

Adam CICHY

Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej
Politechnika Śląska

ZASTOSOWANIE PROGRAMOWEGO PRZETWARZANIA SYGNAŁÓW W QUASI-ZRÓWNOWAŻONYCH UKŁADACH DO POMIARU SKŁADOWYCH IMMITANCJI

Streszczenie. W artykule przedstawiono ocenę możliwości zastosowania programowego przetwarzania sygnałów pomiarowych w quasi-zrównoważonych układach do pomiaru składowych immitancji. Przeanalizowano tor przetwarzania sygnałów, wskazano źródła błędów i niepewności.

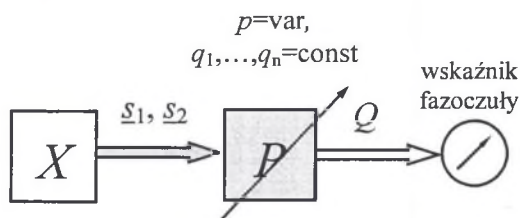
AN APPLICATION OF PROGRAMMED SIGNAL PROCESSING IN QUASI-BALANCED CIRCUITS FOR IMPITANCE COMPONENTS MEASUREMENT

Summary. A possibility of application of programmed signal processing in quasi-balanced circuits for immitance components measurement has been presented in this paper. Signals processing channels have been analyzed, sources of errors and uncertainty have been shown.

1. WPROWADZENIE

Pomiary składowych immitancji (impedancji bądź admitancji) skupionych, stacjonarnych dwójników pasywnych dokonywane są w układach pomiarowych realizujących metody, które ogólnie można zaliczyć do dwóch zasadniczych klas: klasy metod zerowych (zrównoważonych) oraz klasy metod wychyleniowych (niezerowych, niezrównoważonych, wychyłowych). Charakterystyczną cechą metod zerowych jest konieczność sprowadzenia układu pomiarowego do takiego stanu, w którym wybrany sygnał układu przyjmuje wartość zerową. Odpowiednie składowe immitancji wyznacza się wówczas na podstawie znanych parametrów układu – zarówno zmiennych, jak i stałych. Z kolei metody niezerowe pozwalają na wyznaczenie składowych immitancji na podstawie parametrów układu oraz wartości niezerowego sygnału lub sygnałów wyjściowych. Pomiary składowych immitancji mogą być wykonywane również innymi metodami, wymagającymi sprowadzenia układu pomiarowego (podobnie jak w układach zerowych) do wybranego stanu, który nie jest jednak stanem zerowym. Wspomniane metody noszą nazwę metod quasi-zerowych, a realizujące ją układy – układów quasi-zrównoważonych. Na rysunku 1 przedstawiono ogólny schemat blokowy

opisujący koncepcję quasi-zrównoważonego pomiaru składowych immitancji \underline{X} , której sygnały \underline{s}_1 oraz \underline{s}_2 (reprezentujące zamiennie prąd i napięcie badanej immitancji) przetwarzane są w liniowym przetworniku P .



Rys. 1. Schemat blokowy ilustrujący ideę quasi-zrównoważonej metody pomiaru składowych immitancji

Fig. 1. A block diagram describing an idea of a quasi-balanced method of immittance components measurement

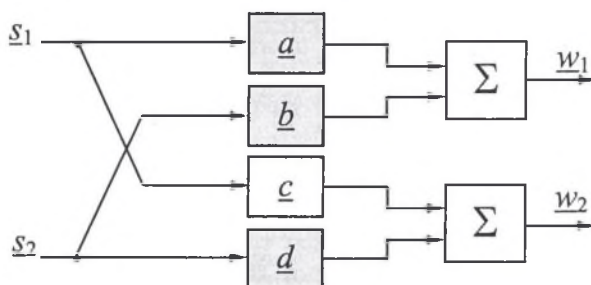
Sygnałem wyjściowym Q przetwornika podlegającym detekcji jest kąt przesunięcia fazowego pomiędzy dwoma wyróżnionymi sygnałami układu: \underline{w}_1 oraz \underline{w}_2 . Po sprowadzeniu układu do stanu quasi-równowagi szukaną składową immitancji można wyznaczyć jako funkcję zmiennego parametru (nastawy) p oraz stałych q_1, \dots, q_n .

$$\begin{cases} \operatorname{Re}\{\underline{X}\} = f_1(p, q_1, \dots, q_n), \\ \text{lub} \\ \operatorname{Im}\{\underline{X}\} = f_2(p, q_1, \dots, q_n). \end{cases} \quad (1)$$

Układy quasi-zrównoważone znane są już od dawna, ale traktowane były raczej jako pewnego rodzaju ciekawostka. Były to układy mostkowe pozwalające na pomiar wyłącznie jednej składowej immitancji przy zastosowaniu jednego elementu regulacyjnego [1]. Kolejna grupa quasi-zrównoważonych układów pomiarowych zaproponowana została w latach 80. ubiegłego wieku. Były to niemostkowe układy aktywne, wykorzystujące elektroniczne przetworniki pomiarowe - wzmacniacze, sumatory, przesuwniki fazowe. W aktywnych układach quasi-zrównoważonych, podobnie jak w mostkowych układach quasi-zrównoważonych, sygnałem quasi-równowagi jest kąt przesunięcia fazowego pomiędzy wybranymi sygnałami układu [2,3,4]. Pomiar kąta fazowego realizowany był w klasycznych układach fazomierzy.

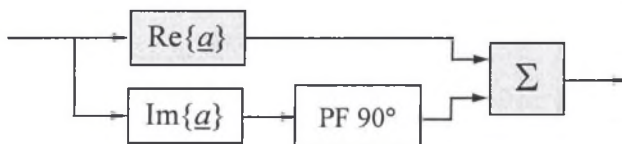
2. TOR PRZETWARZANIA W UKŁADACH QUASI-ZRÓWNOWAŻONYCH

Rozwój współczesnej techniki cyfrowej pozwala na realizację wielu operacji na sygnałach w sposób prostszy i dokładniejszy niż w klasycznych układach realizowanych przy użyciu przetworników analogowych. Wykorzystując cyfrowe przetwarzanie próbkowanych sygnałów analogowych, można budować cyfrowe odpowiedniki analogowych układów pomiarowych – tzw. wirtualne układy pomiarowe. Układy quasi-zrównoważone szczególnie łatwo poddają się wirtualizacji. Na rys.2 przedstawiono model liniowego przetwornika sygnałów \underline{s}_1 oraz \underline{s}_2 [5].



Rys. 2. Schemat blokowy ilustrujący strukturę przetwornika P
 Fig. 2. A block diagram describing a structure of the transducer P
 of imittance components measurement

Bloki a , b , c , d z rys. 2 praktycznie mogą zostać zrealizowane jako wzmacniacze z przesuwnikami fazowymi – w sposób przedstawiony przykładowo dla bloku a na rys. 3.



Rys. 3. Przykładowa realizacja bloków przetwornika P
 Fig. 3. An example of the realization of the transducer P blocks

W układach quasi-zrównoważonych realizowane są zatem następujące operacje: wzmacnianie sygnałów, przesuwanie sygnałów w fazie, sumowanie sygnałów oraz detekcja kąta przesunięcia fazowego. Wszystkie wymienione powyżej operacje zrealizować można programowo, dokonując operacji na próbkach sygnałów analogowych. Odpowiednikami wymienionych powyżej operacji będą wówczas: mnożenie próbek przez stałą; cyfrowe opóźnianie sygnału, np. poprzez zmianę indeksu próbki w tablicy; sumowanie próbek oraz algorytmiczna detekcja kąta przesunięcia fazowego.

3. BŁĘDY PRZETWARZANIA

Tor przetwarzania w układach quasi-zrównoważonych wykorzystujących przetwarzanie cyfrowe składa się z trzech zasadniczych części:

- toru przetwarzania a/a sygnałów prądu i napięcia badanej immitancji;
- przetwornika (przetworników) a/c;
- toru przetwarzania programowego realizującego odpowiedni sposób przetwarzania sygnałów.

W quasi-zrównoważonych układach do pomiaru składowych immitancji można wykorzystać typowe karty pomiarowe (np. IoTech DaqBoard z serii 2000), w których dokonywane jest zarówno przetwarzanie a/a, jak i a/c. Niepewność całkowita gwarantowana przez producenta dla karty DaqBoard 2000 wynosi 0,015% wartości odczytanej + 0,008% wartości zakresowej [6].

Jak wspomniano w rozdziale poprzednim, w torze przetwarzania cyfrowego będą zrealizowane operacje mnożenia sygnału cyfrowego przez stałą, sumowania sygnałów, przesunięcia fazowego oraz detekcji fazoczułej. W przypadku operacji mnożenia sygnału cyfrowego przez stałą (wzmocnienia cyfrowego) oraz operacji sumowania sygnałów podstawowym źródłem błędów będzie zapis liczb w komputerze. Chwilowe wartości sygnałów przetwarzanych w wirtualnym torze pomiarowym są liczbami rzeczywistymi. Liczby rzeczywiste na ogół są reprezentowane w cyfrowym torze przetwarzania jako liczby zmiennoprzecinkowe o postaci [7,8]:

$$x = m \cdot 2^c, \quad (2)$$

gdzie: m oznacza mantysę (najczęściej $\frac{1}{2} \leq m < 1$), obliczaną z zależności:

$$m = \sum_{i=1}^{\infty} e_{-i} \cdot 2^{-i}, \quad (3)$$

w której $e_i=0$ lub 1, c oznacza cechę.

Tak zwana mantysa maszynowa m_t ze względu na skończoną liczbę bitów t słowa maszynowego opisana jest zależnością:

$$m_t = \sum_{i=1}^t e_{-i} \cdot 2^{-i} + e_{-(t+1)} \cdot 2^{-t}, \quad (4)$$

zatem błąd zaokrąglenia mantysy wynosi:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_m = |m_t - m| = \left| \sum_{i=1}^t e_i 2^{-i} - \sum_{i=1}^{\infty} e_i 2^{-i} \right| = \left| \sum_{i=t+1}^{\infty} e_i 2^{-i} \right| \leq \sum_{i=t+1}^{\infty} 2^{-i}, \\ \varepsilon_m \leq 2^{-t-1} \sum_{i=1}^{\infty} 2^{-i} = 2^{-t-1} \frac{1}{1 - \frac{1}{2}} = 2^{-t}. \end{array} \right. \quad (5)$$

Wartość błędu względnej reprezentacji zależy od liczby bitów przeznaczonych na mantysę. Jeżeli przetwarzanie sygnału będzie realizowane programowo w języku Turbo Pascal i podobnych – wówczas błąd względny reprezentacji zależy będzie od typu zmiennych. I tak, dla typu *real*, w którym mantysa zapisywana jest na 6 bajtach, a cecha na 1 bajcie - błąd względny reprezentacji wyniesie

$$\varepsilon = 2^{-39} \cong 10^{-11,74}; \quad (6)$$

dla typu *double* (mantysa zapisywana na 8 bajtach, cecha na 11 bitach):

$$\varepsilon = 2^{-52} \cong 10^{-15,65}; \quad (7)$$

oraz dla typu *extended* (mantysa zapisywana na 10 bajtach, cecha na 15 bitach):

$$\varepsilon = 2^{-64} \cong 10^{-19,26}. \quad (8)$$

Wartości błędów omówione powyżej są więc praktycznie zaniedbywalne.

Przesuwanie sygnałów o kąt fazowy 90° realizowane jest na ogół w układach cyfrowych poprzez cyfrowe opóźnienie sygnałów o czas równy $\frac{1}{4}$ okresu. Przetwarzanie sygnałów w torze cyfrowym może być realizowane w czasie rzeczywistym, a także może być prowadzone na stabilizowanych ciągach próbek sygnałów. W pierwszym przypadku niezbędne jest uprzednie pobranie liczby próbek sygnału przesuwanego w fazie odpowiadającej czasowi równemu $\frac{1}{4}$ okresu i umieszczenie ich w rejestrze przesuwonym FIFO o długości n . W przypadku drugim przesunięcie fazowe realizowane jest poprzez zmianę indeksu próbki w tablicy o wartości n odpowiadającą $\frac{1}{4}$ całkowitej liczby próbek N . W obydwu przypadkach błąd

kątowy cyfrowej realizacji przesunięcia fazowego może być wyznaczony z poniższej zależności:

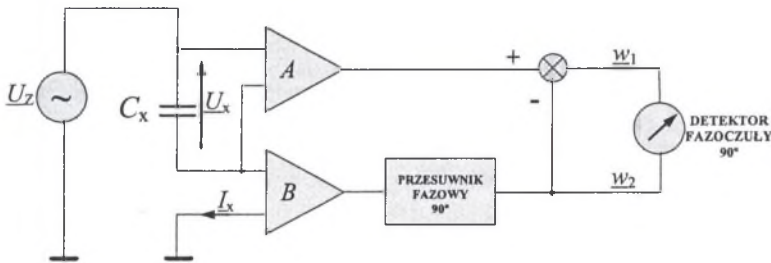
$$\delta = 360^\circ \frac{nt_p}{T} - 90^\circ, \quad (9)$$

gdzie: n – liczba próbek, t_p – odstęp czasu pomiędzy kolejnymi próbkami, T – okres przebiegu. Jeżeli częstotliwość próbkowania zostanie dobrana jako wielokrotność częstotliwości sygnału przesuwanego podzielna przez 4, wówczas błąd kątowy będzie równy zero.

Zagadnienie algorytmicznej detekcji kąta fazowego 90° było szerzej opisywane w pracach [10] i [11]. We wspomnianych publikacjach wykazano, że detekcja kąta fazowego jest podstawowym źródłem błędów w układach quasi-zrównoważonych. W omawianych układach zastosowane mogą być wyłącznie metody gwarantujące odpowiednio mały błąd pobudliwości. Badania symulacyjne wykazały, że na szczególną uwagę zasługują metody adaptacyjne oraz korelacyjne.

4. REALIZACJA WIRTUALNA UKŁADU QUASI-ZRÓWNOWAŻONEGO

Potwierdzeniem możliwości realizacji wirtualnego układu quasi-zrównoważonego był układ przedstawiony na rys. 4 [12].



Rys. 4. Quasi-zrównoważony układ do pomiaru pojemności

Fig. 4. A quasi-balanced circuit for the capacity measurement

Układ przeznaczony jest do pomiaru pojemności C_x , którą można wyznaczyć w stanie quasi-zrównowagi z zależności

$$C_x = \frac{1}{2\pi f} \cdot \frac{B}{A}. \quad (10)$$

Zrealizowany układ charakteryzował się błędami pomiaru na poziomie ok. 1% - głównie z powodu zastosowanego algorytmu detekcji fazoczułej (algorytm próbkowania synchronicznego). Obecnie trwają prace nad implementacją algorytmu korelacyjnego w omawianym układzie.

5. PODSUMOWANIE

Aktywne, quasi-zrównoważone układy do pomiaru składowych immitancji mogą być budowane jako struktury wirtualne. Wirtualizacja omawianych układów jest łatwa ze względu na operacje realizowane na sygnałach pomiarowych. Zastosowanie programowej realizacji bloków toru przetwarzania sygnałów pozwala na zmniejszenie błędów pomiaru składowych immitancji – w porównaniu z analogowymi realizacjami omawianych układów.

Zasadniczym źródłem błędów aktywnych, quasi-zrównoważonych układów do pomiaru składowych immitancji są błędy pobudliwości metod detekcji kąta fazowego. Poprawę można będzie uzyskać stosując metody detekcji o zadowalającej rozdzielczości.

Literatura

1. Karandziejew K.B.: *Pomiary elektryczne metodami mostkowymi i kompensacyjnymi*. WNT, Warszawa 1969.
2. Cichy A.: *Quasi-zrównoważone układy do pomiaru składowych immitancji*. Materiały XXX Międzyuczelnianej Konferencji Metrologów, Szczecin 1998.
3. Cichy A., Szadkowski B.: *Typowe rozwiązania quasi-zrównoważonych układów do pomiaru składowych immitancji*. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej „Elektryka”, z. 169, Gliwice 2000.
4. Cichy A., Szadkowski B.: *Quasi-zrównoważony, aktywny układ do pomiaru współczynnika strat dielektrycznych*. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej „Elektryka”, z. 184, Gliwice 2003.
5. Cichy A.: *Matematyczny model układów quasi-zrównoważonych*. Materiały XII Sympozjum: Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych MiSSP'99, Krynica 2002.
6. DaqBoard/2000™ Series 16-Bit, 200-kHz PCI & CompactPCI® Data Acquisition Boards. Materiały firmy IoTech.
7. Fortuna Z., Macukow B., Wąsowski J.: *Metody numeryczne*. WNT, Warszawa 1982.
8. Bjorck A., Dahlquist G.: *Metody numeryczne*. PWN, Warszawa 1983.
9. Cichy A., Szadkowski B.: *Błąd detekcji fazoczułej w quasi-zrównoważonym układzie do pomiaru współczynnika strat dielektrycznych*. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej „Elektryka”, z. 184, Gliwice 2003.
10. Cichy A.: *Zastosowanie wybranych algorytmów do detekcji stanów quasi-równowagi*. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej „Elektrotechnika”, z. 25, Rzeszów 2003.
11. Szadkowski B. Cichy A.: *Detekcja kąta przesunięcia fazowego $\pm 90^\circ$ sygnałów sinusoidalnych o infraniskiej częstotliwości*. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, seria Elektryka, z. 190, Gliwice 2004.
12. Baran M.: *Wirtualny, quasi-zrównoważony układ do pomiaru pojemności. Praca dyplomowa magisterska*. Promotor A. Cichy, Gliwice 2003.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Janusz Jaworski

Wpłynęło do Redakcji dnia 7 grudnia 2004

Abstract

Immittance components measurements are realized in circuits, which could be included for two main classes: balanced and non-balanced circuits. However, there is a group of circuits, which could not be included for the balanced circuits' class, but some properties of these circuits are the same. Those are so called quasi-balanced circuits. A block diagram describing an idea of a quasi-balanced method of immittance components measurement is shown in Fig. 1. The immittance components can be derived from the equation (1).

An analog signal processing in active, quasi-balanced circuits is realized in the transducer P , which structure is shown in Fig. 2. The blocks of the transducer P can be realized according to Fig. 3. Only a few operations is required in quasi-balanced circuits, like signal amplification, summation, phase shifting and phase detection. These operations are simple to make in digital signal processing, so it is very easy to build a virtual quasi-balanced circuits with digital signal processing.

Signal processing channel includes analog transducers, analog/digital converters and digital processing. Typical measurement cards can be used as analog transducers and a/d converter. For example the IoTech DaqBoard 2000 card has guaranteed uncertainty as 0,015% reading + 0,008% range. Digital amplification and summation errors depend on machine number representation errors. Typically, in programs written in Turbo Pascal the error is described in equation (6). These errors have minimal influence on all-out errors. The 90° phase shifting in digital channels is typically realized as digital time delaying. Errors of phase shifting are minimal when the sampling frequency is a multiplicity of signal frequency divisible by 4. Problems of algorithmic phase shift detection have been wider described in [10] and [11]. The phase shift detection is a basic error source in quasi-balanced circuits. Simulations showed that adaptative sampling methods and correlation methods are proper.

A possibility of building of virtual quasi-balanced circuits was convinced. The virtual quasi-balanced circuit has been built according to Fig. 4. The capacity of the condenser C_x can be derived from the equation (10).

Active, quasi-balanced circuits for immittance components measurement can be realized as virtual structures. The virtualization is simple by the reason of operations on measuring signals. Programmable signal processing minimizes errors in comparison for analog circuits.