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

Adam CICHY
Brunon SZADKOWSKI

QUASI-ZRÓWNOWAŻONY, AKTYWNY UKŁAD DO POMIARU WSPÓŁCZYNNIKA STRAT DIELEKTRYCZNYCH

Streszczenie. W artykule przedstawiono koncepcję oraz przykład realizacji aktywnego, quasi-zrównoważonego układu do pomiaru współczynnika strat dielektrycznych tgδ. Opisano zasadę działania oraz przedstawiono odpowiednie równania. Ponadto przedstawiono równania czułości rozważanego układu pomiarowego oraz ocenę niepewności pomiarów.

A QUASI-BALANCED, ACTIV CIRCUIT FOR DIELECTICS DISSIPATION COEFFICIENT MEASUREMENT

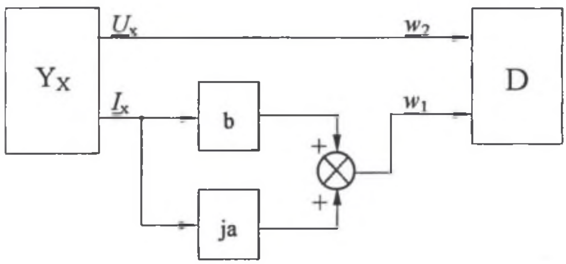
Summary. A quasi-balanced circuit for a dielectric dissipation coefficient (tangent *δ*) measurement has been presented in this paper. A pronciple of operation and appropriate equations have been presented as well. Sensitivity equations and uncertainty estimation have proposed.

1. WSTĘP

W literaturze znane są przede wszystkim zerowe, a także odchyleniowe metody pomiaru współczynnika strat dielektrycznych tgδ obiektów o charakterze RC. Metody zerowe charakteryzują się dużą dokładnością, jednak proces równoważenia układów zerowych jest złożony, co utrudnia ich automatyzację [1]. Z kolei metody wychyleniowe są metodami mniej dokładnymi, lecz stosunkowo łatwo poddają się automatyzacji. W grupie metod wychyleniowych można wyróżnić tzw. metody quasi-zrównoważone (inaczej quasi-zerowe) [2, 3], które umożliwiają pomiar tylko jednej, wybranej składowej badanej immitancji (np. tgδ) zachowując jednak pewne cechy układów zerowych [4, 5]. Zarówno w metodach zerowych, jak i quasi-zerowych wyróżnia się szczególny stan układu, do którego jest on sprowadzany poprzez zmianę nastaw elementów regulacyjnych – w metodach quasi-zrównoważonych nosi on nazwę stanu quasi-równowagi. Osiągnięcie stanu quasi-równowagi oznacza na przykład osiągnięcie założonej wartości kąta przesunięcia fazowego wybranych sygnałów układu. W układach quasi-zrównoważonych występuje tylko jeden element regulacyjny, dlatego też możliwy jest pomiar tylko jednej składowej badanej immitancji. Układy takie charakteryzują się maksymalną zbieżnością i łatwo poddają się automatyzacji.

2. OPIS PROPONOWANEGO UKŁADU

Na rys.1 przedstawiono proponowany schemat blokowy aktywnego układu quasi-zrównoważonego do pomiaru tgδ dielektryków. Układ ten odpowiada modelowi zaproponowanemu w pracy [6].



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 capacitor tandδ measurement

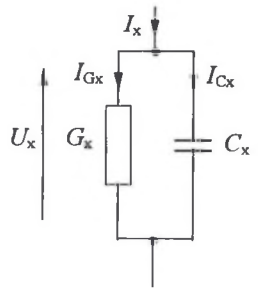
Poszczególne symbole na rys.1 oznaczają:

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 jest to stan, w którym spełniona jest relacja

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

Osiągnięcie stanu quasi-równowagi uzyskuje się poprzez zmianę transmitancji a lub b. Do stwierdzenia stanu quasi-równowagi służy fazoczuły detektor D. W dalszym ciągu rozważań zostanie wyjaśniony sposób pomiaru współczynnika strat dielektrycznych tgδ. W przedstawionych rozważaniach przyjęto, że badaną admitancją Y_X (rys.1) jest dielektryk reprezentowany schematem zastępczym złożonym z równolegle połączonych konduktancji G_X oraz pojemności C_X – jak na rys.2.



Rys.2. Schemat zastępczy dielektryka przyjęty do dalszych rozważań
Fig.2. Equiwalent diagram of the dielectric

Admitancja dielektryka reprezentowanego schematem z rys.2 wyraża się zależnością

$$\underline{Y}_X = G_X + \mathrm{j}\omega C_X, \tag{2}$$

natomiast współczynnik strat dielektrycznych definiowany jest równaniem:

$$\mathrm{tg}\,\delta_X = \frac{\mathrm{Re}(\underline{Y}_X)}{\mathrm{Im}(\underline{Y}_X)} = \frac{G_X}{\omega C_X}, \tag{3}$$

gdzie:
ω - pulsacja sygnałów $\underline{U}_x$, $\underline{I}_x$.

W układzie z rys.1 sygnały podlegające detekcji $\underline{w}_1$ i $\underline{w}_2$ można określić relacjami:

$$\begin{cases} \underline{w}_1 = b\underline{I}_X + \mathrm{j}a\underline{I}_X \\ \underline{w}_2 = \underline{U}_X \end{cases}, \tag{4}$$

stąd:

$$\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2} = b\frac{\underline{I}_X}{\underline{U}_X} + \mathrm{j}a\frac{\underline{I}_X}{\underline{U}_X} = b\underline{Y}_X + \mathrm{j}a\underline{Y}_X. \tag{5}$$

Układ z rys.1 zostaje sprowadzony do stanu quasi-równowagi, w którym obowiązuje zależność $\mathrm{Re}\left(\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right) = 0$, a zatem równanie (5) przybiera postać

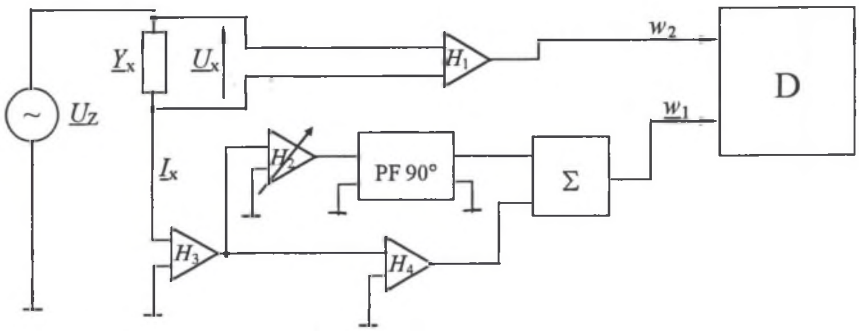
$$\mathrm{Re}\left(\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right) = b\,\mathrm{Re}(\underline{Y}_X) - a\,\mathrm{Im}(\underline{Y}_X) = 0, \tag{6}$$

skąd po uwzględnieniu równania (3) można wyznaczyć interesujący współczynnik strat dielektrycznych tgδ badanej admitancji:

$$tg\delta_X = \frac{a}{b}. \tag{7}$$

Przedstawiony na rys.1 układ quasi-zrównoważony jest układem prądu przemiennego charakteryzujący się prostym i szybkim procesem pomiarowym, w którym niezbędne jest zastosowanie tylko jednego elementu regulacyjnego (por. równanie (7)). Zbieżność proponowanego układu jest zatem stale maksymalna. Układ umożliwia pomiar wyłącznie jednej składowej badanej admitancji (w tym przypadku - tgδ), jednak w praktyce jest to często wystarczające.

Opisana koncepcja quasi-zrównoważonego układu do pomiaru tgδ może być zrealizowana w układzie, którego schemat ideowy przedstawiono na rys.3.



Rys.3. Schemat ideowy aktywnego quasi-zrównoważonego miernika tgδ kondensatorów
Fig.3. Block diagram of the active quasi-balanced capacitor tangent δ meter

Poszczególne symbole na rys.3 oznaczają:

D - detektor stanu quasi-równowagi $\operatorname{Re}\left(\dfrac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right) = 0$,

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).

W układzie z rys.3 - równania sygnałów podlegających detekcji $\underline{w}_1$, $\underline{w}_2$, mają postać

$$\begin{cases} \underline{w}_1 = H_3 H_4 \underline{I}_X + \mathrm{j} H_3 H_2 \underline{I}_X \\ \underline{w}_2 = H_1 \underline{U}_X \end{cases}, \tag{8}$$

skąd po uwzględnieniu analogii do równań (4) i (7) otrzymuje się w stanie quasi-równowagi

$$tg\delta_X = \frac{H_2}{H_4}, \tag{9}$$

przy czym zakłada się, że transmitancje H_2 i H_4 (również H_1 i H_3) są liczbami rzeczywistymi.

3. CZUŁOŚĆ RÓWNOWAŻONEGO UKŁADU POMIAROWEGO

Przed przystąpieniem do określenia czułości należy zdefiniować sygnał F podlegający detekcji. Zauważmy, że detektor w układzie z rys. 3 reaguje na kąt przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałami $\underline{w}_1$ i $\underline{w}_2$. Stan quasi-równowagi osiągnięty jest wówczas, gdy $\mathrm{Re}(\underline{w}_1/\underline{w}_2) = 0$, co jest równoznaczne ze spełnieniem relacji $\arg(\underline{w}_1/\underline{w}_2) = 90^o$.

Zatem sygnał F podlegający detekcji można określić równaniem:

$$F = \arg\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2} = \mathrm{arctg}\frac{\mathrm{Im}\left\{\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right\}}{\mathrm{Re}\left\{\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right\}}. \tag{10}$$

Zgodnie z zależnością (5) stosunek sygnałów $\underline{w}_1$, $\underline{w}_2$ wynosi

$$\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2} = b\underline{Y}_X + \mathrm{j}a\underline{Y}_X,$$

a zatem:

$$\mathrm{Im}\left(\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right) = b\,\mathrm{Im}(\underline{Y}_X) + a\,\mathrm{Re}(\underline{Y}_X), \tag{11}$$

oraz (por. równ.(6)):

$$\mathrm{Re}\left(\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2}\right) = b\,\mathrm{Re}(\underline{Y}_X) - a\,\mathrm{Im}(\underline{Y}_X). \tag{12}$$

Po uwzględnieniu zależności (11) i (12) w równaniu (10) otrzymuje się zależność wiążącą sygnał F z wielkością mierzoną tg δ_X

$$F = \mathrm{arctg}\frac{b\,\mathrm{Im}(\underline{Y}_X) + a\,\mathrm{Re}(\underline{Y}_X)}{b\,\mathrm{Re}(\underline{Y}_X) - a\,\mathrm{Im}(\underline{Y}_X)} = \mathrm{arctg}\frac{b + a\cdot\frac{\mathrm{Re}(\underline{Y}_X)}{\mathrm{Im}(\underline{Y}_X)}}{b\cdot\frac{\mathrm{Re}(\underline{Y}_X)}{\mathrm{Im}(\underline{Y}_X)} - a\cdot} = \mathrm{arctg}\frac{b + a\,tg\delta_X}{b\,tg\delta_X - a}. \tag{13}$$

Bezwzględną czułość S rozważanego, quasi-zrównoważonego układu pomiarowego obliczamy znajdując pochodną $\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}tg\delta_X}$, gdzie α - wskazanie odczytane na wyjściu detektora.

W dalszym ciągu skorzystamy z pewnych przekształceń, a mianowicie

$$S = \frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}tg\delta_X} = \frac{\mathrm{d}F}{\mathrm{d}tg\delta_X}\cdot\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}F} = \frac{\mathrm{d}F}{\mathrm{d}tg\delta_X}\cdot S_d, \tag{14}$$

gdzie:
F- sygnał podlegający detekcji,
$S_d = \frac{d\alpha}{dF}$ - czułość detektora stanu quasi-równowagi.

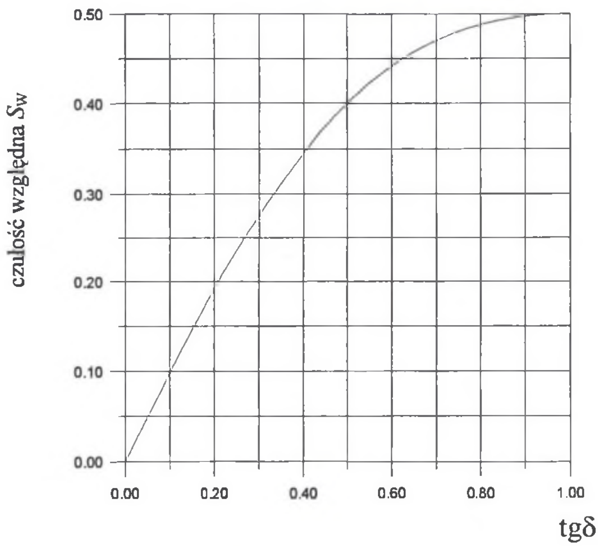
Pochodną $\frac{dF}{d\,tg\delta_X}$ oblicza się z zależności (13) i po podstawieniu do równania (14) otrzymuje się

$$S = \frac{1}{1+(tg\delta_X)^2} S_d . \tag{15}$$

Względną czułość omawianego układu wyznaczamy z zależności:

$$S_w = \frac{d\alpha}{\frac{dtg\delta_X}{tg\delta_X}} = S\ tg\delta_X = \frac{tg\delta_X}{1+(tg\delta_X)^2} S_d . \tag{16}$$

Na rys.4. przedstawiono charakterystykę czułości względnej S_W układu z rys.3, przy czym czułość detektora stanu quasi-równowagi przyjęto jako stałą, równą 1/1°.



Rys. 4. Charakterystyka czułości względnej układu z rys.3
Fig.4. Sensitivity characteristic for the circuit from Fig.3

Względna czułość układu osiąga swoje maksimum dla tgδ równego 1. Typowe wartości tgδ dla kondensatorów z dielektrykiem mieszczą się w granicach $10^{-3}...10^{-1}$, wówczas czułość względna S_W osiąga wartości z przedziału $10^{-3}...10^{-1}$. Zwiększenie czułości układu dla mniejszych tgδ wymaga zatem stosowania detektora o większej czułości S_d.

4. OCENA NIEPEWNOŚCI POMIARÓW

Do oceny niepewności pomiarów w omawianym układzie (rys.3) przyjęto pewne założenia, a mianowicie:

a) w stosowanych rozwiązaniach wzmacniaczy pomiarowych oraz konwerterów prąd/napięcie niepewności kątowe są zwykle pomijalnie małe (transmitancje H_1, H_2, H_3, H_4 z rys.3 są liczbami rzeczywistymi);

b) przesuwnik fazowy (blok PF90° na rys.3) wnosi dodatkowy błąd amplitudowy ze względu na wzmocnienie różne od jedności - konieczne jest zatem wprowadzenie do równania przetwarzania transmitancji H_{PF} przesuwnika fazowego.

Z równania (13), po uwzględnieniu, że a=H_2H_3 oraz b=H_3H_4 (por. równanie (8) i (4)), otrzymuje się

$$F = \operatorname{arctg}\frac{H_3H_4 + H_2H_3 tg\delta_X}{H_3H_4 tg\delta_X - H_2H_3} = \operatorname{arctg}\frac{H_4 + H_2 tg\delta_X}{H_4 tg\delta_X - H_2}, \tag{17}$$

skąd

$$tgF = \frac{H_4 + H_2 tg\delta_X}{H_4 tg\delta_X - H_2}. \tag{18}$$

Po przekształceniu równania (18) do postaci (19)

$$tg\delta_X = \frac{H_4 + H_2 tgF}{H_4 tgF - H_2} = \frac{H_4 ctgF + H_2}{-H_2 ctgF + H_4}, \tag{19}$$

można wyznaczyć równanie quasi-równowagi (wcześniej podane jako równanie 9); w stanie quasi-równowagi $F \to 90°$, tzn. $\operatorname{ctg}F \to 0$, a więc równanie (19) przyjmuje postać:

$$tg\delta_X = \frac{H_2}{H_4}.$$

Po uwzględnieniu transmitancji H_{PF} przesuwnika fazowego równanie (18) przyjmuje postać:

$$\operatorname{tg}\delta_X = \frac{H_4 + H_{PF}H_2 \operatorname{tg}F}{H_4 \operatorname{tg}F - H_{PF}H_2}. \tag{20}$$

Korzystając z zależności (20) można wyznaczyć niepewność bezwzględną pomiaru tangensa kąta strat (bez uwzględniania wpływów zakłócających). Odpowiednia relacja do obliczenia niepewności bezwzględnej $\pm\Delta$tgδ ma postać:

$$\pm\Delta \operatorname{tg}\delta_X = \pm\sqrt{\left(\frac{\partial \operatorname{tg}\delta_X}{\partial H_4}\cdot \pm\Delta H_4\right)^2 + \left(\frac{\partial \operatorname{tg}\delta_X}{\partial H_2}\cdot \pm\Delta H_2\right)^2 + \left(\frac{\partial \operatorname{tg}\delta_X}{\partial H_{PF}}\cdot \pm\Delta H_{PF}\right)^2 + \left(\frac{\partial \operatorname{tg}\delta_X}{\partial F}\cdot \pm\Delta F\right)^2}, \tag{21}$$

gdzie:

$\pm \Delta H_4, \pm \Delta H_2$ - niepewności amplitudowe przetworników o transmitancji H_4 oraz H_2,

$\pm \Delta H_{PF}$ - niepewność amplitudowa aktywnego przesuwnika fazowego 90°,

$\pm \Delta F$ - niepewność pomiaru kąta fazowego (niepewność detektora kąta 90°).

Równanie (21) można zapisać w innej postaci:

$$\pm \Delta tg\delta_X = \pm\sqrt{[k_1(\pm \Delta H_4)]^2 + [k_2(\pm \Delta H_2)]^2 + [k_3(\pm \Delta H_{PF})]^2 + [k_4(\pm \Delta F)]^2}, \tag{22}$$

gdzie:

$$k_1 = \frac{\partial tg\delta_X}{\partial H_4} = \frac{H_{PF}H_2\left(-1 - tg^2 F\right)}{\left(H_4 tg\gamma - H_{PF}H_2\right)^2}, \tag{23}$$

$$k_2 = \frac{\partial tg\delta_X}{\partial H_2} = \frac{H_{PF}H_4\left(1 + tg^2 F\right)}{\left(H_4 tg\gamma - H_{PF}H_2\right)^2}, \tag{24}$$

$$k_3 = \frac{\partial tg\delta_X}{\partial H_{PF}} = \frac{H_4 H_2\left(1 + tg^2 F\right)}{\left(H_4 tg\gamma - H_{PF}H_2\right)^2}, \tag{25}$$

$$k_4 = \frac{\partial tg\delta_X}{\partial F} = \frac{\left(H_{PF}^2 H_2^2 + H_4^2\right)\left(-1 - tg^2 F\right)}{\left(H_4 tg\gamma - H_{PF}H_2\right)^2}. \tag{26}$$

Niepewność względną pomiaru tangensa kąta strat opisuje zależność:

$$\pm \delta tg\delta_X =$$
$$= \pm\sqrt{\left(\frac{k_1}{tg\delta_X}\cdot(\pm \Delta H_4)\right)^2 + \left(\frac{k_2}{tg\delta_X}\cdot(\pm \Delta H_2)\right)^2 + \left(\frac{k_3}{tg\delta_X}\cdot(\pm \Delta H_{PF})\right)^2 + \left(\frac{k_4}{tg\delta_X}\cdot(\pm \Delta F)\right)^2}. \tag{27}$$

lub po przekształceniu:

$$\pm \delta tg\delta_X = \pm\sqrt{[p_1(\pm \Delta H_4)]^2 + [p_2(\pm \Delta H_2)]^2 + [p_3(\pm \Delta H_{PF})]^2 + [p_4(\pm \Delta F)]^2}. \tag{28}$$

gdzie:

$$p_1 = \frac{k}{\mathrm{tg}\,\delta_X} = \frac{H_{PF}H_2\left(-1 - \mathrm{tg}^2 F\right)}{\left(H_4\,\mathrm{tg}\,F - H_{PF}H_2\right)^2 \mathrm{tg}\,\delta_X}, \tag{29}$$

$$p_2 = \frac{k_2}{\mathrm{tg}\,\delta_X} = \frac{H_{PF}H_4\left(1 + \mathrm{tg}^2 F\right)}{\left(H_4\,\mathrm{tg}\,F - H_{PF}H_2\right)^2 \mathrm{tg}\,\delta_X}, \tag{30}$$

$$p_3 = \frac{k_3}{tg\delta_X} = \frac{H_4 H_2 \left(1 + tg^2 F\right)}{\left(H_4 tgF - H_{PF} H_2\right)^2 tg\delta_X}, \tag{31}$$

$$p_4 = \frac{k_4}{tg\delta_X} = \frac{\left(H_{PF}^2 H_2^2 + H_4^2\right)\left(-1 - tg^2 F\right)}{\left(H_4 tgF - H_{PF} H_2\right)^2 tg\delta_X}. \tag{32}$$

Zastosowane w omawianym układzie pomiarowym elementy charakteryzowały się następującymi niepewnościami względnymi:

$$\pm \delta H_4 \approx \pm 1\%,$$
$$\pm \delta H_2 \approx \pm 1\%,$$
$$\pm \delta H_{PF} \approx \pm 1\%,$$
$$\pm \delta F \approx \pm 1{,}5\%,$$

zatem niepewność całkowitą można oszacować na poziomie $\pm \delta\, \mathrm{tg}\delta_X \approx \pm 5\%$.

W omawianym układzie pomiarowym jednym ze źródeł niepewności jest ograniczona pobudliwość; odpowiedni błąd pobudliwości δ_p jest ściśle związany z czułością względną S_W układu (por. pkt.3) według zależności:

$$\delta_p = \frac{1}{S_w} d\alpha = \frac{1 + (tg\delta)^2}{tg\delta} \cdot \frac{1}{S_d} d\alpha, \tag{33}$$

gdzie:
dα – najmniejsza dostrzegalna zmiana wskazania detektora.
W praktyce dąży się do tego, aby spełniony był warunek

$$\delta_p \le 0{,}1 \cdot \delta\, \mathrm{tg}\delta_X, \tag{34}$$

a zatem powinien być spełniony również warunek

$$\frac{1 + (tg\delta)^2}{tg\delta} \cdot \frac{1}{S_d} d\alpha \le 0{,}1 \cdot \delta tg\delta_X. \tag{35}$$

W przypadku pomiaru małych tgδ (rzędu $10^{-2}...10^{-3}$) spełnienie warunku (35) wymagałoby zastosowania bardzo czułego detektora, co może być trudne w realizacji. Błąd pobudliwości może być wówczas dominującą składową całkowitej niepewności pomiaru.

5. UWAGI KOŃCOWE

Model fizyczny układu pomiarowego zaprezentowanego na rys.3 został wykonany i przebadany w ramach pracy [7]. Przeprowadzone badania potwierdziły przydatność omawianego układu quasi-zrównoważonego do pomiaru tgδ dielektryków, przy czym osiągnięta niepewność pomiarów ±(10...20)% nie była zadowalająca. Podstawowymi przyczynami stosunkowo dużej niepewności były zbyt mała czułość oraz niska jakość zastosowanych elementów.

Opisany układ pomiarowy charakteryzuje się prostym i szybkim procesem „quasi-równoważenia", gdyż wystarczy zastosowanie tylko jednego elementu regulacyjnego. W odróżnieniu od układów zrównoważonych prądu przemiennego - zbieżność układów quasi-zrównoważonych jest stale maksymalna. Jest to istotne zarówno z punktu widzenia automatyzacji układu, jak i „quasi-równoważenia" ręcznego.

Warto podkreślić, że omawiany, quasi-zrównoważony układ pomiarowy charakteryzuje się niezależnością czułości od napięcia zasilania (w szerokim zakresie napięć). Napięcie zasilania nie występuje w równaniach przetwarzania i czułości, a także w równaniu opisującym niepewność układu. Może to być korzystne w niektórych sytuacjach pomiarowych.

Przedstawione w artykule równania mogą być wykorzystane przy projektowaniu omawianych układów, a zwłaszcza przy wskazywaniu sposobów zmniejszenia niepewności pomiarów. Jednym z ważniejszych sposobów zmniejszenia niepewności jest zwiększenie czułości detektora D. Dalsze prace należałoby zatem skoncentrować na opracowaniu odpowiednich sposobów detekcji. Wydaje się, że tutaj interesujące może być wykorzystanie najnowszych osiągnięć w zakresie pomiarów kątów fazowych, jakimi są algorytmiczne metody pomiaru kąta fazowego, obszernie opisane w monografii [8].

LITERATURA

1. Karandiejew K. B.: Pomiary elektryczne metodami mostkowymi i kompensacyjnymi. WNT, Warszawa 1969.
2. Szadkowski B.: Quasi-zrównoważone metody pomiaru immitancji. Rozprawy Elektrotechniczne 1985, 31, z.2.
3. Szadkowski B.: Pomiar składowych immitancji metodą detekcji stanu Re $w_1/w_2=0$. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, seria „Elektryka" nr 108, Gliwice 1989.
4. Cichy A.: Quasi-zrównoważone układy do pomiaru składowych immitancji. Materiały XXX Międzyuczelnianej Konferencji Metrologów MKM'98, Międzyzdroje 1998.
5. Atmanand M. A., Jagadeesh Kumar V., Vempati G. K., Murti: A Microcontroler Based Quasi-Balanced Bridge for the Measurement of L, C and R. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 45, no. 3, June 1996.
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. Wyrozumski A.: Quasi-zrównoważony miernik RC. Praca dyplomowa magisterska, wykonana w Instytucie Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej Politechniki Śląskiej pod kier. B. Szadkowskiego, Gliwice 1999.

8. Gajda J., Sroka M.: Pomiary kąta fazowego. Metody - układy - algorytmy. Wyd. AGH, Kraków 2000.

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 this paper. So called quasi-balance status has been distinguished in this circuit, which means, that an assumed phase shift is obtained for the selected circuit signals. This is possible by means of only one regulation element. A block diagram of the quasi-balanced circuit for tnagnet 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, *ja*, *b* – transducers with *ja* and *b* transmittances (*a*, *b* – real numbers), $\underline{w}_1$, $\underline{w}_2$ – detected signals. The quasi-balance status of the mentioned circuit menas that the equation (1) is satisfied. It is possible by *a* or *b* change, and tehe detector D confirms the quasi-balance status. Tangent δ can be calculated from equation (7).

The described idea of the quasi-balanced circuit can be realized in the circuit shown in Fig.3. Tangent δ can be calculated from equation (9) (H_2, H_4 and H_1, H_3 are real numers).

The relative sensitivity of this circuit can be from calculated from equation (16) and the sensitivity charakcteristics is shown in Fig.3.

The maximal ucertainty of this circuit is described by equation (28). The errors (also known as excitability errors caused by the limited sensitivity of converting blocs are described by equation (33).