

Antoni KRAHEL
Czesław SZCZEPANIAK

POMIAR MOCY BIERNEJ SIECI ENERGETYCZNEJ W DZIEDZINIE CZASU

STRESZCZENIE *W artykule zamieszczono opis oryginalnej metody pomiaru mocy biernej wg definicji Budeanu przy odkształconych przebiegach napięcia i prądu. Przedstawiono również propozycję rozwiązania pomiaru mocy biernej sieci energetycznej wg zaleceń IEEE wykorzystującego wspomnianą metodę. Przedstawione propozycje poparto wynikami symulacji.*

1. WSTĘP

Powszechne stosowanie nieliniowych odbiorników w sieci prądu przemiennego jest przyczyną występowania w niej przebiegów prądu i napięcia o kształcie znacznie odbiegającym od sinusoidalnego. Stwarza to konieczność uwzględnienia w opisie ilościowo-jakościowym energii elektrycznej obecności wyższych harmonicznych. Wydaje się że najbardziej oczywistym i zarazem najpełniejszym sposobem opisu odkształconych prądów i napięć występujących

mgr inż. Antoni KRAHEL
e-mail: antoni.krahel@iel.gda.pl

Instytut Elektrotechniki
Oddział w Gdańsku

prof. dr hab. inż. Czesław SZCZEPANIAK
e-mail: c.szczepaniak@iel.waw.pl

Zakład Metrologii i Badań Nieniszczących
Instytut Elektrotechniki

w sieci energetycznej jest wyszczególnienie wszystkich istotnych harmonicznych takich przebiegów. Zgodnie z zleceniami IEC za istotne należy uważać 50 pierwszych harmonicznych. Jednak posługiwanie się tyłoma wartościami w wielu przypadkach może być niepraktyczne i bezcelowe. Dlatego też często lepszym i wystarczającym rozwiązaniem jest zalecane przez IEEE [2] [5] charakteryzowanie wielkości elektrycznych dwoma parametrami: jednym odnoszącym się do pierwszej harmonicznej (z założenie sieć energetyczna jest siecią prądu sinusoidalnego) i drugim określonym dla wyższych harmonicznych (będących niepożądanym „zanieczyszczeniem”). Zgodnie z powyższym np. wartość napięcia sieci można scharakteryzować następująco:

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_H^2} = U_1 \sqrt{1 + THD^2} \quad (1)$$

gdzie: U_1 – wartość skuteczna pierwszej harmonicznej,
 U_H – wartość skuteczna pozostałych harmonicznych razem wziętych,
 THD – współczynnik zawartości harmonicznych.

Podobnie zaleca się opisywać moc czynną i bierną:

$$P = P_1 + P_H \quad (2)$$

$$Q = Q_1 + Q_{BH} \quad (3)$$

W tym ostatnim przypadku wykorzystano definicję mocy biernej podaną przez C. Budeanu ze względu na jej addytywny charakter. Istotną zaletą podejścia zalecanego przez IEEE jest możliwość prostego pomiaru większości zdefiniowanych tam parametrów bezpośrednio z przebiegów czasowych prądu i napięcia bez konieczności dokonywania transformacji Fouriera. Wyjątek stanowi moc bierna. Dotychczas publikowane metody jej pomiaru w dziedzinie czasu opierały się na wzorze podanym przez Nowomiejskiego [4]:

$$Q_B = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} u(t)H(i(t))dt = -\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} H(u(t))i(t)dt \quad (4)$$

gdzie $H(\cdot)$ oznacza transformatę Hilberta.

Podstawowym problemem jaki przy tym należało rozwiązać była realizacja transformaty Hilberta. Udało się to L. S. Czarneckiemu [1]. Obecnie

istnieją algorytmy filtrów typu FIR realizujące to przekształcenie lecz są one bardzo pracochłonne [5].

Niniejszy artykuł poświęcono przedstawieniu alternatywnej, prostszej metody pomiaru mocy biernej w dziedzinie czasu, nie wymagającej dokonywania transformacji Hilberta.

2. PODSTAWY TEORETYCZNE

Dane są okresowe przebiegi prądu i napięcia opisane zespolonymi szeregami Fouriera:

$$u(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{U}_h e^{j\omega_h t} \quad (5)$$

$$i(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{I}_h e^{j\omega_h t} \quad (6)$$

gdzie:

$u(t), i(t)$ – wartości chwilowe napięcia i prądu,

$\underline{U}_h, \underline{I}_h, \omega_h$ – wartości skuteczne zespolone i pulsacje ich h -tych harmonicznych.

Moc bierna Budeanu Q_B zdefiniowana jest w dziedzinie częstotliwości wzorem:

$$Q_B = \operatorname{Im} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{U}_h \underline{I}_h^* \quad (7)$$

Odwrotną transformatą Fouriera powyższej zależności jest wzór (4). Możliwe jest też wyprowadzenie innej korzystniejszej z realizacyjnego punktu widzenia postaci. Aby to osiągnąć wzór (7) zapisano inaczej:

$$Q_B = \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} -j \underline{U}_h \underline{I}_h^* \quad (8)$$

Następnie czynnik $-j$ zastąpiono iloczynem dwóch liczb zespolonych:

$$-j = e^{-j\frac{\pi}{2}} = \underline{K}_U \underline{K}_I^* \quad (9)$$

i pogrupowano czynniki jak to przedstawiono poniżej:

$$Q_B = \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} (\underline{K}_{Uh} \underline{U}_h) (\underline{K}_{Ih} \underline{I}_h)^* \quad (10)$$

Wyrażenia w nawiasach potraktowano jako nowe sygnały będące odpowiedziami w stanie ustalonym liniowych przesuwników fazowych o charakterystykach częstotliwościowych: $\underline{K}_U(\omega)$ i $\underline{K}_I(\omega)$. Nadano im oznaczenia: u_F i i_F .

$$u_F(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{U}_{Fh} e^{j\omega_h t} = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{K}_U(\omega_h) \underline{U}_h e^{j\omega_h t} \quad (11)$$

$$i_F(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{I}_{Fh} e^{j\omega_h t} = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{K}_I(\omega_h) \underline{I}_h e^{j\omega_h t} \quad (12)$$

W efekcie powyższych zabiegów uzyskano zależność (13) będącą transformatą Fouriera iloczynu skalarnego sygnałów $u_F(t)$ i $i_F(t)$.

$$Q_B = \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} \underline{U}_{Fh} \underline{I}_{Fh}^* \quad (13)$$

Zatem moc bierna w dziedzinie czasu przyjmie postać:

$$Q_B = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u_F(t) i_F(t) dt \quad (14)$$

Jak już wspomniano wcześniej sygnały $u_F(t)$ i $i_F(t)$ są odpowiedziami liniowych przesuwników fazy o transmitancjach spełniających warunek (9) dla częstotliwości każdego prążka występującego w widmie mierzonych sygnałów. Z praktycznego punktu widzenia korzystnie jest przyjąć że:

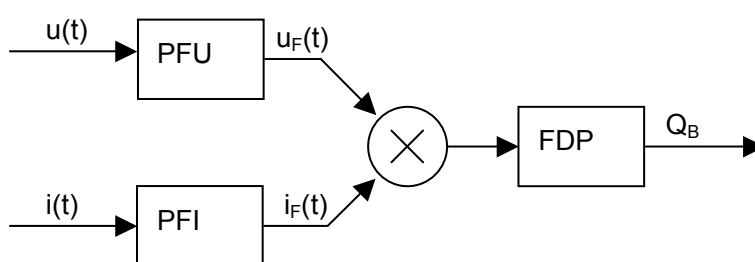
$$\underline{K}_U = \frac{1}{\underline{K}_I} \quad (15)$$

Wtedy przesunięcia fazowe dla wszystkich harmonicznych wprowadzane przez przesuwniki powinny wynosić $-\pi/4$ dla napięcia i $+\pi/4$ dla prądu. Jednak ze względu na fakt, że zawartość wyższych harmonicznych w napięciu sieciowym jest zwykle zdecydowanie niższa niż w prądzie lepiej jest zastosować przesuwnik $-\pi/4$ dla prądu (charakterystyka dolnoprzepustowa) a $+\pi/4$ (charakterystyka górnoprzepustowa) dla napięcia i zmienić znak zmierzonej w tym układzie mocy na przeciwny.

3. STRUKTURA WAROMIERZA

Na rysunku 1 pokazano ogólną strukturę przetwarzania sygnałów waromierza wynikającą z zamieszczonego w poprzednim rozdziale opisu.

Mierzone przebiegi prądu i napięcia fazowego przesuwane są w fazie przez przesuwniki PFU i PFI. Następnie wyznaczany jest ich iloczyn, z którego z kolei filtr uśredniający wydziela składową stałą, będącą wynikiem pomiaru.



Rys. 1. Schemat ilustrujący sposób wyznaczania mocy biernej:

PFU - przesuwnik fazowy napięcia, PFI - przesuwnik fazowy prądu, FDP - filtr uśredniający.

3.1. Przesuwniki fazy

Zadaniem przesuwników fazy prądu i napięcia jest rozsuniecie faz wszystkich harmonicznych mierzonych przebiegów względem siebie o kąt

równy 90° . Zastosowanie dwóch przesuwników zamiast dotychczas stosowanego jednego (w torze prądowym albo napięciowym) łagodzi wymagania na wartość wzmocnienia. W przypadku pojedynczego przesuwnika wymaga się, aby zapewniał on przesunięcie fazy o $\pi/2$ przy zachowaniu wzmocnienia równego jedności dla częstotliwości każdego prążka widma sygnału przetwarzanego. W przypadku zastosowania dwóch przesuwników – różnica wprowadzanych przez nie przesunięć fazowych powinna być równa $\pi/2$, zaś iloczyn wzmocnień równy jedności. Pozwala to zastosować parę komplementarnych przesuwników $\pm\pi/4$ zrealizowanych w postaci układów o nieskończonej odpowiedzi impulsowej i równomiernie falistej charakterystyce fazowej. Przy zalecanej szerokości pasma analizowanych sygnałów sieciowych rozciągającego się od 45 Hz do 2,5 kHz zaproponowano transmitancję przesuwników 4-tego rzędu o postaci:

$$K_U(s) = \frac{1}{K_I(s)} = K \prod_{n=1}^4 \frac{s - z_n}{s - p_n} \quad (16)$$

gdzie:

z_n – zera transmitancji,

p_n – bieguny transmitancji,

K – wzmocnienie korekcyjne równe 0.143. Wartości zer i biegunów zestawiono w tabelach 1 i 2.

TABELA 1

Zestawienie częstotliwości zer i biegunów transmitancji przesuwnika fazy napięcia.

n	1	2	3	4
z [rad/s]	97,44	744,3	3021	13459
p [rad/s]	339,2	1510	6130	46870

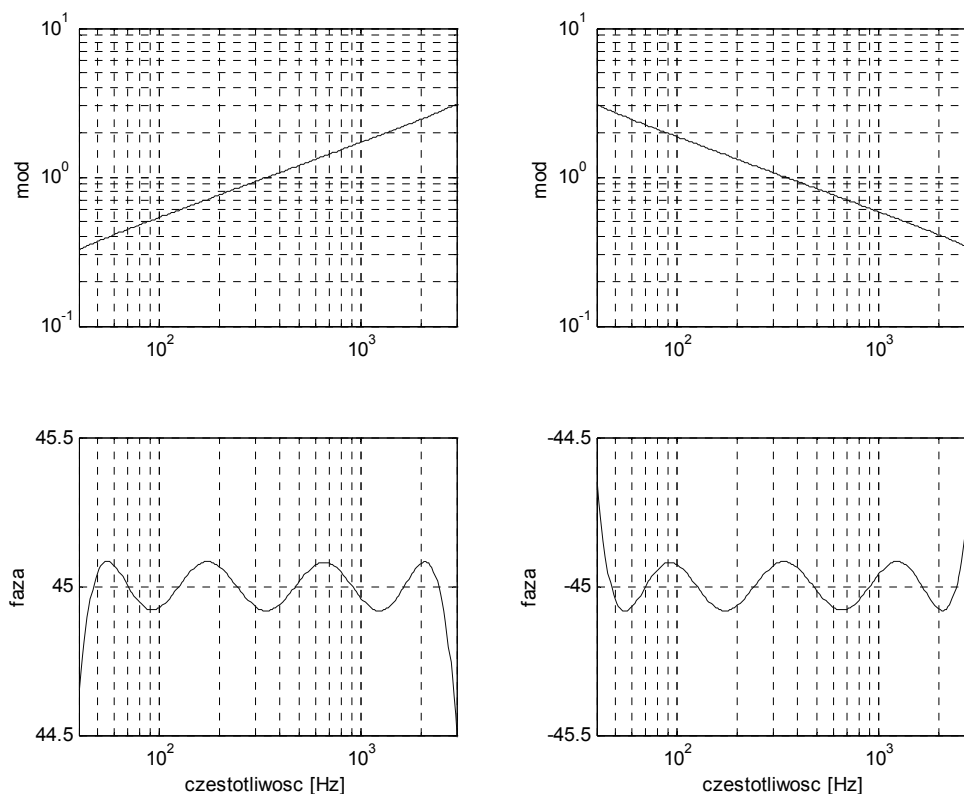
TABELA 2

Zestawienie częstotliwości zer i biegunów transmitancji przesuwnika fazy prądu.

n	1	2	3	4
z [rad/s]	339,2	1510	6130	46870
p [rad/s]	97,44	744,3	3021	13459

Na rysunku 2 zamieszczono charakterystyki częstotliwościowe zaprojektowanych przesuwników fazy. Jak wynika z wykresów charakterystyki fazowe w wymaganym paśmie roboczym oscylują wokół wartości $+\pi/4$ i $-\pi/4$. Maksy-

malne odchyłki nie przekraczają $1,4 \cdot 10^{-3}$ rad. Wzmocnienia korekcyjne dobrano w taki sposób aby zakres zmian obu charakterystyk amplitudowych był jednakowy.

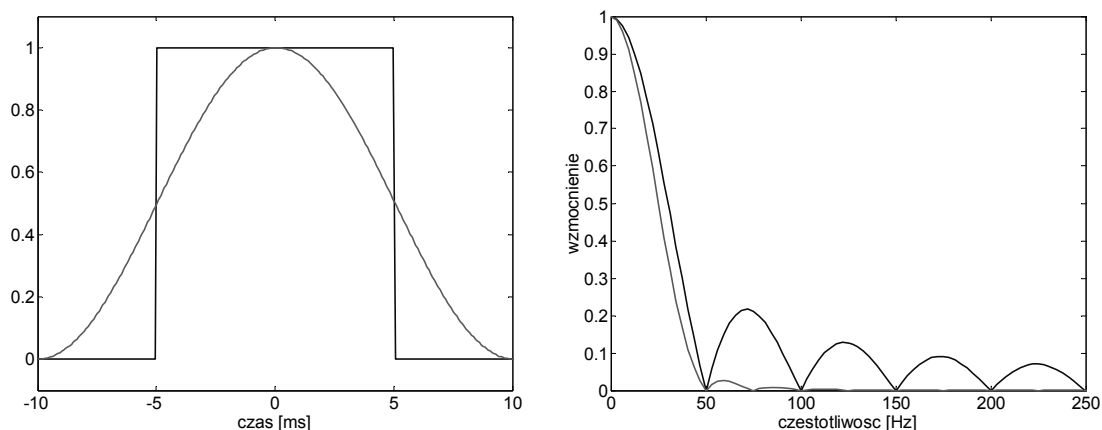


Rys. 2. Charakterystyki częstotliwościowe przesuwników fazy: napięcia (z lewej), prądu (po prawej)

3.2. Filtr uśredniający

Przy założeniu że mierzone sygnały prądu i napięcia są okresowe o tej samej częstotliwości wynikiem mnożenia ich przez siebie jest sygnał okresowy, którego widmo zawiera składową oraz prążki o częstotliwościach będących wielokrotnościami częstotliwości podstawowej. Zadaniem filtra uśredniającego jest wyodrębnienie z tego sygnału składowej stałej, której wartość reprezentuje wynik pomiaru. Zatem filtr ten powinien zapewniać wystarczająco duże tłumienie dla częstotliwości podstawowej oraz jej wyższych harmonicznych. Teoretycznie nie jest wymagane tłumienie dla częstotliwości pośrednich leżących pomiędzy dwoma harmonicznymi. Jednak w praktyce przetwarzane sygnały mogą być zakłócone i dlatego korzystne jest zapewnienie dużego tłumienia

również dla składowych o częstotliwościach pośrednich. Typowym sposobem realizacji takiego układu jest zastosowanie filtra o skończonej odpowiedzi impulsowej (FIR). Na rysunku 3 porównano charakterystyki częstotliwościowe filtrów uśredniających o najczęściej stosowanych kształtach okien: prostokątnym i Hanninga. W przypadku okna prostokątnego zastosowano szerokość równą okresowi mierzonych przebiegów, zaś w przypadku okna Hanninga dwa razy większą. Dzięki temu w obu przypadkach uzyskano wzmocnienie równe zero dla częstotliwości wszystkich harmonicznich.



Rys.3. Porównanie charakterystyk filtrów o oknach: prostokątnym i Hanninga

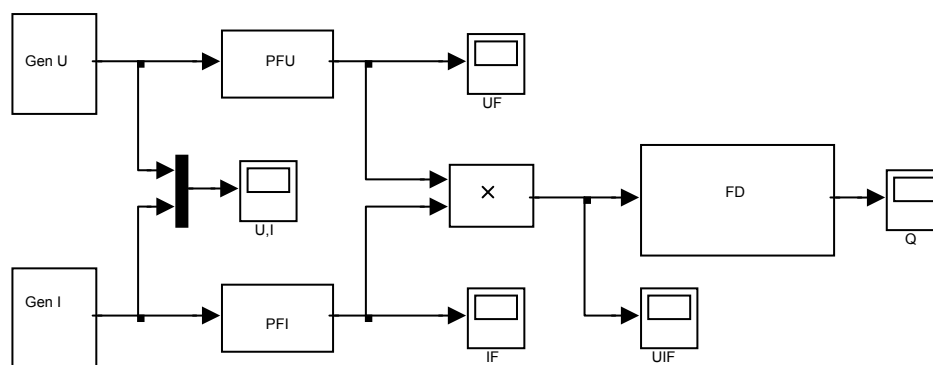
Po lewej stronie zamieszczono kształty okien, zaś po prawej ich charakterystyki częstotliwościowe. Linia przerywaną wyrysowano wykresy dla okna prostokątnego, ciągłą zaś dla okna Hanninga.

Jak widać z przedstawionych wykresów filtr z oknem Hanninga mimo iż znacznie trudniejszy w realizacji zapewnia zdecydowanie większe tłumienie dla częstotliwości interharmonicznich.

4. BADANIA SYMULACYJNE

W celu weryfikacji przedstawionej koncepcji przeprowadzono badania symulacyjne. Wykorzystano do tego celu program Matlab Simulink. Na rysunku 4 przedstawiono strukturę modelu użytego do symulacji. Przesuwniki fazy PFU i PFI posiadają parametry przedstawione w tab. 1 i 2. Zastosowano filtr uśredniający z oknem prostokątnym (w symulacjach mierzono jedynie sygnały okresowe). Symulacje przeprowadzono ze stałym krokiem całkowania wynoszącym 1/512 okresu analizowanych przebiegów (20 ms).

Przeprowadzono dwie próby: pierwsza polegała na pomiarze przebiegów sinusoidalnych, druga na pomiarze przebiegów odkształconych. W obu przypadkach określono błąd pomiaru dla różnych kątów przesunięcia fazowego prądu względem napięcia.



Rys. 4. Struktura układu symulacyjnego

Oznaczenia: Gen U – źródło sygnału napięcia, Gen I – źródło sygnału prądu, PFU – przesuwnik fazy napięcia, PFI – przesuwnik fazy prądu, FD – filtr uśredniający, U,I, UF, IF, UIF, Q – rejestratory przebiegów.

4.1. Pomiar sygnałów sinusoidalnych

Próba polegała na podaniu na wejścia sygnałów testowych o postaci:

$$u(t) = \sqrt{2} \cos(\omega_1 t) \quad (17)$$

$$i(t) = \sqrt{2} \cos(\omega_1 t + \varphi)$$

gdzie: $\omega_1 = 100\pi$, zaś φ przyjmowało wartości: $-3\pi/4$, $-\pi/2$, $-\pi/4$, 0 , $\pi/4$, $\pi/2$, $3\pi/4$, π . Uzyskane wyniki zestawiono w tab. 3. Zamieszczono tam również wartości mocy biernej obliczone teoretycznie, oraz względny błąd pomiaru wyliczony wg wzoru:

$$\delta = 100 \frac{Q_{zm} - Q_{obl}}{Q_{zak}} \quad (18)$$

gdzie:

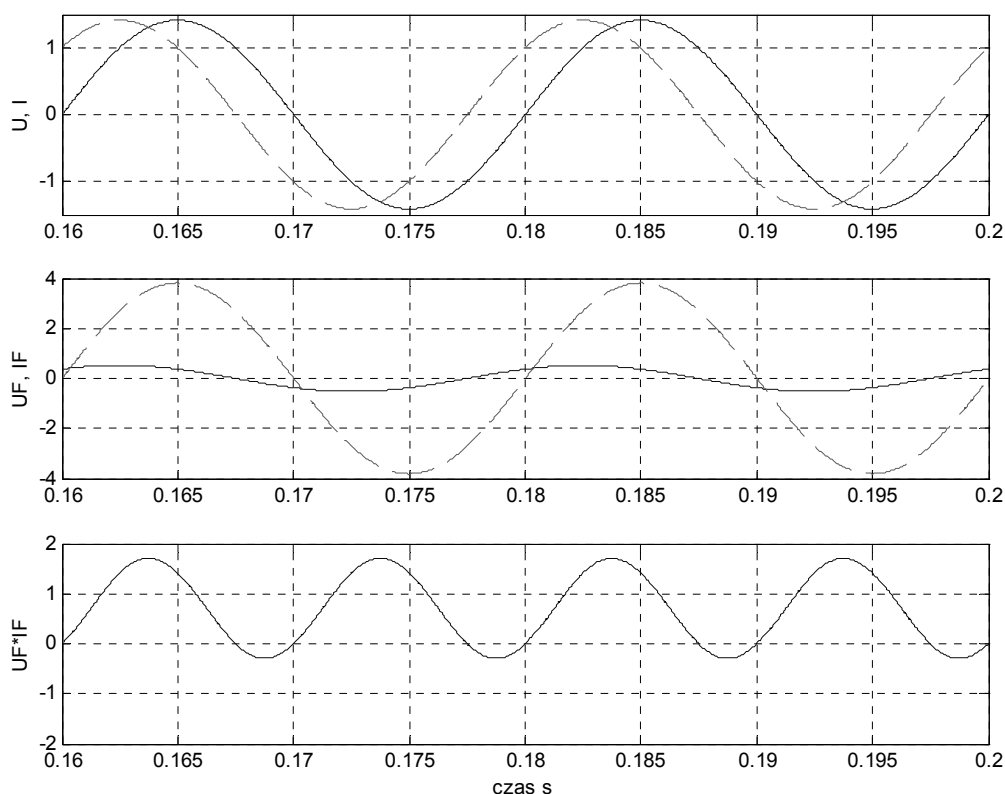
- δ – względny błąd pomiaru,
- Q_{zm} – wartość mocy biernej otrzymana w wyniku wykonania algorytmu pomiarowego,
- Q_{obl} – wartość mocy biernej wyliczona teoretycznie,
- Q_{zak} – wartość zakresowa równa 1.

TABELA 3

Porównanie wyników pomiarów mocy biernej z obliczonymi teoretycznie przy różnych kątach przesunięcia fazowego prądu względem napięcia dla przebiegów sinusoidalnych o częstotliwości 50Hz.

φ	$-3\pi/4$	$-\pi/2$	$-\pi/4$	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	π
Q_{obl}	-0,7071	-1,0000	-0,7071	0,0000	0,7071	1,0000	0,7071	0,0000
Q_{zm}	-0,7059	-1,0000	-0,7083	-0,0017	0,7059	1,0000	0,7083	0,0017
$\delta\%$	0,12	0,00	-0,12	-0,17	-0,12	0,00	0,12	0,17

Na rysunku 5 zamieszczono przebiegi sygnałów zarejestrowane w ważniejszych węzłach modelu.



Rys. 5. Przykładowe przebiegi sygnałów zarejestrowane w układzie przy $f = 50\text{Hz}$ i $\varphi = \pi/4$

Na pierwszym wykresie od góry przedstawiono dwa okresy przebiegów prądu (linia przerywana) i napięcia (linia ciągła), poniżej zamieszczono przebiegi prądu i napięcia po przejściu przez przesuwniki fazy a na najniższym wykresie przedstawiono ich iloczyn.

Maksymalne wartości błędu pomiaru uzyskano przy $\varphi = 0 \pm k\pi$. Wyniosły one 0,17 %. Wynikają one z niedokładności aproksymacji charakterystyki fazowej (charakterystyki fazowe przesuwników fazy oscylują wokół $\pm\pi/4$).

4.2. Pomiar sygnałów odkształconych

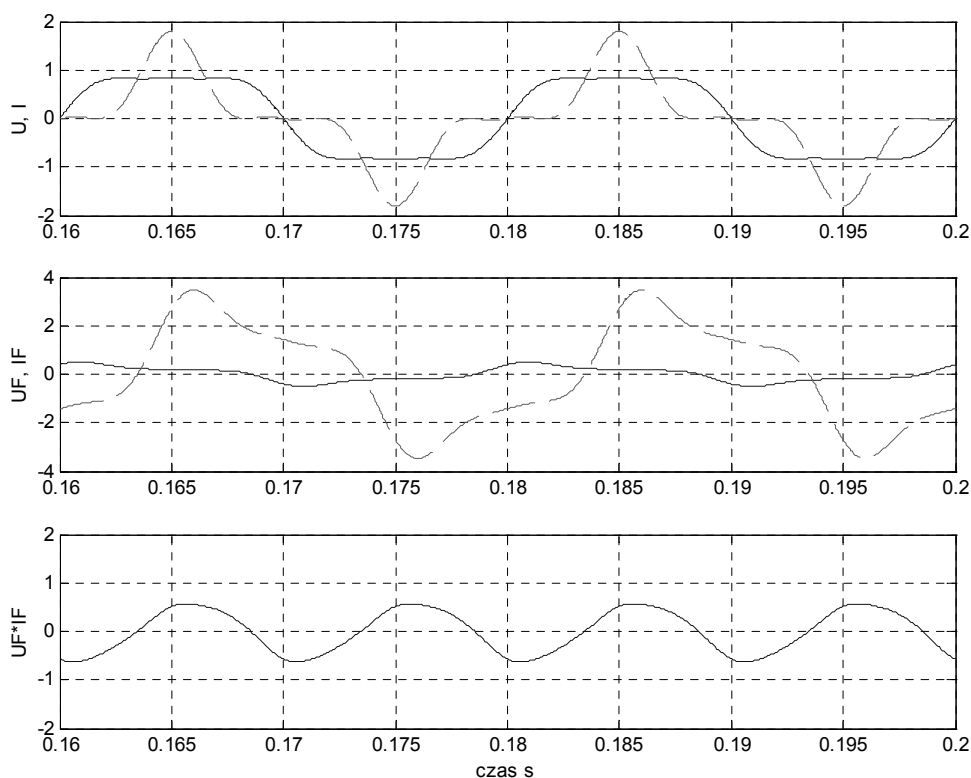
Próba polegała na pomiarze odkształconych sygnałów sieciowych o postaci:

$$u(t) = A_1 \sqrt{2} \cos(\omega_1 t) + A_3 \sqrt{2} \cos(3\omega_1 t + \varphi_3) + A_5 \sqrt{2} \cos(5\omega_1 t + \varphi_5)$$

$$i(t) = A_1 \sqrt{2} \cos(\omega_1 t + \varphi) + A_3 \sqrt{2} \cos(3\omega_1 t + \varphi_3 + 3\varphi) + A_5 \sqrt{2} \cos(5\omega_1 t + \varphi_5 + 5\varphi)$$

(19)

Przyjęto odmienne kształty dla sygnału napięcia i prądu. Parametry wykorzystanych sygnałów testowych zamieszczono w tab. 4, zaś kształt przebiegów pokazano na pierwszym od góry wykresie na rys. 6.



Rys. 6. Przebiegi sygnałów zarejestrowane w ważniejszych węzłach układu przy pomiarze niesinusoidalnych prądów i napięć

Na pierwszym wykresie od góry przedstawiono dwa okresy przebiegów prądu (linia przerywana) i napięcia (linia ciągła), poniżej zamieszczono przebiegi prądu i napięcia po przejściu przez przesuwniki fazy a na najniższym wykresie przedstawiono ich iloczyn.

TABELA 4

Zestawienie parametrów sygnałów testowych.

Parametr	A_1	φ_1	A_3	φ_3	A_5	φ_5	THD %
$u(t)$	1,00	0	0,22	π	0,05	0	22,6
$i(t)$	1,00	0	0,60	0	0,2	0	63,2

Przyjęte parametry sygnałów są ekstremalne – THD znacznie przekracza wartości dopuszczane przez normy [3], [6], jednak dobrze oddają charakter odkształceń wywoływanych przez jednofazowe odbiorniki energoelektroniczne: komputery, telewizory, żarówki energooszczędne.

Przeprowadzono symulacje pomiarów przy różnych kątach φ podobnie jak w poprzednim punkcie. Uzyskane wyniki zamieszczono w tab. 3 razem z odpowiednimi wynikami obliczonymi teoretycznie. W ostatnim wierszu tabeli zamieszczono względne błędy pomiaru wyznaczone jak w poprzednim punkcie. Maksymalny uzyskany błąd wyniósł 0,13 %.

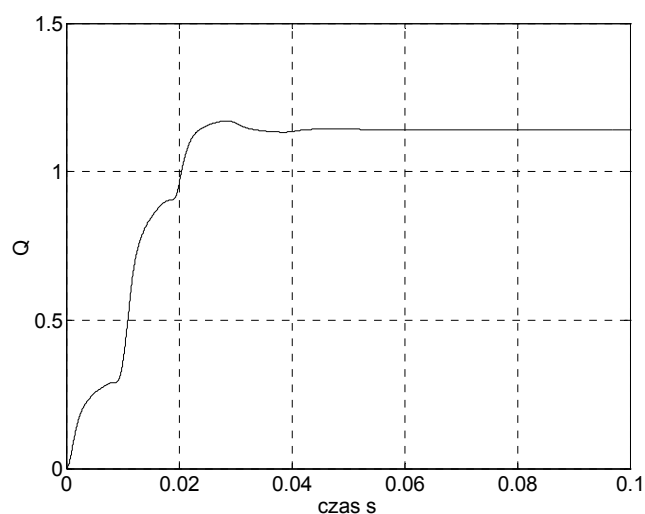
TABELA 5

Porównanie wyników pomiarów mocy biernej z obliczonymi teoretycznie przy różnym przesunięciu w fazie prądu względem napięcia dla przebiegów odkształconych.

φ	$-3\pi/4$	$-\pi/2$	$-\pi/4$	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	π
Q_{obl}	-0,6067	-1,1420	-0,6067	0,0000	0,6067	1,1420	0,6067	0,0000
Q_{zm}	-0,6053	-1,1420	-0,6081	-0,0007	0,6053	1,1420	0,6081	0,0015
δ %	0,12	0,00	-0,12	-0,06	-0,12	0,00	0,12	0,13

4.3. Dynamika pomiaru

Na rysunku 7 przedstawiono przebieg odpowiedzi układu pomiarowego na skokowe podanie sygnałów pomiarowych o parametrach z poprzedniego punktu. Jak wynika z zamieszczonego wykresu wskazania ustalają się po upływie czasu w przybliżeniu równego trzem okresom częstotliwości sieci (60 ms).



Rys. 7. Odpowiedź układu pomiarowego na skokowe podanie na wejścia przebiegów prądu i napięcia z rys. 6

5. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono nową oryginalną metodę pomiaru mocy biernej przebiegów odkształconych wg definicji Budeanu. Pokazano jak można wykorzystać ją do pomiaru mocy biernej przebiegów sieciowych zgodnie z zaleceniami IEEE. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych potwierdzające poprawność zaprezentowanej metody.

LITERATURA

1. Czarnecki S. L.: R, FDNR orthonormal two-port realization. Proc. IEEE International Symposium on Circuit and Systems, s. 488 – 492, New York, 1978.
2. IEEE: Trial-Use Standard Definiton for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced or Unbalanced Conditions. IEEE Std. 1459, 2000.
3. IEC 61000-3-4:1998: Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) – Wartości dopuszczalne – ograniczenie emisji harmoniczných prądów w niskonapięciowych systemach zasilania dla sprzętu pracującego przy prądzie znamionowym większym niż 16 A.
4. Nowomiejski Z.: Uogólniona teoria mocy. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, z. 46, Gliwice 1974.
5. Pasko M.: Przegląd teorii mocy dla układów z przebiegami odkształconymi. EPN-2002, s.11 – 46, Zielona Góra, 2002.
6. PN-EN61000-3-2:2002: Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) – Dopuszczalne poziomy emisji harmoniczných prądu (fazowy prąd zasilający odbiornika mniejszy lub równy 16A)
7. Zieliński T. P.: Od teorii do cyfrowego przetwarzania sygnałów. Wydawnictwo EAIiE AGH Kraków 2002

Rękopis dostarczono, dnia 20.10.2004 r.

Opiniował: prof. dr hab. inż. Michał Lisowski

THE MEASUREMENT OF REACTIVE POWER
IN ELECTRIC POWER NETWORK
IN THE TIME DOMAIN

Antoni KRAHEL
Czesław SZCZEPANIAK

ABSTRACT *The article contains description of original measurement method of reactive power when the voltage and current are non-sinusoidal. The proposal for measurement algorithm of measurement reactive power in electrical network according to recommendations IEEE using mentioned method is presented. The proposal is supported by simulation results.*



Prof. dr hab. inż. Czesław Szczepaniak, urodzony w 1928 r., pracuje w Instytucie Elektrotechniki od 1952 r., aktualnie na stanowisku profesora i kierownika pracowni w Zakładzie Metrologii i Badań Nieniszczących. Jest autorem trzech książek z dziedziny miernictwa elektrycznego. Dotychczas opublikował ponad siedemdziesiąt artykułów na temat własnych prac naukowo-badawczych. Jest twórcą lub współtwórcą dwudziestu patentów dotyczących urządzeń pomiarowych, z których większość została wdrożona do produkcji seryjnej.

W 1973 r. uzyskał tytuł „Mistrz Techniki Polskiej” i został odznaczony Złotym Krzyżem Zasługi.

Jest członkiem zwyczajnym Towarzystwa Naukowego Warszawskiego i członkiem Rady Naukowej Instytutu Elektrotechniki w kolejnych kadencjach począwszy od 1972 r. do chwili obecnej, oraz od 1993 członkiem Rady Naukowej Ośrodka

Badawczo-Rozwojowego Metrologii Elektrycznej „METROL” w Zielonej Górze, gdzie od 1999 roku pełni funkcję przewodniczącego i wiceprzewodniczącego Rady Naukowej.

Mgr inż. Antoni Krahel, urodzony w 1968 r., otrzymał dyplom magistra inżyniera na Wydziale Elektroniki Politechniki Gdańskiej w 1993 r. Od 1993 pracuje w Oddziale Gdańskim Instytutu Elektrotechniki, gdzie zajmuje się głównie wykorzystaniem procesorów sygnałowych w konstrukcjach energoelektronicznych i pomiarowych.

