ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 2003
Seria: ELEKTRYKA z. 184 Nr kol. 1569

Adam CICHY
Brunon SZADKOWSKI

# BŁĄD DETEKCJI FAZOCZUŁEJ W QUASI-ZRÓWNOWAŻONYM UKŁADZIE DO POMIARU WSPÓŁCZYNNIKA STRAT DIELEKTRYCZNYCH

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono quasi-zrównoważony układ do pomiaru współczynnika strat dielektrycznych tg$\delta$. Przeprowadzono ocenę wpływu błędu fazoczułej detekcji stanu quasi-równowagi na błąd pomiaru tgδ. Zaproponowano sposób minimalizacji rozważanego błędu poprzez zastosowanie algorytmicznych metod detekcji stanu quasi-równowagi. Sformułowano wnioski dotyczące przydatności metod algorytmicznych w omawianym układzie pomiarowym.

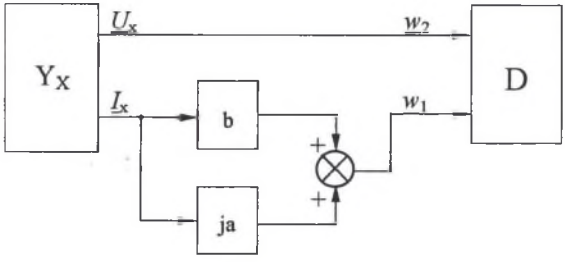
# A PHASE DETECTION ERROR IN QUASI-BALANCED CIRCUIT FOR DIELECTRICS DISSIPATION COEFFICIENT MEASUREMENT

**Summary.** A quasi-balanced circuit for a dielectric dissipation coefficient (tangent $\delta$) measurement has been presented in this paper. Influence of the phase detection uncertainty on the tangent $\delta$ measurement uncertainty has been presented. A minimization method of this uncertainty has been proposed. Conclusions on the usefulness of algorithmical phase detection methods have been formulated as well.

## 1. WPROWADZENIE

W pracy [1] zaprezentowano układ pomiarowy umożliwiający pomiar współczynnika strat dielektrycznych tgδ, zachowujący pewne cechy układów zerowych [2]. W omawianym układzie wyróżniono tzw. stan quasi-równowagi, oznaczający osiągnięcie założonej wartości kąta przesunięcia fazowego wybranych sygnałów układu. Układ sprowadza się do stanu quasi-równowagi poprzez zmianę nastaw tylko jednego elementu regulacyjnego. Szerszy opis układów quasi-zrównoważonych autorzy przedstawili w pracach [3, 4, 5, 6].

Na rys.1 przedstawiono schemat blokowy rozważanego układu quasi-zrównoważonego, przeznaczonego do pomiaru współczynnika strat dielektrycznych tgδ [1].




Rys.1. Schemat blokowy aktywnego układu quasi-zrównoważonego do pomiaru współczynnika strat dielektrycznych tgδ

Fig.1. Block diagram of the active quasi-balanced circuit for capacitors tanδ measurement

Poszczególne symbole na rys.1 oznaczają:

D - detektor stanu quasi-równowagi $\mathrm{Re}(\underline{w}_1/\underline{w}_2)=0$,

$Y_x$ - blok zawierający badaną admitancję $Y_X$ oraz układy zasilające,

$\underline{U}_x$, $\underline{I}_x$ - napięcie i prąd płynący przez badaną admitancję,

$ja$, $b$ - przetworniki o transmitancjach $ja$ i $b$ ($a$, $b$ -liczby rzeczywiste),

$\underline{w}_1$, $\underline{w}_2$ - sygnały podlegające detekcji.

Stan quasi-równowagi rozważanego układu oznacza stan, w którym spełniona jest zależność

$$\mathrm{Re}\left(\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right)=0. \tag{1}$$

Osiągnięcie stanu quasi-równowagi uzyskuje się poprzez zmianę transmitancji $a$ lub $b$, zaś do stwierdzenia stanu quasi-równowagi stosuje się detektor D.

Po sprowadzeniu układu z rys.1 do stanu quasi-równowagi opisanego równaniem (1), można wyznaczyć interesujący nas współczynnik strat dielektrycznych tgδ badanej admitancji [1]:

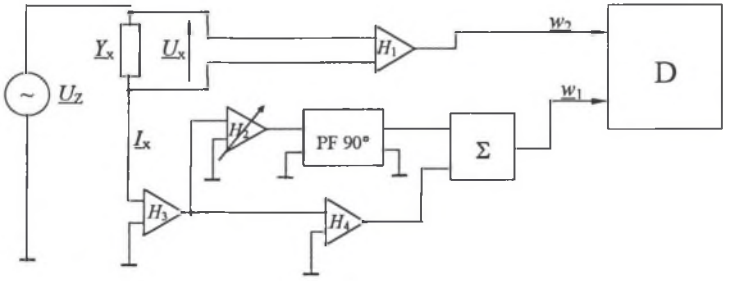
$$tg\delta_X=\frac{a}{b}. \tag{2}$$

Opisana koncepcja quasi-zrównoważonego układu do pomiaru tgδ może być zrealizowana w układzie, którego schemat ideowy przedstawiono na rys.2.

Po uwzględnieniu analogii z układem z rys.1 otrzymujemy w stanie quasi-równowagi:

$$\mathrm{tg}\delta_X=\frac{H_2}{H_4}, \tag{3}$$

(transmitancje $H_2$ i $H_4$ oraz $H_1$ i $H_3$ są liczbami rzeczywistymi).




Rys.2. Schemat ideowy aktywnego quasi-zrównoważonego miernika tg$\delta$ kondensatorów
Fig.2. Block diagram of the active quasi-balanced capacitors tangent δ meter

Poszczególne symbole na rys.2 oznaczają:

D - detektor stanu quasi-równowagi $\mathrm{Re}(\underline{w}_1/\underline{w}_2)=0$;

PF 90° - przesuwnik fazowy 90°,

$\underline{Y}_x$ - badana admitancja,

$\underline{U}_x$ - spadek napięcia na badanej admitancji,

$\underline{I}_x$ - prąd płynący przez badaną admitancję,

$H_1$ - transmitancja przetwornika *U/U* (wzmacniacza pomiarowego),

$H_2$ - transmitancja regulowanego przetwornika *U/U* (wzmacniacza pomiarowego o regulowanym wzmocnieniu),

$H_3$ - transmitancja przetwornika *I/U* (konwertera prąd / napięcie),

$H_4$ - transmitancja przetwornika *U/U* (wzmacniacza pomiarowego),

$\underline{w}_1$, $\underline{w}_2$ - sygnały podlegające detekcji,

Σ - blok sumujący sygnały (sumator).

## 2. BŁĄD DETEKCJI FAZOCZUŁEJ

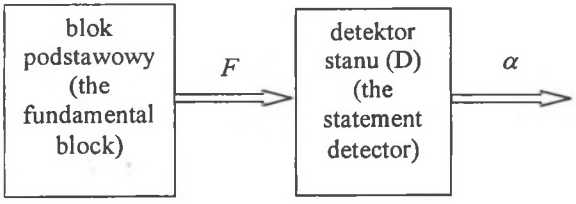
W omawianym układzie pomiarowym (por. rys.1 i 2) można wyróżnić dwa zasadnicze bloki przetwarzania, gdzie:

„blok podstawowy" - zawiera przetworniki pomiarowe, obwody zasilania oraz obiekt badany $\underline{Y}_x$ (wielkością mierzoną jest tg$\delta_x$),

$F$ - sygnał podlegający detekcji (w rozważanym układzie pomiarowym $F=\arg\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}$),

„detektor stanu (D)" - jest detektorem stanu quasi-równowagi, umożliwiającym stwierdzenie czy spełniona jest relacja $\mathrm{Re}\left(\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right)=0$ (lub $F=\arg\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}=\frac{\pi}{2}$),

α - wskazanie detektora.




Rys.3. Zasadnicze bloki toru przetwarzania quasi-zrównoważonego miernika tg$\delta$ kondensatorów

Fig.3. Fundamental blocks of the active quasi-balanced capacitors tangent δ meter

Błędy detekcji fazoczułej są to błędy detekcji kąta przesunięcia fazowego (określającego stan quasi-równowagi), spowodowane ograniczoną czułością poszczególnych bloków przetwarzania. Błędy takie nazywane są również błędami pobudliwości.

Błędy pobudliwości zależą od czułości odpowiednich bloków przetwarzania. Dla rozważanego układu pomiarowego (rys.3) - czułość względną $S_w$ wyznacza się z zależności:

$$S_w = \frac{\mathrm{d}\alpha}{\frac{\mathrm{d}X}{X}} = \frac{\mathrm{d}F}{\frac{\mathrm{d}X}{X}} \cdot \frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}F} = S_{wx}\, S_d, \tag{4}$$

przy czym:

$S_{wx} = \dfrac{\mathrm{d}F}{\frac{\mathrm{d}X}{X}}$ - względna czułość bloku podstawowego;

$S_d = \dfrac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}F}$ - bezwzględna czułość detektora;

$X$ - wielkość mierzona (w rozważanym układzie pomiarowym $X = \mathrm{tg}\delta_x$).

Przedstawione zależności (4) wskazują na możliwość oddzielnego rozważania czułości bloku podstawowego i detektora stanu (D). Podobnie, można oddzielnie rozważać błędy detekcji (pobudliwości) obu wyróżnionych bloków.

Związek pomiędzy błędem pobudliwości $\delta_p$ i czułością względną $S_w$ określa równanie:

$$\delta_p = \frac{1}{S_w}\,\mathrm{d}\alpha\,. \tag{5}$$

Równanie (5) odnosi się wprawdzie do całego układu pomiarowego, lecz pozostaje także słuszne dla dowolnego bloku przetwarzania (o czułości $S_w$).

W dalszym ciągu rozważań, korzystając z przedstawionych zależności, wyznaczymy względny błąd $\delta\,\mathrm{tg}\,\delta_x$ pomiaru współczynnika strat dielektrycznych $\mathrm{tg}\,\delta_x$, spowodowany ograniczoną czułością detekcji kąta przesunięcia fazowego *(F)*. Wspomniany błąd $\delta\,\mathrm{tg}\,\delta_x$ określimy po uprzednim wyznaczeniu równania przetwarzania "bloku podstawowego" (por. rys.3). Odpowiednie równanie otrzymamy rozpatrując sygnał $F$ podlegający detekcji, który w układzie z rys.2 jest określony równaniem:

$$F = \arg\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2} = \mathrm{arctg}\frac{\mathrm{Im}\left\{\dfrac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right\}}{\mathrm{Re}\left\{\dfrac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right\}}. \tag{6}$$

Stosunek sygnałów $\underline{w}_1$ i $\underline{w}_2$ wynosi (por. rys.2)

$$\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2} = \frac{H_3H_4\underline{I}_X}{H_1\underline{U}_X} + \mathrm{j}\frac{H_2H_3\underline{I}_X}{H_1\underline{U}_X} = \frac{H_3H_4}{H_1}\underline{Y}_X + \mathrm{j}\frac{H_2H_3}{H_1}\underline{Y}_X, \tag{7}$$

a zatem:

$$\mathrm{Im}\left(\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right) = \frac{H_3H_4}{H_1}\,\mathrm{Im}(\underline{Y}_X) + \frac{H_2H_3}{H_1}\,\mathrm{Re}(\underline{Y}_X), \tag{8}$$

oraz:

$$\mathrm{Re}\left(\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right) = \frac{H_3H_4}{H_1}\,\mathrm{Re}(\underline{Y}_X) - \frac{H_2H_3}{H_1}\,\mathrm{Im}(\underline{Y}_X). \tag{9}$$

Po uwzględnieniu zależności (8) i (9) w równaniu (6) otrzymujemy zależność wiążącą sygnał $F$ z wielkością mierzoną - $\mathrm{tg}\delta_X$:

$$F = \mathrm{arctg}\frac{\dfrac{H_2H_3}{H_1}\,\mathrm{Im}(\underline{Y}_X) + \dfrac{H_3H_4}{H_1}\,\mathrm{Re}(\underline{Y}_X)}{\dfrac{H_2H_3}{H_1}\,\mathrm{Re}(\underline{Y}_X) - \dfrac{H_3H_4}{H_1}\,\mathrm{Im}(\underline{Y}_X)} = \mathrm{arctg}\frac{\dfrac{H_2H_3}{H_1} + \dfrac{H_3H_4}{H_1}\,\mathrm{tg}\delta_X}{\dfrac{H_2H_3}{H_1}\,\mathrm{tg}\delta_X - \dfrac{H_3H_4}{H_1}}, \tag{10}$$

skąd otrzymuje się równania przetwarzania "bloku podstawowego":

$$F = \mathrm{arctg}\frac{H_4 + H_2 tg\delta_X}{H_4 tg\delta_X - H_2}, \tag{11}$$

lub:

$$tgF = \frac{H_4 + H_2 tg\delta_X}{H_4 tg\delta_X - H_2}. \tag{12}$$

Z równania (12) oblicza się:

$$\mathrm{tg}\delta_X = \frac{H_4 + H_2 \mathrm{tg}F}{H_4 \mathrm{tg}F - H_2}. \tag{13}$$

Korzystając z równania (13), metodą różniczki zupełnej wyznaczamy graniczny błąd $\Delta\mathrm{tg}\delta_x$ pomiaru współczynnika $\mathrm{tg}\delta_x$, spowodowaną ograniczoną czułością detekcji kąta fazowego *(F)*:

$$\Delta tg\delta_X = \frac{\partial tg\delta_X}{\partial F}\Delta F, \tag{14}$$

gdzie:

$\Delta F$ - próg pobudliwości przy detekcji kąta fazowego $F$ (równy dostrzegalnej zmianie sygnału $F$ w „bloku podstawowym" - por. rys.3).

Równanie (14) można po obliczeniu odpowiedniej pochodnej zapisać w postaci:

$$\Delta\mathrm{tg}\delta_X = \frac{\left(H_2^2 + H_4^2\right)\left(1 + \mathrm{tg}^2 F\right)}{\left(H_4 \mathrm{tg}F - H_2\right)^2}\Delta F. \tag{15}$$

lub:

$$\Delta\mathrm{tg}\delta_X = \frac{H_2^2 + H_2^2 \mathrm{tg}^2 F + H_4^2 + H_4^2 \mathrm{tg}^2 F}{\left(H_4 \mathrm{tg}F - H_2\right)^2}\Delta F. \tag{16}$$

Dodając i odejmując w liczniku wyrażenie $2H_2H_4$ otrzymuje się zależność

$$\Delta\mathrm{tg}\delta_X = \frac{\left(H_4 \mathrm{tg}^2 F - H_2\right) + \left(H_2 \mathrm{tg}^2 F + H_4\right)^2}{\left(H_4 \mathrm{tg}F - H_2\right)^2}\Delta F, \tag{17}$$

a po odpowiednich przekształceniach – zależność

$$\Delta\mathrm{tg}\delta_X = \left(1 + \mathrm{tg}^2\delta_X\right)\Delta F, \tag{18}$$

opisującą bezwzględny błąd pomiaru współczynnika strat dielektrycznych w omawianym układzie. Błąd względny można wyznaczyć z zależności:

$$\delta\mathrm{tg}\delta_X = \frac{\Delta\mathrm{tg}\delta_X}{\mathrm{tg}\delta_X} = \frac{1 + \mathrm{tg}^2\delta_X}{\mathrm{tg}\delta_X}\Delta F = F\frac{1 + \mathrm{tg}^2\delta_X}{\mathrm{tg}\delta_X}\delta F, \tag{19}$$

gdzie:

$\delta F = \dfrac{\Delta F}{F}$ - względny próg pobudliwości przy detekcji kąta fazowego $F$ (równy względnemu, maksymalnemu błędowi pobudliwości przy detekcji tego kąta).

Ponieważ w stanie bliskim quasi-równowagi $F \approx \pi/2$, więc względny błąd pomiaru współczynnika strat $\mathrm{tg}\delta_X$ można wyznaczyć z równania:

$$\delta \mathrm{tg}\delta_X \approx \frac{\pi}{2}\left(\frac{1+\mathrm{tg}^2\delta_X}{\mathrm{tg}\delta_X}\right)\delta F = k\delta F\,. \tag{20}$$

Dla typowych wartości $\mathrm{tg}\delta_x$ (rzędu $10^{-2}...10^{-3}$) współczynnik $k$, wiążący względny błąd pomiaru współczynnika strat dielektrycznych $\mathrm{tg}\delta_X$ ze względnym błędem pobudliwości przy detekcji kąta fazowego $F$, przyjmuje wartości rzędu $10^2...10^3$.

W omawianym układzie czułość detektora można opisać (por. równ. 4) równaniem

$$S_d = \frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}F} \approx \frac{\Delta\alpha}{\Delta F\dfrac{F}{F}} = \frac{\Delta\alpha}{\delta F \cdot F}, \tag{21}$$

gdzie:

$\Delta F$ - bezwzględny próg pobudliwości przy detekcji kąta fazowego $F \approx \pi/2$,

$\Delta\alpha$ - dostrzegalna zmiana sygnału wyjściowego detektora.

Żądana czułość detektora $S_d$ może być wyznaczona z równania (21), po uwzględnieniu równania (20), z następującej zależności:

$$S_d \geq \frac{\Delta\alpha\left(1+\mathrm{tg}^2\delta_X\right)}{\varepsilon \mathrm{tg}\delta_x}, \tag{22}$$

gdzie:

$\varepsilon$ - maksymalna wartość względnego błędu pomiaru współczynnika strat dielektrycznych.

Osiągnięcie wymaganej czułości przy zastosowaniu klasycznych metod pomiaru i detekcji kąta przesunięcia fazowego może być bardzo trudne, a błąd pomiaru współczynnika strat dielektrycznych $\mathrm{tg}\delta_X$ może być nadmiernie duży. Typowe dla klasycznych metod błędy pomiaru i detekcji kąta fazowego 90° na poziomie 0,1% powodowałyby w omawianym układzie powstawanie błędów pomiaru współczynnika strat dielektrycznych $\mathrm{tg}\delta_X$ sięgających nawet 100%. Z kolei żądanie dokładności pomiaru $tg\delta_X \approx 10^{-3}$ na poziomie 0,1% skutkuje koniecznością zastosowania detektora o czułości większej niż $10^6$ [1/1°], co w praktyce jest niezwykle trudne.

W literaturze prezentowana jest liczna grupa algorytmicznych metod pomiaru (detekcji) kąta fazowego. Według opisu literaturowego metody takie mogą spełnić warunek czułości detektora opisany równaniem (22). Badania symulacyjne przedstawione w pracy [8] potwierdziły wspomnianą możliwość oraz pozwoliły ocenić algorytm korelacyjny oraz algorytm adaptacyjnego próbkowania jako szczególnie przydatne do detekcji stanu quasi-równowagi.

Algorytm adaptacyjnego próbkowania jest algorytmem, w którym częstotliwość próbkowania sygnału dobierana jest w sposób adaptacyjny według ustalonego kryterium, stanowiącego warunek konieczny eliminacji zjawiska aliasingu. W omawianej metodzie wyznaczane są kąty fazowe obydwu sygnałów badanych według tego samego algorytmu, a następnie wyznaczany jest kąt przesunięcia fazowego jako różnica obliczonych estymat. Algorytm rozpoczyna działanie od zebrania w ciągu jednego okresu próbek analizowanego sygnału $x(t)$ z taką częstotliwością próbkowania, której odpowiada $N$=3 próbek na okres podstawowej harmonicznej sygnału. Na tej podstawie wyznaczany jest kąt fazowy pierwszej harmonicznej sygnału, zgodnie z zależnością:

$$\Phi_1 = \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{b_1}{a_1}\right), \tag{23}$$

przy czym

$$\frac{b_1}{a_1} = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} x(i\Delta T)\sin\left(\frac{2\pi i}{N}\right)}{\sum_{i=0}^{N-1} x(i\Delta T)\cos\left(\frac{2\pi i}{N}\right)}, \tag{24}$$

gdzie:

$\Delta T = \frac{T}{N}$ - odstęp czasu pomiędzy kolejnymi próbkami.

Następnie losowo wybiera się wartość kąta $\theta$ oraz pobiera się $N$ próbek z jednego okresu przebiegu $x(t+t_1)$ (gdzie $t_1 = \frac{\theta}{2\pi f}$), a następnie wyznacza kąt fazowy $\Psi_1$ na podstawie równania

$$_1 = \operatorname{arctg}\left\{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} x(i\Delta t + t_1)\sin\left(\frac{2\pi i}{N}\right)}{\sum_{i=0}^{N-1} x(i\Delta t + t_1)\cos\left(\frac{2\pi i}{N}\right)}\right\} - \theta. \tag{25}$$

Jeżeli spełniony jest warunek $|\Psi_1 - \Phi_1| > \varepsilon$ (gdzie $\varepsilon$ - założony błąd), to wskaźnik $N$ zwiększany jest o jeden ($N$=$N$+1). Jeżeli iloczyn $Nf$ jest większy od maksymalnej częstotliwości próbkowania, to oznacza, że nie można wyznaczyć fazy sygnału $x(t)$, w przeciwnym razie, jeżeli maksymalna ilość powtórzeń została wyczerpana, przyjmuje się $\Psi_1$ jako wyznaczoną fazę podstawowej harmonicznej sygnału $x(t)$. O ile maksymalna ilość powtórzeń nie została osiągnięta, obliczenia powtarza się. W analogiczny sposób wyznacza się fazę drugiego sygnału pomiarowego.

Metoda adaptacyjnego próbkowania charakteryzuje się znaczną odpornością na zakłócenia sygnałów pomiarowych – takich jak składowa stała oraz zniekształcenia harmoniczne. Wadą omawianej metody jest stosunkowo długi czas pomiaru – sięgający kilku okresów badanych sygnałów, co uniemożliwia zastosowanie jej w układach pracujących przy częstotli-

wościach infraniskich ($10^{-5} \div 10$) Hz. Niepewność własną omawianego algorytmu przy detekcji kąta fazowego 90° można ocenić na $10^{-12}$%. Algorytm adaptacyjnego próbkowania może zatem spełnić warunek (22).

Korelacyjna metoda estymacji kąta przesunięcia fazowego wykorzystuje statystyczne związki pomiędzy sygnałami, opisywane poprzez funkcję korelacji wzajemnej sygnałów. Ponieważ zależności statystyczne pomiędzy sygnałami nie są znane, niezbędna jest estymacja funkcji korelacji wzajemnej. Kąt przesunięcia fazowego wyznaczany jest z zależności:

$$\Delta\varphi = \arccos\left(\frac{R_{XY}(0)}{\frac{1}{2}A_X A_Y}\right), \tag{26}$$

gdzie:

$\Delta\varphi$ - mierzony kąt przesunięcia fazowego,

$R_{XY}(0)$ - funkcja korelacji wzajemnej dla zerowego przesunięcia fazowego,

$A_X, A_Y$ - amplitudy sygnałów pomiarowych.

Funkcja korelacji wzajemnej w praktyce zastępowana jest estymatą, natomiast nieznane amplitudy $A_X$ i $A_Y$ wyznaczane są na podstawie estymat funkcji korelacji własnej. Równanie (26) przyjmuje wówczas postać:

$$\Delta\varphi \approx \arccos\left(\frac{\hat{R}_{XY}(0)}{\sqrt{\hat{R}_{XX}(0)\hat{R}_{YY}(0)}}\right), \tag{27}$$

gdzie: $\hat{R}_{XX}(0)$, $\hat{R}_{YY}(0)$ - funkcje autokorelacji odpowiednich sygnałów pomiarowych.

Metoda korelacyjna, podobnie jak metoda adaptacyjnego próbkowania, charakteryzuje się dużą odpornością na zakłócenia sygnałów pomiarowych. Niepewność własną metody korelacyjnej przy detekcji kąta fazowego 90° można ocenić na $10^{-12}$%. Algorytm korelacyjny, podobnie jak algorytm adaptacyjnego próbkowania, może spełnić wymaganie dotyczące czułości metody detekcji stanu quasi-równowagi w przedstawionym we wprowadzeniu układzie quasi-zrównoważonym.

## 3. UWAGI KOŃCOWE

Błąd pomiaru współczynnika strat dielektrycznych w przedstawionym na rys.1 układzie quasi-zrównoważonym nie zależy od transmitancji „bloku podstawowego", zależy natomiast od mierzonego współczynnika strat dielektrycznych tg$\delta$ oraz błędu detekcji stanu quasi-równowagi spowodowanego ograniczoną czułością detektora fazoczułego. Zapewnienie wystarczającej wartości błędu pomiaru współczynnika strat dielektrycznych wymaga doboru detektora o odpowiednio małym błędzie pobudliwości.

Klasyczne metody detekcji kąta przesunięcia fazowego charakteryzują się znacznym błędem pobudliwości - np. typowy błąd pobudliwości klasycznego detektora kąta fazowego 90° rzędu 0,1% powodowałyby powstawanie błędów pomiaru współczynnika strat dielektrycznych tg$\delta$ sięgających 100%. Zastosowanie algorytmicznych metod detekcji pozwala na zminimalizowanie błędu pobudliwości detektora fazoczułego. W artykule, na podstawie literatury oraz wyników badań symulacyjnych oceniono jako szczególnie przydatne metodę korelacyjną oraz metodę adaptacyjnego próbkowania. Wybór konkretnego algorytmu zależy jednak nie tylko od wymaganej czułości, ale również od częstotliwości pracy układu, poziomu zakłóceń i odkształceń sygnałów pomiarowych; np. metoda korelacyjna wydaje się bardziej przydatna w pomiarach przy częstotliwościach infraniskich (< 10 Hz), a metoda adaptacyjnego próbkowania – przy częstotliwościach wyższych [7].

## LITERATURA


1. Cichy A., Szadkowski B.: Quasi-zrównoważony, aktywny układ do pomiaru współczynnika strat dielektrycznych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, seria „Elektryka" nr 168, Gliwice 2001.
2. Karandiejew K. B. - Pomiary elektryczne metodami mostkowymi i kompensacyjnymi. WNT, Warszawa 1969.
3. Szadkowski B. - Quasi-zrównoważone metody pomiaru immitancji. Rozprawy Elektrotechniczne 1985, 31, z.2.
4. Szadkowski B. - Pomiar składowych immitancji metodą detekcji stanu Re $w_1/w_2=0$. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, seria „Elektryka" nr 108, Gliwice 1989.
5. Cichy A. - Quasi-zrównoważone układy do pomiaru składowych immitancji. Materiały XXX Międzyuczelnianej Konferencji Metrologów MKM'98, Międzyzdroje 1998.
6. Cichy A., Szadkowski B. - Typowe rozwiązania quasi-zrównoważonych układów do pomiaru składowych immitancji. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, seria „Elektryka" nr 168, Gliwice 2000.
7. Gajda J., Sroka M. - Pomiary kąta fazowego. Metody - układy - algorytmy. Wyd. AGH, Kraków 2000.
8. Cichy A.: Pomiar przesunięcia fazowego sygnałów sinusoidalnych o częstotliwościach infraniskich ($10^{-3}$-10) [Hz], Rozprawa doktorska Gliwice 1998.
9. Stępień R.: Detekcja stanów quasi-równowagi. Praca dyplomowa magisterska. Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej, Gliwice 2001.


Recenzent: Prof. dr hab. inż. Zygmunt KUŚMIEREK

Wpłynęło do Redakcji dnia 22 sierpnia 2002 r.

## Abstract

A circuit for tangent δ measurement with some balanced circuit features has been presented in [1]. So called quasi-balance status has been distinguished in this circuit, which means, that an assumed phase shift angle is obtained for the selected circuit signals. This is possible bymeans of only one regulation element. A block diagram of the quasi-balanced circuit for tangent δ measurement has been presented in Fig.1. D is the quasi-balance status detector; $Y_x$- a block containing the measured admittance $Y_X$ and power circuits; $\underline{U}_x$, $\underline{I}_x$ – the voltage and the current of the investigated admittance; j*a*, *b* – transducers with j*a* and *b* transmittances (*a*, *b* – real numbers); $\underline{w}_1$, $\underline{w}_2$ – detected signals. The quasi-balance status of the mentioned circuit means that the equation (1) is satisfied. It is possible by *a* or *b* change, and the detector D confirms the quasi-balance status. Tangent δ can be calculated from equation (2).

The described idea of the quasi-balanced circuit can be realized in the circuit shown in Fig.2. Tangent δ can be calculated from equation (3) ($H_2$, $H_4$ and $H_1$, $H_3$ are real numbers).
In the mentioned circuit two fundamental blocks shown in Fig.3 can be distinguished out. "The fundamental block" contains measuring transducers, power circuits and the tested object $\underline{Y}_x$. *F* is a detected signal, whereas "the status detector (D)" means the quasi-balance detector, α is a detector indication.

The phase shift detection errors are caused by the limited sensitivity of the converting blocks. Those errors are also known as excitability errors. The excitability errors depend on the sensitivity of converting blocks. The relative sensitivity can be calculated from equation (4). Equation (4) shows the possibility of separate sensitivity analysis for the fundamental block and for the status detector (D). In a simklar way it is possible to analyze detection errors for both the blocks. The relationship between the excitability error $\delta_p$ and the relative sensitivity $S_w$ is described by equation (5).

The fundamental block transfer function can be calculated by the analysis of the detected signal, which is described by the equation (6). Equations (8) and (9) in equation Introducing one can derive equations (10), (11), (12) and (13). The maximal error caused by the limited sensitivity of the phase shift detection is described by equation (14). Equation (15) or (16) can be derived after appropsiate transformations. Equation (18) describes the absolute error white the equation (19) and (20) describe the related error. The detector sensitivity $S_d$ can be derived from equation (22) where $\varepsilon$ is the maximal permitted error value.
Only algorithmical methods have suitable sensitivity. The adaptive sampling method is described by equations (23), (24), (25). The correlation method is described by equations (26), (27).

The measurement error of the tangent $\delta$ in the circuit shown in Fig.1 does not depend on the fundamental block transmittance. It depends only on the investigated tg$\delta$ and the excitability error of the phase shift detector.