ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 165 Nr kol. 1412

Adam CICHY
Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej
Politechnika Śląska

POMIAR PRZESUNIĘCIA FAZOWEGO SYGNAŁÓW SINUSOIDALNYCH O CZĘSTOTLIWOŚCIACH INFRANISKICH (10^{-3}–10) Hz

Streszczenie. W artykule przedstawiono dwie metody umożliwiające pomiar przesunięcia fazowego sygnałów sinusoidalnych w czasie krótszym od ich okresu. Układy przeznaczone są do pracy w paśmie częstotliwości infraniskich (10^{-3}–10)Hz. Przedstawiono wyniki oceny podstawowych parametrów metrologicznych oraz wyniki badań zrealizowanych modeli fizycznych omawianych układów.

A PHASE-SHIFT MEASUREMENT IN INFRA-LOW FREQUENCY RANGE (10^{-3}÷10) Hz

Summary. Two fast phase-shift measurement methods in infra-low frequency range have been given in this paper. Results of theoretical analysis and simulations have been given too.

1.WPROWADZENIE

Przez pojęcie częstotliwości infraniskich (inframałych, podakustycznych) rozumie się w literaturze sygnały o częstotliwościach mniejszych niż 20 Hz. Często jako górną granicę wspomnianego pasma przyjmuje się 10 Hz, traktując tę wartość jako rząd wielkości. Jako dolną granicę przyjmuje się zazwyczaj częstotliwości rzędu 10^{-3}Hz. Sygnały o częstotliwościach infraniskich znajdują zastosowanie przede wszystkim w badaniach dielektryków (przy diagnozowaniu materiałów elektroizolacyjnych), w badaniach mechanicznych, w badaniach szumów typu 1/f oraz sejsmologii.

W metodach pomiarowych stosowanych w paśmie częstotliwości infraniskich (a szczególnie w metodach stosowanych do diagnozowania materiałów elektroizolacyjnych) wymagany jest pomiar przesunięcia fazowego sygnałów pomiarowych. Podstawową niedogodnością występującą podczas pomiarów przesunięcia fazowego przy infraniskich częstotliwościach jest nadmiernie długi czas pomiaru (rozumiany jako czas od chwili rozpoczęcia procedury pomiarowej do chwili uzyskania wyniku pomiaru), który jest na ogół pewną wielokrotnością okresu badanych przebiegów, a zatem np. przy częstotliwości rzędu 10^{-3}Hz czas pomiaru może wynosić nawet kilka godzin. Nadmiernie długi czas pomiaru jest z wielu powodów niekorzystny, zatem niezbędne jest opracowanie metod pomiarowych umożliwiających skrócenie czasu pomiaru przesunięcia fazowego znacznie poniżej jednego okresu badanych przebiegów. W artykule ograniczono się do metod pomiaru przesunięcia fazowego sygnałów sinusoidalnych. Sygnały takie, jako sygnały standardowe, stosowane są w paśmie częstotliwości infraniskich do diagnostycznych badań obiektów, np. w badaniach dielektryków, badaniach mechanicznych lub przy pomiarach szumów typu 1/f.

Metody pomiaru przesunięcia fazowego opisywane w literaturze [1],[2],[3] wymagają na ogół czasu pomiaru równego co najmniej jednemu okresowi badanych przebiegów. Zastosowanie pewnych metod pomiarowych (np. przetworników elektromechanicznych) w paśmie częstotliwości infraniskich (10^{-3}–10)Hz jest całkowicie niemożliwe. Inne metody pomiarowe są we wspomnianym paśmie częstotliwości nieprzydatne, gdyż czas pomiaru może sięgać znacznej wielokrotności okresu badanych sygnałów. Metody algorytmiczne, przedstawione m. in. w pracy [4] umożliwiają skrócenie czasu pomiaru kąta przesunięcia fazowego, nie zostały jednak przebadane w paśmie częstotliwości infraniskich.

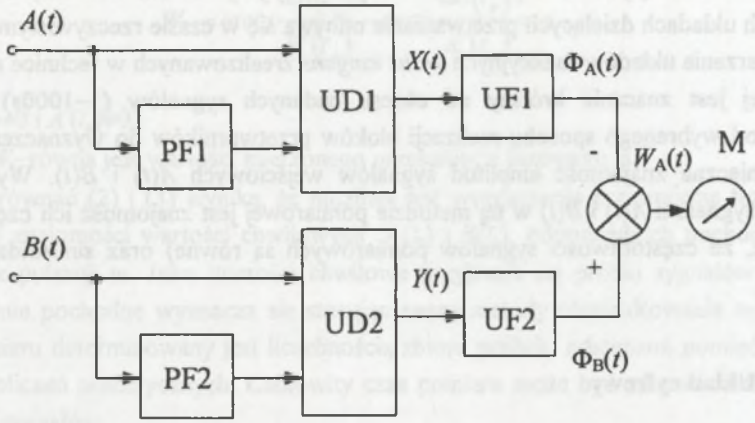
W dalszej części pracy przedstawione zostaną koncepcje proponowanych rozwiązań układów pomiarowych, umożliwiających skrócenie czasu pomiaru poniżej jednego okresu badanych przebiegów o częstotliwościach infraniskich.

2. PROPONOWANE UKŁADY DO POMIARU PRZESUNIĘCIA FAZOWEGO SYGNAŁÓW SINUSOIDALNYCH O CZĘSTOTLIWOŚCIACH INFRANISKICH

Przedstawione układy pomiarowe nazywane będą w dalszej części artykułu szybkimi układami do pomiaru przesunięcia fazowego.

2.1. Układ analogowy

Na rys.1 przedstawiono schemat blokowy układu pomiarowego realizującego analogową metodę pomiaru przesunięcia fazowego.



Rys.1. Schemat blokowy analogowego układu do pomiaru przesunięcia fazowego
Fig.1. A block diagram of analog circuit for phase-shift measurement

$A(t)=A_m\sin\omega t$ - pierwszy sygnał wejściowy układu o amplitudzie A_m, pulsacji ω, traktowany jako sygnał odniesienia o zerowym kącie fazowym w chwili $t=0$,

$B(t)=B_m\sin(\omega t+\varphi)$- drugi sygnał wejściowy układu o amplitudzie B_m, pulsacji ω, przesunięty w fazie względem przebiegu $A(t)$ o kąt fazowy φ,

PF1, PF2 - przesuwniki fazowe o przesunięciu kątowym $\pi/2$ dla pulsacji ω,

UD1, UD2 - układy realizujące operację dzielenia,

UF1, UF2 - układy funkcyjne realizujące funkcję *arcus tangens*,

W_A - sygnał wyjściowy układu podlegający detekcji w mierniku wyjściowym M.

Równanie przetwarzania układu z rys.1 ma postać

$$W_A = k\cdot \mathrm{arctg}\frac{B_m\sin(\omega t+\varphi)}{B_m\cos(\omega t+\varphi)} - k\cdot \mathrm{arctg}\frac{A_m\sin(\omega t)}{A_m\cos(\omega t)} = k\cdot\varphi. \quad (1)$$

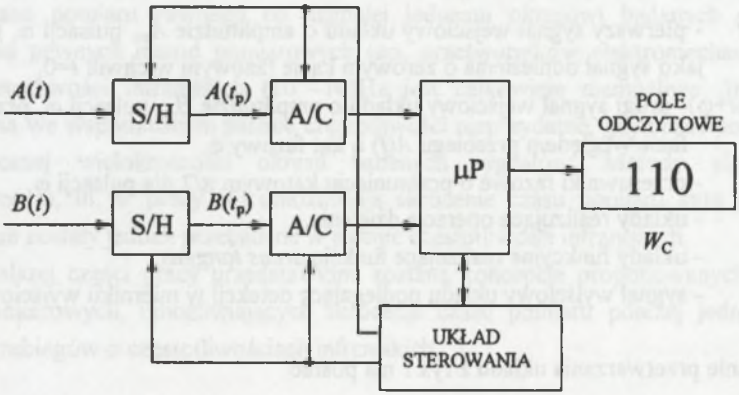
Sygnał W_A jest wprost proporcjonalny do mierzonego kąta przesunięcia fazowego φ pomiędzy badanymi sygnałami sinusoidalnymi $A(t)$ i $B(t)$.

W proponowanej metodzie pomiarowej czas pomiaru zależy przede wszystkim od sposobu działania i szybkości przesuwników fazowych PF1 i PF2 oraz układów dzielących UD1, UD2 i układów funkcyjnych UF1 i UF2. Cyfrowe układy przesuwników fazowych (realizowane jako układy opóźniające) charakteryzują się czasem odpowiedzi na zmianę sygnałów pomiarowych równym ¼ okresu badanych sygnałów Analogowe rozwiązania przesuwników fazowych (wykorzystujące wzmacniacze operacyjne i filtry RC) charakteryzują się czasem odpowiedzi rzędu 0,8–1,5 okresu badanych sygnałów. W typowych cyfrowych

przetwornikach dzielących czas przetwarzania jest mniejszy od ok. 200 ms, natomiast w analogowych układach dzielących przetwarzanie odbywa się w czasie rzeczywistym. Podobnie czas przetwarzania układów funkcyjnych *arcus tangens* zrealizowanych w technice analogowej lub cyfrowej jest znacznie krótszy od okresu badanych sygnałów (1–1000s). Ponadto, niezależnie od wybranego sposobu realizacji bloków przetworników do wyznaczenia wyniku nie jest konieczna znajomość amplitud sygnałów wejściowych $A(t)$ i $B(t)$. Wymaganiami stawianymi sygnałom $A(t)$ i $B(t)$ w tej metodzie pomiarowej jest znajomość ich częstotliwości (zakłada się, że częstotliwości sygnałów pomiarowych są równe) oraz sinusoidalny kształt przebiegów.

2.2. Układ cyfrowy

Na rys.2 przedstawiono schemat blokowy cyfrowego układu do pomiaru przesunięcia fazowego.



Rys.2. Schemat blokowy cyfrowego układu do pomiaru przesunięcia fazowego
Fig.2. A block diagram of digital circuit for phase-shift measurement

Wartość W_C wyświetlana na polu odczytowym obliczana jest z następującej zależności:

$$W_C = \operatorname{arcctg}\frac{B'(t_p)}{\omega B(t_p)} - \operatorname{arcctg}\frac{A'(t_p)}{\omega A(t_p)} = \varphi, \tag{2}$$

o ile $B(t_p)\neq 0$ i $A(t_p)\neq 0$ lub

$$W_C = \operatorname{arctg}\frac{\omega B(t_p)}{B'(t_p)} - \operatorname{arctg}\frac{\omega A(t_p)}{A'(t_p)} = \varphi, \tag{3}$$

o ile $B'(t_p)\neq 0$ i $A'(t_p)\neq 0$.

Wartość W_C równa jest wartości mierzonego przesunięcia fazowego φ.

Z równań (2) i (3) wynika, że możliwe jest wyznaczenie przesunięcia fazowego φ na podstawie znajomości wartości chwilowych $A(t_p)$ i $B(t_p)$, odpowiednich pochodnych $A'(t_p)$ i $B'(t_p)$ oraz pulsacji ω. Jako wartości chwilowe przyjmuje się próbki sygnałów w chwili t_p, odpowiednie pochodne wyznacza się stosując znane metody różniczkowania numerycznego. Czas pomiaru determinowany jest liczebnością zbioru próbek, odstępami pomiędzy nimi oraz czasem obliczeń numerycznych. Całkowity czas pomiaru może być zatem krótszy od okresu badanych sygnałów.

3. ANALIZA PODSTAWOWYCH WŁAŚCIWOŚCI METROLOGICZNYCH PROPONOWANYCH UKŁADÓW

3.1. Ocena dokładności pomiaru

Podstawowymi źródłami błędów analogowego układu do pomiaru przesunięcia fazowego są właściwości przesuwników fazowych, układów dzielących, bloków realizujących funkcję *arcus tangens* oraz węzła sumacyjnego. Jako podstawę do oszacowania niepewności pomiaru przyjęto równanie przetwarzania układu analogowego (1). Po uwzględnieniu nieidealności wspomnianych bloków układu analogowego równanie (1) można zapisać następująco:

$$W_A = k \cdot \operatorname{arctg}\left[c\frac{\sin(\omega t + \varphi)}{\sin(\omega t + \varphi + \theta)}\right] - k \cdot \operatorname{arctg}\left[c\frac{\sin \omega t}{\sin(\omega t + \theta)}\right], \tag{4}$$

gdzie: W_A - sygnał wyjściowy podlegający detekcji;

θ - przesunięcie fazowe wnoszone przez przesuwniki fazowe (w przypadku idealnym równe $\pi/2$);

c - stosunek amplitud sygnału wejściowego i wyjściowego przesuwnika (w przypadku idealnym równy 1).

Bezwzględną niepewność sygnału W_A można obliczyć z następującej zależności:

$$\pm\Delta W_A \approx \pm\sqrt{\left[\left|\frac{\partial W_A}{\partial k}\right|\cdot\Delta k\right]^2+\left[\left|\frac{\partial W_A}{\partial c}\right|\cdot\Delta c\right]^2+\left[\left|\frac{\partial W_A}{\partial \theta}\right|\Delta\theta\right]^2+\left[\left|\frac{\partial W_A}{\partial \operatorname{arctg}[\Phi_A]}\right|\Delta\operatorname{arctg}[\Phi_A]\right]^2+\left[\left|\frac{\partial W_A}{\partial \operatorname{arctg}[\Phi_B]}\right|\Delta\operatorname{arctg}[\Phi_B]\right]^2}, \quad (5)$$

gdzie: Δk - bezwzględna niepewność stałej przetwarzania k;

$\Delta\omega$ - bezwzględna niepewność pulsacji ω;

Δc - bezwzględna niepewność stosunku amplitud sygnałów na wejściach „licznik" i „mianownik" układów dzielących;

$\Delta\theta$ - bezwzględna niepewność kąta przesunięcia fazowego wnoszonego przez przesuwnik fazowy;

$\Delta\operatorname{arctg}(\Phi_A)$, $\Delta\operatorname{arctg}(\Phi_B)$ - bezwzględne niepewności układów realizujących funkcję *arcus tangens*.

Ostatecznie bezwzględną niepewność pomiaru przesunięcia fazowego omawianą metodą określa równanie:

$$\pm\Delta\varphi = \pm\frac{1}{k}\cdot\Delta W_A = \pm\sqrt{(\varphi\cdot\delta k)^2+(\Delta c)^2+(\Delta\theta)^2+2(\Delta\operatorname{arctg}(\Phi))^2}, \quad (6)$$

gdzie: $\pm\delta k = \pm\frac{\Delta k}{k}$ - względna niepewność stałej przetwarzania k.

Rozważana niepewność pomiaru w omawianej metodzie pomiarowej zależy zatem przede wszystkim od niepewności poszczególnych składników równania przetwarzania (4). Przesuwniki fazowe PF1 oraz PF2 (por. rys.1) wnoszą niepewności amplitudowe (ich wzmocnienie statyczne jest różne od jedności), a także niepewność kątową, tj. przesunięcie fazowe sygnału wyjściowego w stosunku do sygnału wejściowego nie jest równe $\pi/2$. Wspomniane niepewności amplitudowe przesuwników fazowych jak i niepewności układów realizujących operację dzielenia mają wpływ na niepewność stosunku amplitud sygnałów „licznik" i „mianownik" układu dzielącego. Niepewność stałej przetwarzania k jest spowodowana niejednakowym, różnym od założonego wzmocnieniem każdego z dwóch identycznych torów przetwarzania. Za niepewność wyznaczenia funkcji *arcus tangens* odpowiedzialne są układy funkcyjne UF1 oraz UF2.

W celu określenia błędów układu cyfrowego do dalszych rozważań przyjęto równanie (2). Bezwzględną niepewność wyznaczenia wartości W_C (równą niepewności wyznaczenia przesunięcia fazowego φ) według równania (2) można opisać zależnością:

$$\pm\Delta W_C = \pm\sqrt{\left(\left|\frac{\partial W_C}{\partial\omega}\right|\Delta\omega\right)^2+\left(\left|\frac{\partial W_C}{\partial A(t_p)}\right|\Delta A(t_p)\right)^2+\left(\left|\frac{\partial W_C}{\partial A'(t_p)}\right|\Delta A'(t_p)\right)^2+\left(\left|\frac{\partial W_C}{\partial B(t_p)}\right|\Delta B(t_p)\right)^2+\left(\left|\frac{\partial W_C}{\partial B'(t_p)}\right|\Delta B'(t_p)\right)^2}, \quad (7)$$

gdzie:

$\Delta\omega$ - bezwzględna niepewność pulsacji ω,

$\Delta A(t_p)$ - bezwzględna niepewność wyznaczenia wartości chwilowej sygnału $A(t)$ w chwili t_p,

$\Delta A'(t_p)$ - bezwzględna niepewność wyznaczenia pochodnej sygnału $A(t)$ w chwili t_p,

$\Delta B(t_p)$ - bezwzględna niepewność wyznaczenia wartości chwilowej sygnału $B(t)$ w chwili t_p,

$\Delta B'(t_p)$ - bezwzględna niepewność wyznaczenia pochodnej sygnału $B(t)$ w chwili t_p.

Ostatecznie bezwzględną niepewność pomiaru przesunięcia fazowego omawianą metodą określa równanie

$$\pm\Delta\varphi \approx \pm\frac{1}{2}\sqrt{2\delta^2\omega+\delta^2 A(t_p)+\delta^2 B(t_p)+\delta^2 A'(t_p)+\delta^2 B'(t_p)}. \tag{8}$$

Z równania (8) wynika, że bezwzględna niepewność pomiaru przesunięcia w omawianym układzie cyfrowym z rys.2 zależy od względnych niepewności poszczególnych składników ($\delta\omega$, $\delta A(t_p)$, $\delta A'(t_p)$, $\delta B(t_p)$, $\delta B'(t_p)$), jak również od wyboru chwili próbkowania t_p. Niepewności wyznaczenia wartości chwilowych sygnałów $A(t_p)$ i $B(t_p)$ wynikają z właściwości układów próbkująco - pamiętających oraz przetworników A/C. Na niepewność wyznaczenia pochodnych $A'(t_p)$ i $B'(t_p)$ ma wpływ przede wszystkim zastosowany algorytm różniczkowania numerycznego oraz niepewności określenia wartości chwilowych, będących danymi wejściowymi algorytmu. Niepewność pulsacji jest znacznie mniejsza od pozostałych niepewności cząstkowych (badane przebiegi o częstotliwościach infraniskich pochodzą zwykle z generatorów laboratoryjnych o częstotliwości znanej z dużą dokładnością) i może być w obliczeniach pominięta.

Równania przetwarzania przedstawionych układów wyprowadzane były przy założeniach, że sygnały pomiarowe są idealnymi sygnałami sinusoidalnymi, przesunięcie fazowe nie zmienia się w trakcie pomiaru oraz znana jest częstotliwość sygnałów pomiarowych. Z badań przedstawionych w literaturze wynika, że wartości współczynników zawartości harmonicznych h nawet w generatorach laboratoryjnych mogą sięgać 1%; również należy liczyć się z występowaniem składowej stałej. W takim przypadku pierwsze założenie nie będzie spełnione idealnie. Natomiast spełnienie dwóch ostatnich założeń jest stosunkowo łatwe. W rozważanych układach pomiarowych błąd spowodowany wpływem składowej stałej (sięgającej 10% amplitudy pierwszej harmonicznej) ma wartość kilkunastu stopni kątowych, natomiast błąd spowodowany obecnością harmonicznych (przy współczynniku zawartości harmonicznych h=1%) ma wartość rzędu 1 stopnia kątowego. Wynika stąd, że w omawianych układach pomiarowych przy zastosowaniu typowych generatorów sinusoidalnych należy liczyć się z silniejszym wpływem składowej stałej niż wpływem wyższych harmonicznych. Zmniejszanie tych wpływów polega przede wszystkim na stosowaniu wysokiej jakości generatorów, o znikomych udziałach harmonicznych i składowej stałej. Wymagania takie w

przypadku sygnałów o infraniskiej częstotliwości nie są jednak łatwe do spełnienia, a zwłaszcza wymaganie znikomo małego udziału składowej stałej. Dlatego w celu zmniejszenia błędów spowodowanych składową stałą należy dodatkowo stosować bieżącą ich korekcję. Taka korekcja wymaga odpowiedniej, bieżącej kontroli składowej stałej.

W omawianych układach pomiarowych można ponadto rozpatrywać inne źródła błędów (np. wpływ temperatury, zewnętrznych pól elektrycznych i magnetycznych), przy czym dają się one określić jedynie dla konkretnych realizacji układowych. Wpływy te można sprowadzić na ogół znanymi sposobami do wartości pomijalnie małych w porównaniu z błędami spowodowanymi odkształceniami sygnałów pomiarowych.

3.2. Czułość układów

Czułość bezwzględną analogowego układu pomiarowego S_{UA} (bez miernika wyjściowego) opisuje równanie:

$$S_{UA} = \frac{dW_A}{d\varphi} = \frac{d\left\{k \cdot \operatorname{arc\,tg}\left[\operatorname{tg}(\omega t + \varphi)\right] - k \cdot \operatorname{arc\,tg}\left[\operatorname{tg}(\omega t)\right]\right\}}{d\varphi} = k\frac{d(\omega t + \varphi - \omega t)}{d\varphi} = k. \quad (9)$$

Z równania (9) wynika, że czułość bezwzględna S_{UA} omawianego układu jest stała i równa stałej przetwarzania układu k, a zatem równanie na bezwzględną czułość układu (z miernikiem wyjściowym) ma postać:

$$S_A = k \cdot S_d. \quad (10)$$

Bezwzględna czułość układu analogowego z rys. 1 zależy wprost proporcjonalnie od czułości S_d zastosowanego miernika wyjściowego.

Czułość bezwzględna S_C układu cyfrowego jest stała i równa jedności.

3.3. Czas pomiaru

Przez pojęcie czasu pomiaru w artykule rozumie się czas od chwili rozpoczęcia procedury pomiarowej aż do chwili uzyskania wyniku pomiaru (przypomnijmy, że czas pomiaru w znanych układach do pomiaru przesunięcia fazowego stanowi na ogół pewną wielokrotność okresu badanych sygnałów).

W układach pomiarowych, w których dokonuje się wielokrotnego pomiaru przesunięcia fazowego (np. układy quasi-zrównoważone, niektóre komparatory immitancji) w paśmie infraniskich częstotliwości 10^{-3}-10 Hz, istotny jest nie tylko czas pojedynczego pomiaru przesunięcia fazowego, ale również czas odpowiedzi układu fazomierza na skokową zmianę

parametrów sygnałów pomiarowych (amplitudy, częstotliwości i fazy), tzn. czas związany z dynamiką układu pomiarowego. Skokowa zmiana parametrów sygnału pomiarowego może być spowodowana zmianą sygnału zasilającego obiekt badany - wówczas o czasie ustalenia się wyniku pomiaru zadecydują przede wszystkim właściwości dynamiczne badanego obiektu. Zmiany parametrów sygnałów pomiarowych występują również po zmianie nastaw układu pomiarowego.

Czas pomiaru układu analogowego, jak wspomniano wcześniej, zależy przede wszystkim od sposobu realizacji bloków przesuwników fazowych oraz bloków funkcyjnych układu. W przypadku analogowej realizacji wymienionych bloków o czasie pomiaru decydują przede wszystkim właściwości jedynych członów dynamicznych układu, jakimi są przesuwniki fazowe PF1 i PF2. Pozostałe bloki układu - układy dzielące UD1 i UD2, układy funkcyjne UF1 i UF2 oraz węzeł sumacyjny, w zależności od sposobu realizacji, mogą być traktowane jako człony proporcjonalne (układy analogowe) lub śledzące (układy cyfrowe). O czasie odpowiedzi decydują również właściwości dynamiczne miernika wyjściowego M. W układzie pomiarowym zrealizowanym całkowicie w technice analogowej skrócenie czasu pomiaru zawiera się w granicach jednego okresu badanych sygnałów.

Całkowity czas pomiaru cyfrowego układu pomiarowego jest sumą czasu pobierania próbek niezbędnych do numerycznego wyznaczenia pochodnej w chwili pomiaru (zależnego m. in. od liczebności zbioru próbek) oraz czasu przetwarzania algorytmu numerycznego. Na czas pobierania pojedynczej próbki składa się czas próbkowania układu S/H oraz czas konwersji przetwornika A/C. We współczesnych rozwiązaniach układowych czas ten jest znikomo mały w stosunku do okresu rozważanych sygnałów o infraniskiej częstotliwości. Odstępy czasu pomiędzy kolejnymi próbkami i liczność zbioru próbek zależą od wybranego algorytmu różniczkowania numerycznego. Odstęp czasu pomiędzy kolejnymi próbkami powinien być dobrany odpowiednio do rozdzielczości przetwornika A/C i prędkości narastania sygnału pomiarowego. Czas przetwarzania algorytmu numerycznego w porównaniu do czasu pobierania próbek jest we współczesnych układach mikroprocesorowych pomijalnie mały. Odpowiedź ustalona pojawia się na wyjściu układu wtedy, gdy wszystkie próbki pochodzą z ustalonych sygnałów pomiarowych, zatem od chwili ustalenia się sygnałów pomiarowych do chwili uzyskania ustalonego wyniku pomiaru upływa czas równy czasowi potrzebnemu na pobranie niezbędnej ilości próbek.

4. WYNIKI BADAŃ ZREALIZOWANYCH UKŁADÓW POMIAROWYCH

Omawiane układy zostały zrealizowane i poddane weryfikacji praktycznej [5],[6],[7]. W zbudowanym układzie analogowym zastosowano wzmacniacze operacyjne typu OP07, stabilne termicznie rezystory oraz kondensatory styrofleksowe. Do budowy układów

dzielących i układów funkcyjnych zastosowano scalone układy funkcyjne Analog Devices AD639, umożliwiające jednoczesną realizację operacji dzielenia analogowego dwóch sygnałów oraz wyznaczenie wartości funkcji *arcus tangens* wspomnianego stosunku. Czułość układu jest równa stałej przetwarzania zrealizowanego układu, która wynosiła 10 mV/1°. Niepewność układu można oszacować na kilka (maksymalnie 10) stopni kątowych. Wartość taka jest porównywalna z niepewnością wielu znanych układów pomiarowych stosowanych w paśmie częstotliwości akustycznych i wyższych. Zwróćmy uwagę, że w paśmie częstotliwości infraniskich brakuje układów odniesienia - wzorców przesunięcia fazowego, jak również generatorów sygnałowych odpowiedniej jakości. Zrealizowany układ, całkowicie wykonany w technice analogowej, ze względu na swoje właściwości dynamiczne wymaga czasu pomiaru równego ok. jednemu okresowi badanych sygnałów. Wartość ta jest porównywalna z czasem pomiaru innych układów pomiarowych.

Zrealizowano również cyfrowy układ pomiarowy. Bloki przetworników analogowo-cyfrowych A/C oraz układów próbkująco - pamiętających S/H zrealizowano wykorzystując kartę PCL-812 PCLab Card. Karta wyposażona jest w układ 16-kanałowego multipleksera oraz 12-bitowy przetwornik A/C. Jako mikroprocesorowy blok sterowania i przetwarzania danych zastosowano komputer klasy PC. Jako algorytm różniczkowania numerycznego przyjęto zmodyfikowany algorytm Richardsona; oprogramowanie algorytmu zostało napisane w języku Pascal. Niepewność układu można oszacować na kilka stopni kątowych. Czas pomiaru układu jest w przybliżeniu równy 0,03 okresu badanych sygnałów.

Wyznaczone charakterystyki czułości układu analogowego potwierdzają przeprowadzone obliczenia teoretyczne. Maksymalne odchylenie od teoretycznie stałej charakterystyki czułości wyniosło ok. 20%, co spowodowane jest przede wszystkim pośrednią metodą wyznaczania czułości badanego układu.

W omawianych układach źródło błędów stanowią odkształcenia sygnałów pomiarowych oraz ich składowe stałe. W przypadku układu analogowego składowa stała jest przyczyną fluktuacji wyniku pomiarowego wskazywanego przez miernik wyjściowy. Wskazówka waha się wokół wartości ustalonej z amplitudą proporcjonalną do wartości składowej stałej. W badanym układzie składowa stała była źródłem niepewności rzędu kilku stopni kątowych.

5. PODSUMOWANIE

Rozwój nowych układów pomiarowych przeznaczonych do pracy w paśmie częstotliwości infraniskich napotyka wiele istotnych problemów. Jednym z nich jest nadmiernie długi czas pomiaru, utrudniający, a nawet uniemożliwiający praktyczne zastosowanie wspomnianych układów pomiarowych.

Układy do pomiaru przesunięcia fazowego w paśmie częstotliwości infraniskich przedstawione w pracy umożliwiają skrócenie czasu pomiaru do wartości znacznie mniejszych od jednego okresu badanych sygnałów sinusoidalnych. Dokonano analizy podstawowych właściwości metrologicznych omawianych układów, takich jak: niepewności pomiaru, czułość oraz czas pomiaru. Badania zrealizowanych układów pomiarowych potwierdziły przydatność proponowanych układów do pomiaru przesunięcia fazowego sygnałów sinusoidalnych o infraniskich częstotliwościach. Czas pomiaru zaproponowanego układu cyfrowego jest znacznie (co najmniej 30-krotnie) krótszy niż w rozwiązaniach znanych z literatury, natomiast w układzie analogowym niezbędne jest zastosowanie przesuwnika fazowego o odpowiednio małym czasie odpowiedzi. Na przykład zastosowanie cyfrowego przesuwnika fazowego pozwoli na czterokrotne skrócenie czasu pomiaru. Inne właściwości wspomnianych układów, takie jak niepewność pomiaru oraz odporność na odkształcenia sygnałów pomiarowych są zbliżone do właściwości innych układów do pomiaru przesunięcia fazowego znanych z literatury.

LITERATURA

1. Chwaleba A., Poniński M., Siedlecki A. - Metrologia elektryczna. WNT, Warszawa 1996
2. Marcyniuk A., Pasecki E., Pluciński M., Szadkowski B. - Podstawy metrologii elektrycznej. WNT, Warszawa 1984
3. Stabrowski M.M. - Miernictwo elektryczne. Cyfrowa technika pomiarowa. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1994
4. Gajda J., Szyper M., Zieliński T. i in. Pomiary w czasie rzeczywistym chwilowych wartości kąta fazowego z zastosowaniem szybkich realizacji transformat sygnałów. Pomiary, Automatyka i Kontrola nr 1, 1998
5. Cichy A. - Metody pomiaru przesunięcia fazowego przebiegów sinusoidalnych o częstotliwościach infraniskich. Materiały XXVII Międzyuczelnianej Konferencji Metrologów, Zielona Góra 1995
6. Cichy A - Pomiar przesunięcia fazowego sygnałów sinusoidalnych o infraniskich częstotliwościach z wykorzystaniem scalonych układów funkcyjnych. Materiały XXIX Międzyuczelnianej Konferencji Metrologów, Lublin - Nałęczów 1997
7. Cichy A. - Pomiar przesunięcia fazowego sygnałów sinusoidalnych o infraniskich częstotliwościach (10^{-3}–10)Hz. Praca doktorska. Instytut Metrologii I Automatyki Elektrotechnicznej Politechniki Śląskiej, Gliwice.

Wpłynęło do redakcji dnia 1 grudnia 1998 r.

Recenzent: Dr hab. inż. Janusz Gajda

Abstract

A phase-shift between two sinusoidal signals in insulation diagnosis circuits is often required. A special problem in these measurements in the infra-low frequencies range (10^{-3}÷10Hz) is too long measurement time. Fast phase-shift measurement methods have been proposed in this paper.

A block diagram of an analogue phase-shift meter has been presented on the Fig.1. The processing equation has been presented as (1). The W_A signal is proportional to the measured phase-shift φ between $A(t)$ and $B(t)$ signals. A block diagram of a digital phase-shift meter has been presented on the Fig.2. The processing equation has been presented as (2) or (3). The W_C value (which equals the measured phase-shift φ) is calculated basing on instantaneous values $A(t_p)$ and $B(t_p)$ and derivatives $A'(t_p)$ and $B'(t_p)$. The derivatives are calculated using numerical algorithms.

In a non-ideal case an equation (1) can be written as (4). An absolute uncertainty of the analogue circuit can be calculated according to (6) and an absolute uncertainty of the digital circuit can be calculated according (8) respectively. An absolute sensivity of the analogue circuit can be calculated according to (9) or (10). An absolute sensivity of the digital circuit is constant and equals 1.

An experimental verification of both circuits has been provided. The measurement time of the digital circuit is 30 times less than the signal period. The measurement time of the analogue circuit depends of used phase shifter and could be 4 times less than the signal period.