

Estymacja kąta przesunięcia fazowego przy nagrzewaniu indukcyjnym w.cz.

Streszczenie. W artykule przedstawiono wybrane cyfrowe metody pomiaru kąta przesunięcia fazowego: czasową, opartą na detekcji przejścia przez zero oraz dwie częstotliwościowe, opartą na transformacie Fouriera i opartą na transformacie Hilberta. Przedstawiono wyniki weryfikacji eksperymentalnej metod w dwóch różnych układach pomiarowych pod kątem możliwości ich wykorzystania w odniesieniu do sygnałów w.cz. przy nagrzewaniu indukcyjnym rejestrowanych z niskimi częstotliwościami próbkowania.

Abstract. In the paper chosen digital methods of phase shift determination are presented: one operating in the time domain (based on zero crossing detection), and two operating in frequency domain (Fourier transform and Hilbert transform based). The results of the experimental verification of above mentioned methods in two different measurement systems are presented. The main focus was to verify the possibility of their use for the signals of induction heating equipments recorded with the low sampling frequencies. (Estimation of phase shift at high frequency induction heating).

Słowa kluczowe: nagrzewanie indukcyjne, przesunięcie fazowe.

Keywords: induction heating, phase shift.

doi:10.12915/pe.2014.02.15

Wprowadzenie

Nagrzewanie indukcyjne jest obecnie powszechnie wykorzystywaną technologią nagrzewania wsadów metalowych przed obróbką cieplną i przeróbką plastyczną. Jako źródła zasilania są tu współcześnie wykorzystywane tranzystorowe falowniki napięcia lub prądu o średniej lub wielkiej częstotliwości sygnału wyjściowego. Indukcyjny układ grzejny „wzbudnik-wsad” stanowi dla źródła zasilania obciążenie o charakterze indukcyjnym. Współczynnik mocy ($\cos\varphi$) tego obciążenia zależy od rodzaju, wymiarów i sposobu nagrzewania wsadu, jak i w sposób oczywisty od stosowanej częstotliwości prądu wzbudnika. Może się on wahać w bardzo szerokich granicach, poczynając od wartości rzędu $\cos\varphi=(0,3\div 0,5)$ przy bardzo małych szczelinach powietrznych wzbudnik-wsad (np. przy hartowaniu) i względnie niskich częstotliwościach do nawet $\cos\varphi=(0,01\div 0,05)$ przy dużych szczelinach i wysokich częstotliwościach. Biorąc pod uwagę skalę trudności pomiaru współczynnika mocy przy wysokich częstotliwościach (szczególnie przy występowaniu harmonicznych) producenci źródeł zasilania stosują zazwyczaj pośrednie metody wyznaczania mocy czynnej pobieranej przez obciążenie, rezygnując z bezpośredniego pomiaru bazującego na znajomości współczynnika mocy. Sprowadza się do zwykle do wnioskowania o mocy w.cz. na podstawie pomiaru mocy prądu stałego układu prostownikowego. Tego typu podejście jest zazwyczaj wystarczająco dokładne z punktu widzenia realizacji procesu technologicznego. W przypadku procesów grzejnych szczególnie wrażliwych na parametry zasilania, czy też wykorzystywaniu nagrzewania indukcyjnego w procesach pomiarowych (np. wyznaczania parametrów materiałowych wsadu [1]) bezpośredni, dokładniejszy, pomiar mocy czynnej jest jednak nieodzowny. Pomiar kąta przesunięcia fazowego bazujący na detekcji przejścia przez zero przebiegów prądu i napięcia, szczególnie przy małych wartościach współczynnika mocy, stanowi poważne wyzwanie pomiarowe, co w przypadku pomiarów cyfrowych prowadzi do dużych częstotliwości próbkowania przy wysokiej precyzji pomiaru. Biorąc pod uwagę wysokie, sięgające od kilku do kilkuset kiloherców, częstotliwości wykorzystywane przy nagrzewaniu prowadzi to do kosztownych, a nawet trudnych w realizacji technicznej, częstotliwości próbkowania układów pomiarowych. Rozwiązaniem tego problemu może być wykorzystanie takich algorytmów pomiarowych, które zrealizują zadanie

określenia kąta przesunięcia fazowego przy możliwie małych częstotliwościach próbkowania. W artykule przeanalizowano podstawy teoretyczne jak i przebadano praktycznie trzy cyfrowe algorytmy estymacji kąta przesunięcia fazowego. Dwa z nich działają w dziedzinie częstotliwości, przy czym pierwszy z nich wykorzystuje tzw. krótkookresową transformatę Fouriera, a drugi oparty jest na transformacie Hilberta. Trzeci z zaprezentowanych algorytmów jest algorytmem działającym w dziedzinie czasu, opartym na detekcji przejść przez zero analizowanych sygnałów i stanowi swoisty punkt odniesienia dla dwóch poprzednich. Przebadano, wrażliwość dwóch pierwszych algorytmów na obniżanie częstotliwości próbkowania.

Estymator kąta przesunięcia fazowego oparty na krótkookresowej transformacie Fouriera [2, 3, 4, 5, 6]

Algorytm oparty na krótkookresowej transformacie Fouriera pozwala estymować kąt przesunięcia fazowego, stałego oraz zmiennego w czasie, pomiędzy dwoma sygnałami sinusoidalnymi reprezentowanymi przez ciągi dyskretnych próbek x_{10} i x_{20} opisanych zależnościami:

$$(1) \quad x_{10}(n\Delta t) = x_{10}(n) = A_{x1} e^{j\varphi_1} e^{2\pi m f_c \Delta t}$$

$$(2) \quad x_{20}(n\Delta t) = x_{20}(n) = A_{x2} e^{j\varphi_2} e^{2\pi m f_c \Delta t}$$

gdzie: f_c - częstotliwość sygnału, A_{x1} , A_{x2} - amplitudy próbek, φ_1 , φ_2 - kąty fazowe próbek.

Analiza częstotliwościowa nieokresowych sygnałów rzeczywistych zazwyczaj powoduje powstanie przecieku widmowego. Zjawisko to mocno utrudnia, a czasem wręcz uniemożliwia prawidłową interpretację uzyskanych wyników. W celu poprawy właściwości analizy widmowej sygnałów nieokresowych stosuje się operację okienkowania, która polega na przemnożeniu sygnału dyskretnego przez funkcję okna przed wykonaniem operacji przekształcenia fourierowskiego. Funkcja okna czasowego spełnia w tym algorytmie podwójną rolę: ogranicza niekorzystny wpływ zjawiska przecieku widma spowodowanego skończonym czasem obserwacji sygnałów oraz określa czas trwania sygnału branego pod uwagę przy wyznaczaniu transformaty Fouriera. Okno czasowe o szerokości mniejszej niż czas obserwacji jest przesuwane wzdłuż obu sygnałów. Transformata Fouriera wyznaczana

na podstawie próbek aktualnie objętych tym oknem nazywana jest transformata krótkookresowa. Wartość kąta przesunięcia fazowego, wyznaczona na tej podstawie, jest przyporządkowana chwili czasowej odpowiadającej położeniu środka okna.

Krótkookresowa dyskretna transformata Fouriera ciągów (1) i (2), ważonych przez współczynniki wynikające z typu użytego okna czasowego, jest postaci:

$$(3) \quad X_1(f) = A_{x1} e^{j\phi_1} W(f - f_c)$$

$$(4) \quad X_2(f) = A_{x2} e^{j\phi_2} W(f - f_c)$$

gdzie: f – częstotliwość, $W(f - f_c)$ - transformata Fouriera funkcji okna.

Transformaty Fouriera (3) i (4) wyznaczone dla częstotliwości, będącej całkowitą wielokrotnością podstawowej częstotliwości funkcji okna, a równocześnie najbliższej częstotliwości sygnałów f_c , są opisane zależnościami:

$$(5) \quad X_1\left(\frac{l}{T_w}\right) = X_1(l) = A_{x1} e^{j\phi_1} W(-\delta)$$

$$(6) \quad X_2\left(\frac{l}{T_w}\right) = X_2(l) = A_{x2} e^{j\phi_2} W(-\delta)$$

gdzie: $T_w = 2M \cdot \Delta t$ – szerokość okna w dziedzinie czasu, δ - względna dewiacja częstotliwości, pomiędzy częstotliwością l/T_w najwyższego prążka w widmie sygnału, a częstotliwością sygnału, $|\delta| \leq 0,5$, l - liczba całkowita, taka że: $f_c = (l + \delta)/T_w$.

Estymaty kątów fazowych obu analizowanych sygnałów można wyznaczyć na podstawie zależności:

$$(7) \quad \hat{\phi}_1 = \arg[X_1(l)] - \arg[W(-\delta)]$$

$$(8) \quad \hat{\phi}_2 = \arg[X_2(l)] - \arg[W(-\delta)]$$

Estymatę kąta przesunięcia fazowego pomiędzy analizowanymi sygnałami opisuje zależność:

$$(9) \quad \Delta \hat{\phi} = \hat{\phi}_2 - \hat{\phi}_1 = \frac{\arctan\left(\frac{X_2^s(l)X_1^c(l) - X_1^s(l)X_2^c(l)}{X_2^c(l)X_1^c(l) + X_2^s(l)X_1^s(l)}\right)}{1}$$

gdzie: $X_i^c(l) = \text{real}[X_i(l)]$ - składowa rzeczywista transformaty $X_i(l)$ dla $i = \{1, 2\}$, $X_i^s(l) = \text{imag}[X_i(l)]$ - składowa urojona transformaty $X_i(l)$ dla $i = \{1, 2\}$.

Estymator kąta przesunięcia fazowego oparty na transformacie Hilberta [2, 5, 6]

Transformata Hilberta pozwala na zdefiniowanie tzw. sygnału analitycznego związanego z badanym sygnałem. Sygnał analityczny jest podstawą estymatora kąta przesunięcia fazowego opartego na transformacie Hilberta, stąd ta metoda estymacji nazywana jest również metodą sygnału analitycznego.

Estymator kąta przesunięcia fazowego występującego pomiędzy dwoma rzeczywistymi sygnałami $x_1(t)$ i $x_2(t)$, będącymi funkcjami czasu, którym odpowiadają dwa dyskretne ciągi próbek $x_1(n)$ oraz $x_2(n)$, można opisać zależnością:

$$(10) \quad \Delta \hat{\phi} = \arctan\left\{\frac{\text{imag}\left[\hat{y}_1^*(n)\hat{y}_2(n)\right]}{\text{real}\left[\hat{y}_1^*(n)\hat{y}_2(n)\right]}\right\}$$

gdzie:

$$(11) \quad \hat{y}_i(n) = x_i(n) + j \left[\sum_{m=-M}^M w(m)h(m)x_i(n-m) \right]$$

jest oceną sygnału analitycznego, związanego z sygnałem $x_i(n)$, dla $i = \{1, 2\}$, w której $w(m)$ jest oknem czasowym o szerokości $N = 2M + 1$, a $h(m)$ odpowiedzią impulsową transformatora Hilberta opisaną zależnością:

$$(12) \quad h(m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^0 j e^{jom} d\omega - \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} j e^{jom} d\omega = \begin{cases} 2 \frac{\sin^2\left(\frac{\pi m}{2}\right)}{\pi m} & m \neq 0 \\ 0, & m = 0 \end{cases}$$

Estymator kąta przesunięcia fazowego oparty na detekcji przejścia przez zero [2, 4, 7, 8]

Problem estymacji kąta przesunięcia fazowego może zostać sprowadzony do wyznaczenia z zadaną dokładnością, punktów przejścia przez zero każdego z analizowanych sygnałów. W metodzie wykorzystującej liniową aproksymację jako punkt przejścia sygnału przez zero jest przyjmowany punkt przecięcia się z osią odciętych prostej regresji, wyznaczonej na podstawie zbioru próbek sygnału, rozłożonych symetrycznie względem jego domniemanego punktu zerowego.

Dla sygnałów sinusoidalnych punkt przejścia przez zero pokrywa się z punktem, w którym występuje maksymalna pochodna sygnału. Pochodna ta jest przybliżana przez współczynnik kierunkowy prostej regresji:

$$(13) \quad y_r^{(i)}(t) = a^{(i)}t + b^{(i)}$$

gdzie: $a^{(i)}$, $b^{(i)}$ - współczynniki prostej regresji wyznaczonej dla i -tego sygnału, $i = \{1, 2\}$.

Współczynniki $a^{(i)}$ i $b^{(i)}$ są wyznaczone z zależności:

$$(14) \quad a^{(i)} = \frac{(2M+1) \sum_{k=1}^{2M+1} t_k^{(i)} x_k^{(i)} - \sum_{k=1}^{2M+1} t_k^{(i)} \sum_{k=1}^{2M+1} x_k^{(i)}}{(2M+1) \sum_{k=1}^{2M+1} (t_k^{(i)})^2 - \left(\sum_{k=1}^{2M+1} t_k^{(i)} \right)^2}$$

$$(15) \quad b^{(i)} = \frac{1}{2M+1} \left(\sum_{k=1}^{2M+1} x_k^{(i)} - a^{(i)} \sum_{k=1}^{2M+1} t_k^{(i)} \right)$$

gdzie: $N = 2M + 1$ - szerokość okna czasowego w dziedzinie próbek sygnału, $x_k^{(i)}$ - k -ta próbka i -tego sygnału, $t_k^{(i)}$ - chwila czasowa, w której została pobrana próbka $x_k^{(i)}$.

Dla każdego okresu obu analizowanych sygnałów wyznaczana jest minimalna $a_{\min}^{(i)}$ (z uwzględnieniem znaku) i maksymalna $a_{\max}^{(i)}$ wartość współczynnika kierunkowego prostej regresji. Dla obu wartości ekstremalnych wyznaczone są punkty przecięcia odpowiednich prostych regresji z osią czasu:

$$(16) \quad t_{\min}^{(i)} = -\frac{b_{\min}^{(i)}}{a_{\min}^{(i)}}$$

$$(17) \quad t_{\max}^{(i)} = -\frac{b_{\max}^{(i)}}{a_{\max}^{(i)}}$$

gdzie: $b_{min}^{(i)}$, $b_{max}^{(i)}$ - współczynniki prostych regresji odpowiadające $a_{min}^{(i)}$, $a_{max}^{(i)}$.

Poszukiwane oceny kąta przesunięcia fazowego pomiędzy dwoma analizowanymi sygnałami mogą być wyznaczone na podstawie jednej z zależności:

$$(18) \quad \Delta\hat{\phi} = \hat{\phi}_2 - \hat{\phi}_1 = (t_{min}^{(2)} - t_{min}^{(1)})2\pi f_c$$

$$(19) \quad \Delta\hat{\phi} = \hat{\phi}_2 - \hat{\phi}_1 = (t_{max}^{(2)} - t_{max}^{(1)})2\pi f_c$$

gdzie: $\hat{\phi}_1$, $\hat{\phi}_2$ - oceny kątów fazowych analizowanych sygnałów, f_c - częstotliwość analizowanych sygnałów.

Estymaty (18) i (19) są dostępne dwa razy na każdy okres sygnału.

Metrologiczne właściwości przedstawionych estymatorów, w sensie zależności błędów estymacji od ich parametrów oraz parametrów sygnałów pomiarowych przedstawiono szczegółowo w pracy [2].

Przebieg i wyniki pomiarów

Celem weryfikacji przydatności przedstawionych wcześniej algorytmów estymacji kąta przesunięcia fazowego oraz oceny wpływu częstotliwości próbkowania na uzyskiwane wyniki, w pierwszej kolejności zbudowano prosty układ pomiarowy składający się z generatora sygnału sinusoidalnego oraz podłączonego do niego szeregowego układu RL ($R=200\Omega$ i $L=1H$). Impedancja wewnętrzna generatora wynosiła $Z_g=600\Omega$. Częstotliwość sygnału wyjściowego generatora została ustawiona na $f_g=1kHz$, a jego amplituda na $V_g=5V$.

Sygnały pomiarowe rejestrowane były za pomocą karty pomiarowej Advantech 1742U. Pomiary przeprowadzono dla 8 różnych częstotliwości próbkowania: 100kHz, 40kHz, 20kHz, 10kHz, 8kHz, 6kHz, 4kHz, 3kHz, za każdym razem rejestrując 2048 próbek każdego z sygnałów.

Po rejestracji sygnały poddane przetwarzaniu wstępnemu z wykorzystaniem następujących algorytmów:

1. eliminacja składowej stałej;
2. filtracja dolnoprzepustowa algorytmem „zero-fazowym” o częstotliwości granicznej 1,2kHz;
3. filtracja górnoprzepustowa algorytmem „zero-fazowym” o częstotliwości granicznej 0,8kHz;
4. normalizacja amplitudy.

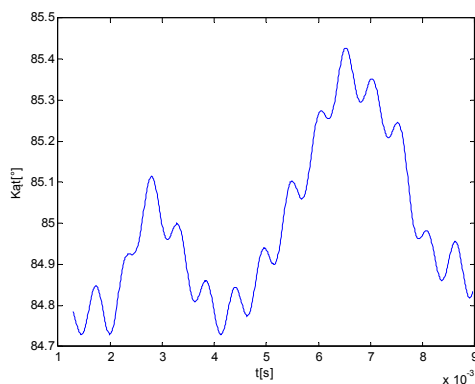
Tabela 1: Wyniki estymacji kątów przesunięcia fazowego

Lp.	Częstotliwość próbkowania [kHz]	ϕ [°] (transformata Fouriera)	ϕ [°] (transformata Hilberta)	ϕ [°] (przejście przez zero)
1	100	84,99	84,98	86,40
2	40	85,02	85,03	-
3	20	85,05	85,05	-
4	10	84,87	84,85	-
5	8	84,91	84,89	-
6	6	84,81	84,82	-
7	4	84,95	84,96	-
8	3	84,93	84,93	-

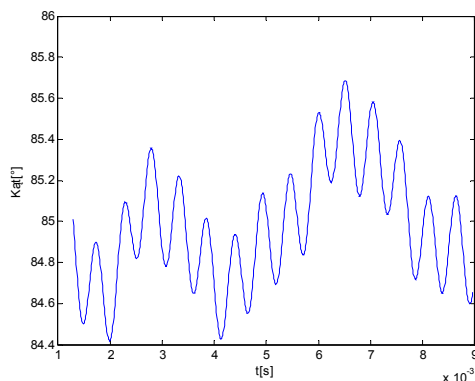
Dla zarejestrowanych i przetworzonych wstępnie sygnałów wyznaczone zostały kąty przesunięcia fazowego z wykorzystaniem wcześniej opisanych algorytmów, przy czym algorytm oparty na detekcji przejść przez zero mógł zostać zastosowany jedynie do sygnałów próbkowanych z częstotliwością 100kHz. Pozostałe dwa algorytmy (oparty na transformacie Fouriera i oparty na transformacie Hilberta) zostały wykorzystane w odniesieniu do wszystkich par sygnałów pomiarowych. Uzyskane wyniki estymacji kątów przesunięcia fazowego przedstawione zostały w Tabeli 1. Zamieszczone w niej wyniki prezentują wartości

średnie wyznaczone dla całych czasów obserwacji (2048 próbek).

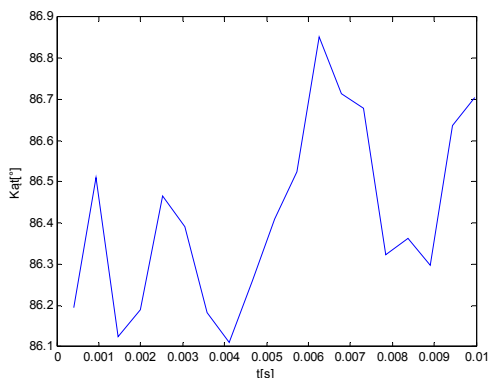
Przykładowe wyniki estymacji kąta przesunięcia fazowego w funkcji czasu dla częstotliwości próbkowania 100kHz przedstawione zostały na rys. 1 (algorytm oparty na krótkookresowej transformacie Fouriera), rys. 2 (algorytm oparty na transformacie Hilberta) i rys. 3 (algorytm oparty na detekcji przejść przez zero).



Rys. 1. Wyniki estymacji kąta przesunięcia fazowego w funkcji czasu estymatorem opartym na krótkookresowej transformacie Fouriera (częstotliwość próbkowania 100kHz)



Rys. 2. Wyniki estymacji kąta przesunięcia fazowego w funkcji czasu estymatorem opartym na transformacie Hilberta (częstotliwość próbkowania 100kHz)



Rys. 3. Wyniki estymacji kąta przesunięcia fazowego w funkcji czasu estymatorem opartym na detekcji przejścia przez zero (częstotliwość próbkowania 100kHz)

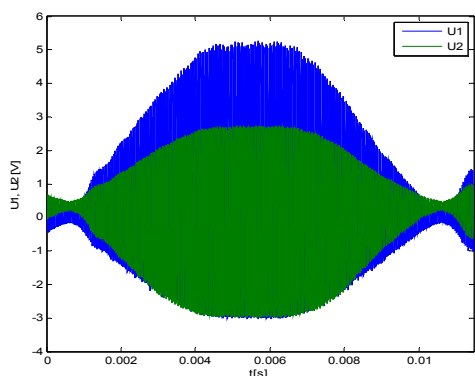
W dalszej kolejności przeprowadzono pomiary kąta przesunięcia fazowego sygnałów zasilających wzbudnik kuchenki indukcyjnej o częstotliwości ok. 26,5kHz.

Sygnały pomiarowe rejestrowane były za pomocą karty pomiarowej Advantech 1742U. Pomiary przeprowadzono dla 5 różnych częstotliwości próbkowania: 357,14kHz, 312,5kHz, 250kHz, 200kHz, 100kHz za każdym razem rejestrując 8192 próbki każdego z sygnałów.

Po rejestracji sygnały poddano, podobnie jak poprzednio, przetwarzaniu wstępnemu (przy filtrze dolnoprzepustowym ustawionym na 25kHz, a górnoprzepustowym na 30kHz), a następnie wyznaczono kąty przesunięcia fazowego bazując na przedstawionych wyżej algorytmach częstotliwościowych, Tabela 2. Wyniki zamieszczone w tabeli prezentują wartości średnie wyznaczone dla całych czasów obserwacji (8192 próbek).

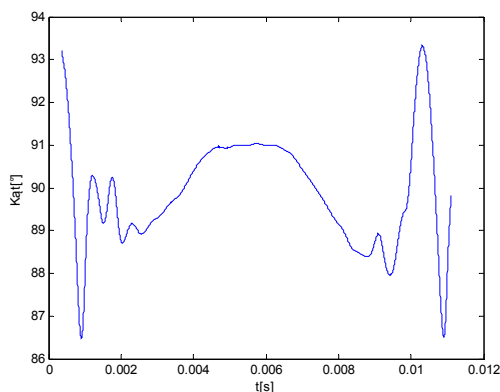
Tabela 2: Wyniki estymacji kątów przesunięcia fazowego

Lp.	Częstotliwość próbkowania [kHz]	φ [°] (transformata Fouriera)	φ [°] (transformata Hilberta)
1	357,14	89,89	89,95
2	312,50	89,76	89,67
3	250,00	90,06	90,28
4	200,00	90,37	90,28
5	100,00	90,34	90,85



Rys. 4. Sygnały pomiarowe ze wzbudnika kuchenki indukcyjnej (częstotliwość próbkowania 357,14kHz)

Przykładowe wyniki estymacji kąta przesunięcia fazowego w funkcji czasu dla częstotliwości próbkowania 357,14kHz przedstawione zostały na rys. 5 i rys. 6.

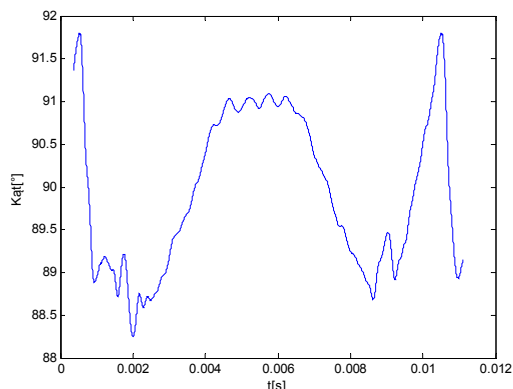


Rys. 5. Wyniki estymacji kąta przesunięcia fazowego w funkcji czasu estymatorem opartym na krótkookresowej transformacie Fouriera dla sygnałów z rys. 4 (częstotliwość próbkowania 357,14kHz)

Podsumowanie i wnioski

W pracy przeanalizowano możliwość wykorzystywania algorytmów częstotliwościowych opartych na transformacie Fouriera oraz na transformacie Hilberta do wyznaczania kąta przesunięcia fazowego, przy ograniczeniach dotyczących częstotliwości próbkowania sygnałów. Wyniki przedstawione w części pierwszej dotyczyły pomiarów realizowanych na sinusoidalnych przebiegach prądu i napięcia. Pokazują one, że uzyskane wyniki kąta przesunięcia fazowego były dla obu badanych metod zbliżone oraz silnie odporne na zmniejszanie częstotliwości próbkowania. W przeciwieństwie do metody czasowej

opartej na detekcji przejść przez zero, pozwalają one uzyskiwać poprawne wyniki przy częstotliwościach próbkowania zaledwie kilka razy większych od częstotliwości sygnałów mierzonych.



Rys. 6. Wyniki estymacji kąta przesunięcia fazowego w funkcji czasu estymatorem opartym na transformacie Hilberta dla sygnałów z rys. 4 (częstotliwość próbkowania 357,14kHz)

W przypadku sygnałów silnie odkształconych od sinusoidy z zakłóceniami, tak jak to może mieć miejsce przy nagrzewaniu indukcyjnym w.cz., badane algorytmy częstotliwościowe wyznaczania kąta przesunięcia fazowego również wykazują się dużą odpornością na zmniejszanie częstotliwości próbkowania. W przypadku tego typu sygnałów, szczególnie przy obciążeniach o charakterze silnie indukcyjnym (np. $\cos\varphi < 0,1$), uzyskane wyniki mogą być jednak niewystarczająco dokładne i zupełnie nieprzydatne do wyznaczania np. mocy czynnej pobieranej przez obciążenie.

Praca finansowana ze środków NCBiR w ramach projektu Badań Stosowanych nr umowy PBS1/A4/2/2012

LITERATURA

- [1] Zgraja J, The stand for determining of thermal-electrical material properties of induction heated charge, *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, (2011), Vol. 30 Iss: 5, 1487 – 1498
- [2] Gajda J., Sroka R., Pomiary kąta fazowego. AGH, Kraków, (2000).
- [3] Bertocco M., Offelli C., Petri D., Dynamic behavior of a digital phase estimator, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, (1992), 755-761.
- [4] Sedlacek M., Krumpholtz M.: Digital Measurement of Phase Difference - A Comparative Study of DSP Algorithms, *Metrolog. Meas. Syst.* 12, (2005), 427-449.
- [5] Zieliński T., Metody estymacji chwilowego przesunięcia fazowego. *Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych*, Krynica, (1995).
- [6] Zieliński T., Sroka R., Szyper M.: Comparison of Some Discrete Methods for Instantaneous Phase Detection. *VII IMEKO Int. Symposium on Modern Electrical and magnetic Measurement*, Praga, (1995).
- [7] Ibrahim K.M., Abdul-Karim M.A.H.: A Novel Digital Phase Meter, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, no. 3, (1989), 711-715.
- [8] Wagdy M.F., Lucas, M. S. P.: Errors in Sampled Data Phase Measurement, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-34, no. 4, (1985), 507-50.

Autorzy: dr hab. inż. Jerzy Zgraja, Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej, al. Politechniki 11 18/22, 90-924 Łódź, E-mail: jzgraja@p.lodz.pl; dr inż. Krzysztof Strzecha Instytut Informatyki Stosowanej, ul. Stefanowskiego 18/22, 90-924 Łódź, E-mail: krzysztof.strzecha@p.lodz.pl.