POZNAN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY ACADEMIC JOURNALS
No 90 Electrical Engineering 2017

DOI 10.21008/j.1897-0737.2017.90.0013

Daria CIURKO*
Jacek HANDKE*

ALGORYTMY PRZESUNIĘCIA FAZOWEGO W ELEKTROENERGETYCZNEJ AUTOMATYCE ZABEZPIECZENIOWEJ – CZĘŚĆ I

W artykule omówiono i porównano algorytmy wykorzystywane do pomiaru przesunięcia fazowego pomiędzy dwoma sygnałami, pod kątem wykorzystania w elektroenergetycznych układach zabezpieczeniowych. Dokonano teoretycznej analizy algorytmów pomiarowych wykorzystujących przekształcenia: Fouriera, Hilberta oraz bazujących na metodach: detekcji przejścia sygnałów przez zero oraz demodulacji kąta fazowego. Przedstawiono szczegółowo sposób implementacji wybranych algorytmów w naukowym środowisku Scilab oraz przeanalizowano ich zachowanie przy różnych parametrach pracy dla zdefiniowanych testowych sygnałów wejściowych. Przeanalizowano otrzymane na drodze symulacji wyniki i porównano otrzymane dane. Część pierwsza artykułu dotyczy opisu teoretycznego zaimplementowanych algorytmów pomiarowych.

SŁOWA KLUCZOWE: pomiar przesunięcia fazowego, elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa, SciLab

1. WPROWADZENIE

Od wielu lat do pomiaru przesunięcia fazowego pomiędzy dwoma sygnałami stosowane były metody sprzętowe, stosunkowo proste ale umożliwiające pomiar jedynie stałego lub wolnozmiennego kąta przesunięcia fazowego. Wyniki otrzymywano z częstością nie większą niż dwa razy na okres sygnałów pomiarowych. Rozwój technik cyfrowych umożliwił pomiar przesunięcia fazowego w sposób algorytmiczny, umożliwiający wyznaczania wartości kątów dla kolejnych dyskretnych chwil czasu odległych od siebie o mniej niż połowa okresu analizowanego sygnału, a specjalizowane algorytmy korzystając ze skomplikowanego aparatu matematycznego i logicznego są w stanie precyzyjnie śledzić szybkozmienne przesunięcia fazowe w czasie rzeczywistym.

* Politechnika Poznańska.

Układy automatyki zabezpieczeniowej projektowane są i oceniane pod kątem niezawodności działania w stanach zakłóceniowych, przy bardzo dynamicznych zmianach mierzonych sygnałów wejściowych. Dodatkowo, układy te powinny reagować w czasie milisekund tak, aby ograniczyć do minimum groźne dla systemu elektroenergetycznego skutki przepływu prądów zwarciowych. Z tego względu wspomniana zaleta metod algorytmicznych jest w przypadku układów automatyki zabezpieczeniowej szczególnie istotna [2, 6].

W artykule omówiono algorytmy estymacji przesunięcia fazowego wykorzystujące analizę w dziedzinach częstotliwości (transformata Fouriera) oraz czasu dyskretnego (transformata Hilberta, detekcja przejścia przez zero, algorytmiczny demodulator kąta fazowego). Wymienione algorytmy cechuje różna wrażliwość na zakłócenia badanych sygnałów wyższymi harmonicznymi, sygnałem losowym czy składową nieokresową. Nie bez znaczenia w procesie estymacji są także częstotliwość próbkowania oraz szerokość okna pomiarowego. Szczególną uwagę należy zwracać na dobór częstotliwości próbkowania zgodnej z treścią twierdzenia Nyquista i związane z tym zjawisko aliasingu. W algorytmach wykorzystujących analizę w dziedzinie częstotliwości należy zminimalizować zjawisko przecieku widma sygnału. Z uwagi na powyższe, wybór odpowiedniego algorytmu oraz sposób jego implementacji powinien być dobrze przemyślany na etapie projektowania zabezpieczenia i dostosowany do warunków, w jakich urządzenie będzie eksploatowane.

Rozwój techniki cyfrowej istotnie oddziałuje na zasady projektowania zabezpieczeń. Wydzielono proces pomiaru wielkości kryterialnych, służących do oceny stanu obiektu od procesu decyzyjnego, co nie było możliwe w przypadku stosowania wcześniejszych technik analogowych. Wielkości kryterialne zabezpieczeń elektroenergetycznych stanowią najczęściej: amplitudy składowych podstawowych napięć i prądów, moc, impedancja i jej składowe, częstotliwość oraz przesunięcie fazowe. Często w konkretnych rozwiązaniach wykorzystuje się jednocześnie kilka spośród wspomnianych wielkości [3, 6, 8, 11]. Bezpośrednie wykorzystanie przesunięcia fazowego występuje jedynie w przypadku zabezpieczenia porównawczofazowego, w pozostałych zabezpieczeniach kąt fazowy wykorzystywany jest w trakcie realizacji procesów decyzyjnych w sposób pośredni.

W związku z coraz szerszym wdrażaniem zarówno w Polsce, jak i na całym świecie sieci Smart Grid, rosną wymagania w stosunku do skuteczności i niezawodności działania automatyk elektroenergetycznych, a tym samym algorytmów, które wykorzystują. W związku z tym klasyczne metody estymacji wielkości kryterialnych mogą w perspektywie najbliższych lat okazać się niewystarczające.

2. ALGORYTMY POMIARU PRZESUNIĘCIA FAZOWEGO

2.1. Algorytm wykorzystujący transformatę Fouriera

Estymator stałego kąta fazowego, przy wykorzystaniu centrowanej dyskretnej transformaty Fouriera jest estymatorem częstotliwościowym, wymagającym przetworzenia sygnału z dziedziny czasu do dziedziny częstotliwości. Sygnały, których wzajemne przesunięcie fazowe jest obszarem badań, są próbkowane w tych samych momentach czasu i przetwarzane na postać cyfrową. Kąt przesunięcia fazowego pomiędzy badanymi sygnałami jest różnicą pomiędzy kątami fazowymi tych sygnałów [2, 10].

Przy rozważaniu sygnału zespolonego, będącego funkcją czasu o postaci:

$$x_{\boldsymbol{0}}(t) = A_x \; e^{j\varphi} \; e^{j2\pi 2_c t} \tag{1}$$

gdzie: A_x – amplituda sygnału, φ – kąt fazowy sygnału (przedmiot estymacji), f_c – częstotliwość próbkowania, zakładając, że sygnał ten jest próbkowany z okresem Δt oraz, że czas jego obserwacji równy jest $T_{ob} = (N - \boldsymbol{1}) \quad t$ i rozłożony symetrycznie względem zera, postać dyskretna tego sygnału opisuje zależność:

$$x_{\boldsymbol{0}}(n) = A_x \; e^{j\varphi} \; e^{j2\pi 2_c \left(n - \frac{N-1}{2}\right) \; t} \tag{2}$$

gdzie: $n = 0,1,\ldots N - \boldsymbol{1};$ N oznacza liczbę próbek.

Ze względu na trudności w dopasowaniu i pełnej synchronizacji długości czasu obserwacji T_{ob} z okresem analizowanego sygnału może dochodzić do przecieku widma sygnału. W celu minimalizacji tego zjawiska rozpatrywany sygnał mnoży się przez okno czasowe w(n). Szerokość okna czasowego przy analizie stałego przesunięcia fazowego równa jest czasowi obserwacji T_{ob}.

$$x(n) = x_0(n) \;\; w(n) \tag{3}$$

Po zastosowaniu centrowanej dyskretnej transformaty Fouriera otrzymuje się widmo częstotliwościowe sygnału opisane wzorem (4):

$$X\left(f^u = \frac{f}{f_{ob}}\right) = \sum_{n=\boldsymbol{0}}^{N-\boldsymbol{1}} A_x \; e^{j\varphi} \quad t \;\; w(n) \; e^{-j\frac{2\pi}{N}\left(f^u - f_c^u\right)\left(n - \frac{N-1}{2}\right)} \tag{4}$$

$$X\left(f^u = \frac{f}{f_{ob}}\right) = A_x \; e^{j\varphi} W\left(f^u - f_c^u\right) \tag{5}$$

gdzie: $X(f)$ – widmo częstotliwościowe analizowanego sygnału, pomnożonego przez funkcję okna, $W(f)$ – widmo częstotliwościowe funkcji okna, f^u – częstotliwość unormowana względem okresu obserwacji sygnału.

Dla tak scharakteryzowanego przebiegu, przy założeniu, że stosowane okno czasowe będzie symetryczne względem środka przedziału obserwacji (transformata Fouriera przyjmie jedynie wartości rzeczywiste), otrzymuje się wzór na poszukiwaną ocenę kąta fazowego:

$$\varphi = arg\left[X(l)\right] \tag{6}$$

gdzie: φ – estymowany kąt przesunięcia fazowego, l – częstotliwość unormowana, najbliższa częstotliwości sygnału f_c^u .

Wynik estymacji odpowiada wartości kąta fazowego sygnału $x_0(t)$ dla środka przedziału obserwacji T_{ob}. Opisany algorytm jest algorytmem estymacji stałego kąta fazowego sygnału lub układu dwóch sygnałów.

2.2. Algorytm wykorzystujący transformatę Hilberta

Przekształcenie Hilberta dla funkcji $x(t)$ zmiennej niezależnej t definiuje się wzorem:

$$(Hx)(\tau) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{x(t)}{t-\tau}dt \tag{7}$$

Przekształcenie to znalazło zastosowanie przy koncepcji tzw. drgania uogólnionego i możliwości reprezentacji sygnału rzeczywistego (dowolnego, podlegającego transformacji Hilberta) za pomocą tego drgania [9].

Sygnał analityczny $y(t)$ sygnału $x(t)$ można zapisać jako:

$$y(t) = x(t) + j\ (Hx)(t) \tag{8}$$

gdzie: $(Hx)(t)$ – transformata Hilberta sygnału $x(t)$.

Częścią rzeczywistą sygnału analitycznego jest sygnał pierwotny, a częścią urojoną transformata Hilberta tego sygnału. Sygnał analityczny może stanowić podstawę konstrukcji estymatora kąta przesunięcia fazowego [2, 9]. Przy założeniu, że badany sygnał $x(t)$ oraz jego transformata Hilberta $(Hx)(\tau)$ spełniają warunki istnienia ich transformat Fouriera, można zapisać, że:

$$F(Hx)(\omega) = -j\ sgn(\omega)\ (Fx)(\omega) \tag{9}$$

gdzie: $F(\ )$ oznacza transformatę Fouriera.

Dla

$$(Hx)(\omega) = \begin{Bmatrix} -j, dla\, 0 < \omega < \pi \\ j, dla -\pi < \omega < \pi \end{Bmatrix} \tag{10}$$

zależność (9) można zapisać jako:

$$F(Hx)(\omega) = \begin{Bmatrix} e^{-j\pi/2}\ (Fx)(\omega), dla\ \omega \geq 0 \\ e^{j\pi/2}\ (Fx)(\omega), dla\ \omega < 0 \end{Bmatrix} \tag{11}$$

Z (11) wynika, że transformata Hilberta może być interpretowana jako przejście sygnału przez filtr, który nie zmienia amplitudy sygnału, lecz przesuwa fazy poszczególnych składowych częstotliwościowych. Dodatnie częstotliwości zostają przesunięte o kąt –90°, a ujemne o kąt 90°. Filtr taki nazywa się transformatorem Hilberta lub filtrem kwadraturowym [9].

Jeżeli dane sygnały wejściowe $x_1(t)$ i $x_2(t)$ wyrażone są równaniami (12) oraz (13):

$$x_1(t) = A_{x1} \sin(\omega_c t + \varphi_1) \tag{12}$$

$$x_2(t) = A_{x2} \sin(\omega_c t + \varphi_2) \tag{13}$$

sygnały $(Hx_1)(t)$ i $(Hx_2)(t)$ będą odpowiedziami transformatora Hilberta na zadane wymuszenia i będą miały postać:

$$(Hx_1)(t) = A_{x1} \sin\left(\omega_c t + \varphi_1 - \frac{\pi}{2}\right) = -A_{x1} \cos(\omega_c t + \varphi_1) \tag{14}$$

$$(Hx_2)(t) = A_{x2} \sin\left(\omega_c t + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right) = -A_{x2} \cos(\omega_c t + \varphi_2) \tag{15}$$

Sygnały analityczne odpowiadające tym sygnałom będą następujące:

$$y_1(t) = x_1(t) + j\ (H_{x1})(t) = A_{x1}[\boldsymbol{sin}(\omega_c t + \varphi_1) - j cos(\omega_c t + \varphi_1)] \tag{16}$$

$$y_2(t) = x_2(t) + j\ (H_{x2})(t) = A_{x2}[\boldsymbol{sin}(\omega_c t + \varphi_2) - j cos(\omega_c t + \varphi_2)] \tag{17}$$

Poszukiwany kąt przesunięcia fazowego $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ pomiędzy dwoma analizowanymi sygnałami może zostać wyznaczony za pomocą równania:

$$\varphi = arctan \frac{\Im\left[y_1^*(t)\ y_2(t)\right]}{\Re\left[y_1^*(t)\ y_2(t)\right]} = arctan \frac{\boldsymbol{sin}(\varphi_2 - \varphi_1)}{\boldsymbol{cos}(\varphi_2 - \varphi_1)} \tag{18}$$

Złożoność obliczeniowa algorytmu opisanego zależnością (18) jest znacznie mniejsza od złożoności obliczeniowej algorytmów wykorzystujących metody transformacji Fouriera [2].

2.3. Algorytm wykorzystujący detekcję przejść przez zero

Metoda estymacji kąta przesunięcia fazowego, wykorzystująca pomiar czasu pomiędzy charakterystycznymi punktami przebiegów okresowych o tej samej częstotliwości jest stosunkowo nieskomplikowana i powszechnie znana, jednak cechuje ją przeciętna dokładność [2, 7].

Punktami charakterystycznymi sygnałów są zazwyczaj punkty przejścia przez zero lub rzadziej inne punkty charakterystyczne (np. ekstrema lub przejścia przez zdefiniowany poziom różny od zera). Z tego względu metoda ta nie sprawdza się w przypadku sygnałów, w których ujawniają się składowe wyższych harmonicznych lub inne zakłócenia o charakterze nieokresowym.

W przypadku, gdy w sygnale ujawniają się wyższe harmoniczne, konieczne jest zastosowanie we wstępnej fazie przetwarzania sygnałów filtrów dolnoprzepustowych. Ponadto, w tradycyjnych, najprostszych rozwiązaniach, ocena kąta przesunięcia fazowego jest dostępna nie częściej niż dwa razy na okres sygnału.

Aby estymować kąt przesunięcia fazowego metodą detekcji przejść przez zero, potrzeba przyrządu pomiarowego, posiadającego dwa kanały wejściowe, zapewniające synchroniczne próbkowanie dwóch badanych sygnałów. Kąt przesunięcia fazowego można wyznaczyć poprzez określenie okresu (częstotliwości) sygnałów wejściowych oraz odległości czasowej między punktami przejść przez zero zboczy tych sygnałów o tym samym znaku pochodnej. Warunkiem koniecznym jest zapewnienie częstotliwości próbkowania, zgodnej z twierdzeniem o próbkowaniu.

Spełnienie twierdzenia o próbkowaniu, sprowadza się do pobierania próbek dostatecznie gęsto tak, aby możliwym było wyznaczenie wartości sygnału między punktami próbkowania z pełną dokładnością. Oznacza to, że częstotliwość próbkowania powinna być co najmniej dwukrotnie większa od maksymalnej częstotliwości widma sygnału próbkowanego [9].

Próbkowanie prowadzi jednak zawsze do pewnej nieciągłości sygnałów, co powoduje pojawienie się błędów przy określaniu momentów przejść badanych sygnałów przez poziom zerowy. Wysokie częstotliwości próbkowania zmniejszają te niedokładności, kosztem czasu potrzebnego do wykonania procesów obliczeniowych. Jeżeli czas przetwarzania sygnałów odgrywa w procesie znaczącą rolę, stosuje się model liniowej aproksymacji sygnału dyskretnego. W każdym z sygnałów wyszukuje się dwóch próbek, których wartości mają znaki przeciwne. Przez te dwa punkty przeprowadza się prostą i określa się czas przejścia tej prostej przez zero. Wynik aproksymacji obarczony jest błędami, wynikającymi z: ograniczonej rozdzielczości przetwornika A/C, występowania zakłóceń w badanych przebiegach oraz odległości pomiędzy próbkami sygnałów [2, 9].

Metodą alternatywną pomiaru przesunięcia fazowego pomiędzy dwoma sygnałami przy użyciu tradycyjnej metody przejścia sygnału przez zero może być metoda polegająca na zmierzeniu czasu antykoincydencji (rozbieżności czasowej) polaryzacji badanych sygnałów. W tym celu wyznacza się przedział czasu, w którym sygnały przyjmują przeciwne wartości znaków. Dla sygnałów dyskretnych czas antykoincydencji wyznacza liczba próbek n_φ przeciwnego znaku w przedziale będącym całkowitą wielokrotnością połówki okresu podstawowego T_1. Pomiaru kąta przesunięcia fazowego tą metodą można dokonać z dokładnością do przesunięcia fazowego między dwoma sąsiednimi próbkami [4].

2.4. Algorytm wykorzystujący demodulację kąta fazowego

Algorytm wykorzystuje techniki demodulacji – sygnały pomiarowe są przemnażane przez funkcje sinus oraz cosinus przy wykorzystaniu układów cyfrowych. Sygnały iloczynowe uzyskane podczas tej operacji są następnie filtrowane przy pomocy filtrów dolnoprzepustowych. Proces filtracji nie powinien oddziaływać na zmianę kąta fazowego sygnału. Wykorzystywane filtry powinny zapewniać liniową charakterystykę fazową, gwarantującą stałe opóźnienie nawet w stanach przejściowych. W celu uzyskania dostatecznego tłumienia pasma zaporowego stosowane filtry muszą charakteryzować się wysokim rzędem, co przekłada się na wydłużony czas obliczeń. Na podstawie obu odfiltrowanych sygnałów tworzony jest sygnał zespolony. Chwilowy kąt fazowy sygnału zespolonego jest identyczny z chwilowym kątem fazowym sygnału pomiarowego [1].

Analizowanym sygnałem jest sygnał dyskretny postaci:

$$x(n) = A_x \cos\left[\frac{2\pi f_c n}{f_s} + \varphi_x(n)\right] + \varepsilon(n) \tag{19}$$

gdzie: A_x – amplituda sygnału, f_c – częstotliwość sygnału, f_s – częstotliwość próbkowania, $\varphi_x(n)$ – kąt fazowy sygnału, $\varepsilon(n)$ – zakłócenia addytywne.

Na podstawie sygnału (19) tworzy się dwa sygnały pomocnicze:

$$y_1(n) = x(n) \cos\left(\frac{2\pi f_c n}{f_s}\right) \tag{20}$$

$$y_2(n) = -x(n) \sin\left(\frac{2\pi f_c n}{f_s}\right) \tag{21}$$

Po podstawieniu wzoru (19) do (20) oraz (21) otrzymuje się zależności:

$$y_1(n) = \frac{A_x}{2}\left\{\cos[\varphi_x(n)] + \cos\left[\frac{4\pi f_c n}{f_s} + \varphi_x(n)\right]\right\} + \varepsilon(n) \cos\left(\frac{2\pi f_c n}{f_s}\right) \tag{22}$$

$$y_2(n) = \frac{A_x}{2}\left\{\sin[\varphi_x(n)] - \sin\left[\frac{4\pi f_c n}{f_s} + \varphi_x(n)\right]\right\} - \varepsilon(n) \sin\left(\frac{2\pi f_c n}{f_s}\right) \tag{23}$$

Informacja o poszukiwanym kącie fazowym $\varphi_x(n)$ zawarta jest w dwóch składnikach sygnałów opisanych równaniami (22) oraz (23). Pierwszy składnik jest stały lub wolnozmienny, drugi zmienia się wraz z częstotliwością sygnału f_c. Zastosowanie filtrów dolnoprzepustowych pozwala na eliminację składników szybkozmiennych. Po poprawnej filtracji na wyjściu z filtra dolnoprzepustowego otrzymuje się sygnały:

$$y_1(n)=\frac{A_x}{2}\cos[\varphi_x(n)]+\varepsilon_1(n) \tag{24}$$

$$y_2(n)=\frac{A_x}{2}\sin[\varphi_x(n)]+\varepsilon_2(n) \tag{25}$$

gdzie: $\varepsilon_1(n)$, $\varepsilon_2(n)$ – nieodfiltrowane zakłócenia oraz niecałkowicie stłumione składniki sygnałów o częstotliwości $2f_c$.
Na podstawie sygnału (24) oraz (25) można utworzyć sygnał zespolony postaci:

$$z(n)=y_1(n)+jy_2(n) \tag{26}$$

Ostatecznie estymator kąta fazowego opisany będzie zależnością:

$$\hat{\varphi}_x(n)=\arctan\frac{y_2(n)}{y_1(n)} \quad \varphi_x(n)+\varphi_\varepsilon(n) \tag{27}$$

W przypadku analizy kąta przesunięcia fazowego pomiędzy dwoma sygnałami $x_1(n)$ oraz $x_2(n)$, estymator kąta przesunięcia fazowego przyjmuje wtedy postać:

$$\hat{\varphi}(n)=\hat{\varphi}_{x2}(n)-\hat{\varphi}_{x1}(n)=\arctan\frac{y_2^2(n)}{y_1^2(n)}-\arctan\frac{y_2^1(n)}{y_1^1(n)} \tag{28}$$

gdzie: $y_1^1, y_1^2, y_2^1, y_2^2$ – sygnały wyjściowe filtrów, odpowiadające obu analizowanym sygnałom [2].

4. WNIOSKI

Dobór odpowiedniego algorytmu pomiaru przesunięcia fazowego, jako jednej w wielkości kryterialnych, jest niezwykle istotny z punktu widzenia elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej, a sposób jego implementacji dobrze przemyślany na etapie projektowania zabezpieczenia i dostosowany do warunków, w jakich będzie ono eksploatowane.

W części pierwszej artykułu omówiono algorytmy wykorzystywane do pomiaru przesunięcia fazowego pomiędzy dwoma sygnałami. Dokonano teoretycznej analizy algorytmów pomiarowych wykorzystujących przekształcenia: Fouriera, Hilberta oraz bazujących na metodach: detekcji przejścia sygnałów przez zero oraz demodulacji kąta fazowego oraz przedstawiono ich wady i zalety. W drugiej części zaprezentowana zostanie ich implementacja w środowisku SciLab oraz porównanie otrzymanych na drodze symulacji wyników.

LITERATURA

[1] Djuric P. M., Begovic M. M., Doroslovacki M., Instantaneous phase tracking in power networks by demodulation, 9th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1992.
[2] Gajda J., Sroka R., Pomiary kąta fazowego – metody – układy – algorytmy, Wydawnictwo AGH, Kraków 2000.
[3] Korniluk W., Woliński K., Elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa, Wydawnictwo Politechniki Białostockiej, Białystok 2012.
[4] Musierowicz K. Staszak B., Technologie informatyczne w elektroenergetyce, część 1. – przetwarzanie sygnałów, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2010.
[5] Szabatin J., Podstawy teorii sygnałów, WKŁ, Warszawa 2000.
[6] Szafran J., Wiszniewski A, Algorytmy pomiarowe i decyzyjne cyfrowej automatyki elektroenergetycznej, WNT, Warszawa 2001.
[7] Wall R. W., Simple methods for detecting zero crossing, 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003.
[8] Winkler W, Wiszniewski A., Automatyka zabezpieczeniowa w systemach elektroenergetycznych, WNT, Warszawa 2004.
[9] Xiao Y., Yuan H., FPGA realization of reactive power measurement system based on phase shift, 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2012.
[10] Zacniewski A., Analiza porównawcza wybranych transformat w kontekście zobrazowania zaszumionego sygnału harmonicznego, Biuletyn WAT, Nr LXIV, 2015.
[11] Żydanowicz J., Elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa t. 1–3, WNT, Warszawa 1985.

PHASE SHIFT MEASUREMENT ALGORITHMS IN ELECTRIC POWER PROTECION SYSTEMS, PART I

This article discusses and compares algorithms for the phase shift measurement between the two signals and used in the electric power protection systems. The selected algorithms were theoretically analysed: two using Fourier and Hilbert transformations, based on signal zero crossing detection and demodulation of the phase angle. The details of implementation in Scilab scientific environment were shown and their behavior under various operating parameters compared. The test signals were specified and later used in algorithms evaluation. Part one of the article refers to theoretical description of the implemented measurement algorithms.

(Received: 30. 01. 2017, revised: 14. 02. 2017)