warunków (16) i (17) i ten ostatni błąd ma dla przedstawianej metody zasadnicze znaczenie. Aby go oszacować przyjmiemy, że:

$$|K_h|\,|T_h| \triangleq k(1+\delta_h), \tag{28}$$

$$\tau_h - \varkappa_h \triangleq \frac{\pi}{2} - \varepsilon_h. \tag{29}$$

Średnia wartość iloczynu napięć u_a, u_b jest wówczas równa:

$$\bar{u}_c = \overline{u_a u_b} = k\sum_{h=1}^{N}|U_h|\,|I_h|(1+\delta_h)\sin(\varphi_h+\varepsilon_h). \tag{30}$$

Dla $|\delta_h| \ll 1$, $|\varepsilon_h| \ll \pi/2$ można przyjąć:

$$\cos\varepsilon_h \approx 1, \quad \sin\varepsilon_h \approx \varepsilon_h, \quad \varepsilon_h\delta_h \approx 0 \tag{31}$$

i wówczas:

$$\bar{u}_c \approx k\sum_{h=1}^{N}|U_h|\,|I_h|(\sin\varphi_h + \varepsilon_h\cos\varphi_h + \delta_h\sin\varphi_h) \tag{32}$$

Jeśli oznaczymy:

$$\delta_M \triangleq \max|\delta_h|, \tag{33}$$

$$\varepsilon_M \triangleq \max|\varepsilon_h|, \quad h = 1,2,\ldots,N, \tag{34}$$

to średnia wartość napięcia u_c jest dla dodatnich wartości Q ograniczona nierównością:

$$\bar{u}_c \leqslant k\left|Q + \delta_M Q + \varepsilon_M P\right|. \tag{35}$$

Tak więc, błąd modułowy δ_M wprowadza do wyniku pomiaru błąd proporcjonalny do mierzonej mocy biernej, zaś błąd fazowy ε_M - błąd proporcjonalny do mocy czynnej odbiornika.

Wnioski

Wydaje się, że przedstawiona zasada pomiaru mocy biernej przebiegów odkształconych w świetle istnienia dobrze opracowanej teorii szerokopasmowych przesuwników fazy daje właściwą podstawę do konstrukcji miernika tej mocy. Słabą stroną metody może być wymaganie odnośnie dużej liczby elementów o znacznej dokładności. Może to być szczególnie niekorzystne w przypadku konstrukcji miernika dla pomiaru mocy biernej przebiegów o widmach rzadkich, występujących w symetrycznych układach wielofazowych.

LITERATURA

[1] LINDERS J.R.: Electric Wave Distortion: Their Hidden Cost and Containment, IEEE Trans. on I.A., IA - 15, N° 5 Sep/Oct. 1979, pp. 458-471.

[2] SHIP D.P.: Harmonic Analysis and Suppression for Electrical Systems Supplying Power Converters and Other Nonlinear Loads, IEEE,Trans. on I.A. IA - 15, N° 5, Sep./Oct. 1979, pp. 453-458.

[3] BADEANU C.: Reactive and Fictitious Powers. Publication N° 2 of the Rumanian National Institute, Bucarest 1927.

[4] FRYZE S.: Moc czynna, bierna i pozorna w obwodach o przebiegach odkształconych prądu i napięcia, Przegląd Elektrotechniczny, 1931, nr 7 ss. 193-203; nr 8, ss. 225-234.

[5] EMANUEL A.E.: Suggested Definition of Reactive Power for Nonsinusoidal Systems, Proc. IEE. Vol. 120. N° 6 June, 1973, pp. 704-706.

[6] SHERPED W., ZAKIKHANI P.: Suggested Definition of Reactive Power for Nonsinusoidal Systems, Proc. IEE, Vol. 119, N° 9, Sept. 1972, pp. 1361-2.

[7] ANTONIU S.I., LEON M.: Linear Active Model for the Determination of Active and Reactive Powers in Nonsinusoidal State, Acta Imeko, 1967.

[8] ANTONIU S.I., LEON M., TUDUCE R.: P.Q.D-metre, Appareil pour la mesure des puissances et energies actives reactives et deformantes dans un regime energetique deformant. Congres Mesucore 1973, Paris.

[9] LOPEZ R.A., ASOQUERINO J.C.M., RODRIGEZ-IZGUIERDO G.: Reactive Power Meter for Nonsinusoidal Systems, IEEE Trans. Instr. Meas., Vol. 26 N° 3, 1977, pp. 258-260.

[10] SAWICKI J.: The Measurement of Reactive Power $\sum|U|\,|I|\sin\varphi$, Acta Imeko, 1976, Vol. II, 1977 pp. 23-31.

[11] CZARNECKI L.S.: Konstrukcja miernika mocy biernej w układach z przebiegami odkształconymi. Zesz. Nauk. Pol. Śl. Elektryka Nr 36, Gliwice 1972.

[12] CZARNECKI L.S.: Miernik mocy biernej w układach z przebiegami odkształconymi. Patent PRL nr 85524, 17.1.1974.

[13] WHITTEKER E.T., WATSON G.N.: Kurs Analizy Współczesnej, t. II, PWN, Warszawa 1967.

[14] ORCHARD H.J.: Synthesis of Wideband Two-Phase Networks. Wireless Eng. March 1950, pp. 72-81.

[15] BEDROSIAN S.D.: Normalized Design of 90° Phase-Difference Networks. IRE Trans, on C.T. June, 1960, pp. 128-136.

[16] LLOYD A.G.: 90-Degree Phase-Difference Networks... Electr. Design., 19, Sept. 13, 1976, pp. 90-94.

[17] PONSONBY J.E.B.: Active All-Pass Filter Using a Differential Amplifier. Electorn Lett. Vol. 2, pp. 134-135, Apr. 1966.

[18] DAS S.K.: Realization of All-Pass Transfer Function Using a Differential Amplifier. IEEE Trans. on. C.T. Vol. C.T.-20, May 1973, pp. 326-327.

Wpłynęło do Redakcji w maju 1980 r.

Recenzent:

Doc. dr Stanisław Bolkowski

ИЗМЕРИТЕЛИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ ДЕФОРМИРОВАННЫХ ПРОБЕГОВ С ШИРОКОПОЛОСНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ФАЗЫ

Р е з ю м е

В статье представлены принцип действия и пример реализации измерителя реактивной мощности (по Будеану) в системах с деформированными пробегами, в которых использована пара широкополосных преобразователей фазы. Произведен анализ влияния несовершенства реализации этих преобразователей на погрешность измерения измерителя.

THE VARMETERS OF DEFORMED WAVEFORMS WITH WIDE BAND PHASE SHIFTERS

S u m m a r y

The paper presents the principle of operation and an example of the varmeter (Budeanu) in systems with deformed waveforms where a pair of wide band phase shifters is used. The effect of imperfect realization of these phase shifters on the varmeter s measuring error is analysed.