

Janusz GUZIK, Brunon SZADKOWSKI
Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej

RÓWNONAPIĘCIOWA KOMPARACJA ADMITANCJI

Streszczenie. W pracy przedstawiono ogólny schemat blokowy i ogólny model matematyczny równonapięciowych komparatorów admitancji. Przedstawiono przykładowe rozwiązanie komparatora przeznaczonego do badania dielektryków. Podano zależności pozwalające na ocenę podstawowych właściwości metrologicznych tego komparatora (zbieżność, bezpośredni odczyt, czułość, niepewność pomiarów).

EQUIVOLTAGE ADMITTANCE COMPARISON

Summary. The general block diagram and general mathematical model of equi-voltage admittance comparator circuits have been presented in this paper. The exemplary solution of comparator circuit used for dielectric investigations has been shown. The derived dependences enabling evaluation of the basic metrological parameters of this comparator circuit (convergence, direct reading conditions, sensitivity, uncertainty of measurements) Have been given as well.

1. WPROWADZENIE

Najczęściej stosowanymi i opisanymi w literaturze układami komparacyjnymi są układy komparacji równoprądowej [15, 16, 17, 20]. Jednak nie nadają się one do pomiarów skrajnie dużych rezystancji i reaktancji. Natomiast układy komparacji równonapięciowej są znacznie rzadziej stosowane i mniej znane w literaturze, a zdaniem autorów – bardzo dobrze nadają się właśnie do pomiarów skrajnie dużych rezystancji i reaktancji.

Zasadę równonapięciowej komparacji admitancji można zrealizować w układzie o schemacie blokowym przedstawionym na rys. 1 [20].

W układzie tym komparowane admitancje: badana Y_X i wzorcowa Y_N zostają przetworzone na odpowiadające im sygnały prądowe I_X i I_N , które następnie są przetwarzane za pomocą przetworników o transmitancjach H_X i H_N na proporcjonalne sygnały W_X i W_N tego samego rodzaju (np. sygnały napięciowe [1, 2, 7], sygnały prądowe [4, 7] lub sygnały częstotliwościowe [13]).

Zadaniem przetwornika wyjściowego PW jest detekcja różnicy sygnałów $W = W_X - W_N$ (stwierdzenie stanu kompensacji tych sygnałów). W najbardziej ogólnym przypadku równanie przetwarzania komparatora admitancji z rys. 1 ma postać:

$$W = W_X - W_N = E Y_X H_X - E Y_N H_N, \quad (1a)$$

skąd dla stanu kompensacji $W = 0$ otrzymujemy równanie komparacji:

$$Y_X = \frac{H_N}{H_X} \cdot Y_N, \quad (1b)$$

gdzie:

E – napięcie źródła zasilającego komparator,

Y_X, Y_N – admitancje: badana i wzorcowa,

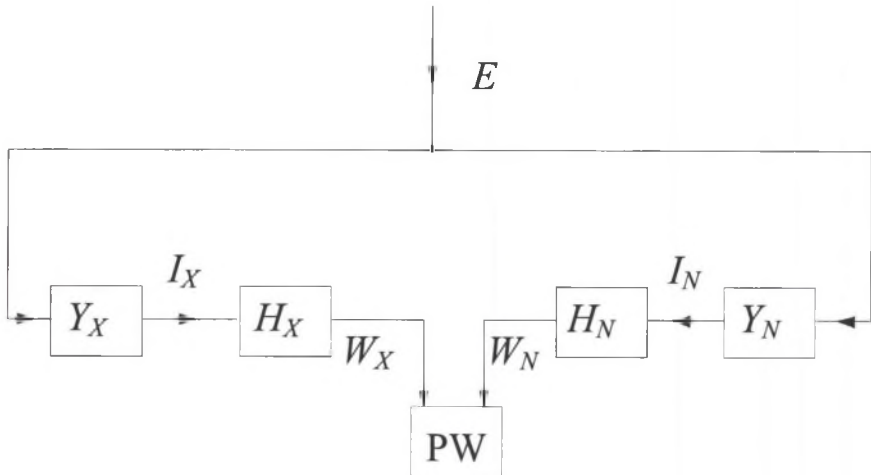
W_X, W_N – sygnały podlegające porównaniu (kompensacji) w obwodzie przetwornika wyjściowego PW,

H_X, H_N – transmitancje zastosowanych przetworników o równaniach:

$$H_X = \frac{W_X}{I_X} = \frac{W_X}{E Y_X}, \quad (2a)$$

i

$$H_N = \frac{W_N}{I_N} = \frac{W_N}{E Y_N}. \quad (2b)$$



Rys.1. Schemat blokowy równonapięciowej komparacji admitancji

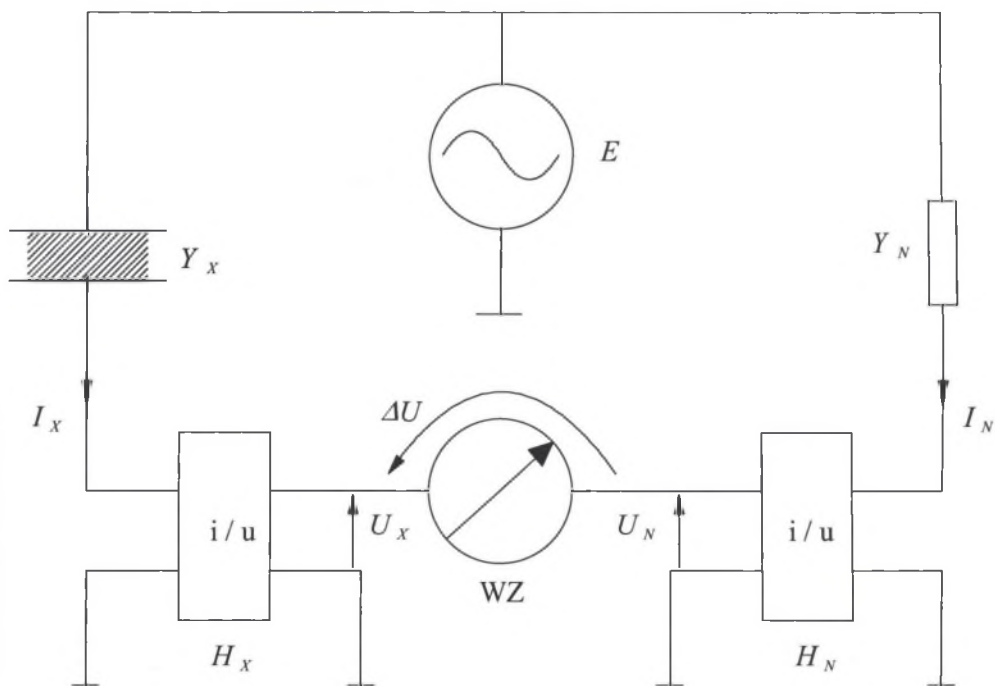
Fig.1. Block diagram of equivalent voltage admittance comparison

W dalszym ciągu, opierając się na wcześniejszych pracach autorów [1-14, 20], przedstawiono przykładowo realizację omawianego układu komparacyjnego w zastosowaniu do badań dielektryków. Odpowiedni schemat przedstawiono na rys. 2, gdzie: Y_X – admitancja badanego

dielektryka, Y_N – admittancja wzorcowa, H_X, H_N – transmitancje przetworników i/u w torach prądów I_X i I_N ; sygnały W_X i W_N są sygnałami napięciowymi, tzn. $W_X = U_X$ i $W_N = U_N$.

Propozycja zastosowania równonapięciowego komparatora do badań dielektryków nie jest przypadkowa, bowiem w równonapięciowej komparacji można łatwo spełnić wymaganie pomijalnie małych impedancji wejściowych przetworników i/u w porównaniu z impedancjami komparowanymi (wówczas można z dobrym przybliżeniem zapisać: $I_X = E Y_X$ oraz $I_N = E Y_N$). Przy spełnieniu wspomnianego wymagania - równanie przetwarzania dla układu komparatora z rys. 2 ma postać:

$$\Delta U = U_X - U_N = E Y_X H_X - E Y_N H_N. \quad (3a)$$



Rys. 2. Schemat ideowy komparatora admittancji z kompensacją napięć U_X i U_N
Fig. 2. Schematic diagram of the admittance comparator circuit with compensation of voltages U_X and U_N

W układzie z rys. 2 rolę przetwornika wyjściowego PW (por. rys.1) pełni wskaźnik zera WZ, którego zadaniem jest stwierdzenie stanu kompensacji $\Delta U = 0$ sygnałów napięciowych U_X i U_N . W stanie kompensacji - odpowiednie równanie komparacji ma ogólną postać:

$$Y_X = \frac{H_N}{H_X} \cdot Y_N, \quad (3b)$$

natomiast postać szczegółową tego równania można zapisać następująco:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Re} Y_X &= \operatorname{Re} \left[\frac{H_N}{H_X} \cdot Y_N \right] = k(p, q) \\ \operatorname{Im} Y_X &= \operatorname{Im} \left[\frac{H_N}{H_X} \cdot Y_N \right] = l(p, q) \\ \operatorname{tg} \delta_X &= \frac{\operatorname{Re} Y_X}{\operatorname{Im} Y_X} = \frac{\operatorname{Re} \left[\frac{H_N}{H_X} \cdot Y_N \right]}{\operatorname{Im} \left[\frac{H_N}{H_X} \cdot Y_N \right]} = \frac{k(p, q)}{l(p, q)} = m(p, q) \end{aligned} \right\}, \quad (3c)$$

gdzie:

p i q - są odpowiednio składowymi rzeczywistą oraz urojoną wielkości zespolonych H , Y (np. $H_X = p_X + jq_X$), przy czym p i q są równocześnie zmiennymi (elementami nastawnymi komparatora), natomiast $k(p, q)$, $l(p, q)$, $m(p, q)$ - są funkcjami tych zmiennych (p, q).

2. WŁAŚCIWOŚCI METROLOGICZNE RÓWNONAPIĘCIOWEGO KOMPARATORA ADMITANCJI

Analiza metrologiczna przedstawionego na rys.2 układu komparatora do badań dielektryków dotyczy jego podstawowych właściwości metrologicznych, tj.:

- 1) zbieżności [7, 12],
- 2) bezpośredniego odczytu mierzonych składowych admitancji badanego dielektryka [7, 8],
- 3) czułości [5, 7],
- 4) niepewności pomiaru składowych admitancji badanego dielektryka [7].

2.1. Zbieżność

Zbieżność ma duże znaczenie dla pracy komparatora, zarówno regulowanego „ręcznie”, jak i zautomatyzowanego, gdyż w sposób istotny wpływa na czas pomiaru (tym dłuższy czas im mniejsza zbieżność). Szczególnie w przypadku małych częstotliwości, np. od 1 mHz do 10 Hz, mała zbieżność układu, przy konieczności wielokrotnego, naprzemiennego regulowania elementami nastawnymi dla uzyskania stanu komparacji - jest bardzo czasochłonna.

Do określenia zbieżności dowolnego układu zrównoważonego (prądu przemiennego) najwygodniej jest wyznaczyć tzw. kąt zbieżności γ zdefiniowany zależnością [12]:

$$\gamma = \operatorname{Arg} \left[\frac{\partial \Delta U}{\partial p} \right] - \operatorname{Arg} \left[\frac{\partial \Delta U}{\partial q} \right], \quad (4)$$

gdzie:

p, q - para elementów nastawnych, pozwalających na sprowadzenie komparatora z rys. 2 do stanu komparacji $\Delta U = 0$.

Po podstawieniu do równania (4) zależności (3a) otrzymujemy:

$$\gamma = \text{Arg} \left[\frac{\partial}{\partial p} E(Y_X H_X - Y_N H_N) \right] - \text{Arg} \left[\frac{\partial}{\partial q} E(Y_X H_X - Y_N H_N) \right]. \quad (5)$$

Zwróćmy uwagę, że elementami nastawnymi (p, q) mogą być składowe (rzeczywiste i urojone) transmitancji H_X i H_N przetworników i/u, jak również składowe admittancej wzorcowej Y_N . Pary elementów nastawnych (p, q) mogą być zatem wybrane z następującego zbioru elementów: $\text{Re } H_X, \text{Im } H_X, \text{Re } H_N, \text{Im } H_N, \text{Re } Y_N, \text{Im } Y_N$.

W dalszej analizie rozpatrzone zostaną dwa możliwe warianty (I) i (II) rozmieszczenia elementów nastawnych:

- (I) - elementy nastawne (p, q) umieszczone są w dowolnym, lecz tym samym bloku schematu komparatora wg rys. 2 (H_X, H_N lub Y_N),
- (II) - elementy nastawne (p, q) umieszczone są w różnych blokach schematu komparatora wg rys. 2. (H_X, H_N lub Y_N).

Obliczone wg wzoru (5) wartości kątów zbieżności γ dla różnych sytuacji - zestawiono w tablicy 1 [12]. Zastosowane w tabl. 1 symbole φ_X, φ_N i φ_Y oznaczają kąty fazowe odpowiednich admittancej i transmitancji:

$$\varphi_X = \text{Arg} Y_X = -\left(\frac{\pi}{2} - \delta_X\right), \quad \varphi_N = \text{Arg} H_N \quad \text{i} \quad \varphi_Y = \text{Arg} Y_Y = -\left(\frac{\pi}{2} - \delta_Y\right).$$

Z porównania danych zamieszczonych w tablicy 1 wynika, że wariant (I) rozmieszczenia par (p, q) elementów nastawnych umożliwi uzyskanie maksymalnej zbieżności $\gamma = \pm \frac{\pi}{2}$, niezależnie od częstotliwości. Natomiast dla wariantu (II) - odpowiednie wartości kątów zbieżności γ nie osiągają wartości maksymalnej, a ponadto są zależne od częstotliwości f , ponieważ argumenty zespolonych admittancej i transmitancji w ogólnym przypadku są funkcjami częstotliwości.

W przypadku badania dielektryków - częściej dokonuje się pomiaru składowych $\text{Im} Y_X$, $\text{tg} \delta_X$; wówczas na ogół konieczne jest zastosowanie wariantu (II) rozmieszczenia elementów nastawnych i zgodnie z danymi w tabl. 1 - najkorzystniejszą zbieżność (choć nie maksymalną) uzyskamy wybierając pary elementów nastawnych: (p_X, q_N) lub (p_N, q_X).

Wybór pozostałych par (p, q) dla pomiaru składowych $\text{Im} Y_X, \text{tg} \delta_X$ nie jest korzystny, gdyż zbieżności są wtedy mniejsze i zależne od częstotliwości.

Przy pomiarze składowych $\text{Re} Y_X, \text{Im} Y_X$ badanej admittancej - należy zastosować wariant (I) rozmieszczenia elementów nastawnych i zgodnie z danymi w tabl. 1 - najkorzystniejszą zbieżność (maksymalną!) uzyskamy wybierając pary elementów nastawnych: (p_X, q_X), (p_N, q_N) lub (p_Y, q_Y).

Tablica 1

Wartości kątów zbieżności γ dla pomiaru składowych
($\text{Re} Y_X$, $\text{Im} Y_X$) oraz ($\text{Im} Y_X$, $\text{tg} \delta_X$) badanej admittancji Y_X dielektryka

Składowe Y_X	blok H_X		blok H_N		blok Y_N		Kąt zbieżności γ
	Re H_X	Im H_X	Re H_N	Im H_N	Re Y_N	Im Y_N	
	p_X	q_X					$-\frac{\pi}{2}$
($\text{Re} Y_X$, $\text{Im} Y_X$)			p_N	q_N			$+\frac{\pi}{2}$
					p_Y	q_Y	
	p_X			q_N			$+\frac{\pi}{2} - (\delta_Y + \delta_X) \approx +\frac{\pi}{2}$
		q_X	p_N				$+\frac{\pi}{2} - (\delta_Y + \delta_X) \approx +\frac{\pi}{2}$
($\text{Im} Y_X$, $\text{tg} \delta_X$)	p_X					q_Y	$-(\varphi_N - \delta_X) \approx -\varphi_N$
		q_X			p_Y		$-(\varphi_N + \delta_X) \approx -\varphi_N$
			p_N			q_Y	$\pi - (\varphi_N + \delta_N) \approx \pi - \varphi_N$
				q_N	p_Y		

2.2. Bezpośredni odczyt

Spełnienie warunków „bezpośredniego odczytu” oznacza spełnienie takich warunków pomiaru mierzonej admittancji Y_X , że wartości mierzonych wielkości są odczytywane wprost z podziałek elementów nastawnych, bez potrzeby wykonywania jakichkolwiek obliczeń. Ogólnie, w celu zapewnienia bezpośredniego odczytu należałoby spełnić relacje (6a,b) pomiędzy mierzonymi składowymi i wartościami elementów nastawnych (p , q) tak, aby te relacje były funkcjami wzajemnie niezależnymi:

- dla pomiaru składowych ($\text{Re} Y_X$, $\text{Im} Y_X$) admittancji Y_X :

$$\left. \begin{array}{l} \text{Re} Y_X = k_1(p) \\ \text{Im} Y_X = l_1(q) \end{array} \right\} \text{ lub } \left. \begin{array}{l} \text{Re} Y_X = k_2(q) \\ \text{Im} Y_X = l_2(p) \end{array} \right\}, \quad (6a)$$

- dla pomiaru składowych ($\text{Im} Y_X$, $\text{tg} \delta_X$) admittancji Y_X :

$$\left. \begin{array}{l} \text{Im} Y_X = l_2(p) \\ \text{tg} \delta_X = m_1(q) \end{array} \right\} \text{ lub } \left. \begin{array}{l} \text{Im} Y_X = l_1(q) \\ \text{tg} \delta_X = m_2(p) \end{array} \right\}, \quad (6b)$$

przy czym (por. równanie komparacji 3b,c):

$$\operatorname{Re} Y_X = k(p, q) = \frac{p_X \cdot (p_N \cdot p_Y - q_N \cdot q_Y) + q_X \cdot (p_N \cdot q_Y + q_N \cdot p_Y)}{p_X^2 + q_X^2}, \quad (7a)$$

$$\operatorname{Im} Y_X = l(p, q) = \frac{p_X \cdot (p_N \cdot q_Y + q_N \cdot p_Y) - q_X \cdot (p_N \cdot p_Y - q_N \cdot q_Y)}{p_X^2 + q_X^2}, \quad (7b)$$

$$\operatorname{tg} \delta_X = m(p, q) = \frac{p_X \cdot (p_N \cdot p_Y - q_N \cdot q_Y) + q_X \cdot (p_N \cdot q_Y + q_N \cdot p_Y)}{p_X \cdot (p_N \cdot q_Y + q_N \cdot p_Y) - q_X \cdot (p_N \cdot p_Y - q_N \cdot q_Y)}. \quad (7c)$$

Analitycznym warunkiem niezależności funkcji $k(p, q)$ i $l(p, q)$ (dla pomiaru składowych $\operatorname{Re} Y_X$, $\operatorname{Im} Y_X$) lub $l(p, q)$ i $m(p, q)$ (dla pomiarów składowych $\operatorname{Im} Y_X$ i $\operatorname{tg} \delta_X$) jest, aby jacobian J tych funkcji był różny od zera, tj. aby:

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial k(p, q)}{\partial p} & \frac{\partial k(p, q)}{\partial q} \\ \frac{\partial l(p, q)}{\partial p} & \frac{\partial l(p, q)}{\partial q} \end{vmatrix} \neq 0, \quad (8a)$$

lub

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial l(p, q)}{\partial p} & \frac{\partial l(p, q)}{\partial q} \\ \frac{\partial m(p, q)}{\partial p} & \frac{\partial m(p, q)}{\partial q} \end{vmatrix} \neq 0. \quad (8b)$$

W pracach [7, 8], obliczając jacobiany (8a,b) dla wszystkich możliwych przypadków rozmieszczenia par (p, q) elementów nastawnych w omawianym komparatorze, sformułowano następujące, ogólne warunki uzyskania bezpośredniego odczytu:

$$\left. \begin{array}{l} \operatorname{Arg} A = 0 \quad \text{lub} \quad \pm \pi/2 \\ \operatorname{Arg} B = \operatorname{Arg} A \end{array} \right\}, \quad (9)$$

lub

$$\left. \begin{array}{l} \operatorname{Arg} A = 0 \quad \text{lub} \quad \pm \pi/2 \\ \operatorname{Arg} B = \operatorname{Arg} A \pm \pi/2 \end{array} \right\}, \quad (10)$$

gdzie:

$A, B \equiv H_N, H_X$ lub Y_N , a odpowiednie przyporządkowanie wielkości H_N, H_X lub Y_N wielkościom A, B występującym we wzorach (9) i (10) podano w tabelicy 2.

Tablica 2

Wielkości A i B występujące w ogólnych warunkach bezpośredniego odczytu (równ. 9 i 10)

(p, q)	(p_N, q_N)	(p_Y, q_Y)	(p_X, q_X)	(p_N, q_X)	(p_X, q_Y)	(p_Y, q_X)	(p_N, q_Y)	(p_Y, q_N)
A	Y_N	H_N	H_X					
B	H_X		Y_N		H_N		H_N	Y_N

Spośród dwóch możliwych do wyboru, ogólnych warunków bezpośredniego odczytu wg równań (9) i (10) – prostszą w technicznej realizacji jest relacja (9). Dla warunku (10) – konieczne jest zastosowanie przesuwnika fazowego o stałym przesunięciu fazy równym $\pm \pi/2$, co jest technicznie trudniejsze, zwłaszcza w przypadku pracy komparatora w szerokim paśmie częstotliwości.

2.3. Czulość

Ogólnie, bezwzględną czulość S komparatora z rys. 2 można określić za pomocą wzoru:

$$S = \left| \frac{\partial \Delta U}{\partial Y_X} \right| \stackrel{(3a)}{=} \left| \frac{\partial E(Y_X H_X - Y_N H_N)}{\partial Y_X} \right| = |E H_X| = |E| |H_X|. \quad (11)$$

Warunkiem zadowalającej czulości S komparatora jest spełnienie relacji:

$$S \geq S_{\min} \Leftrightarrow |E| |H_X| \geq S_{\min}, \quad (12)$$

gdzie:

S_{\min} - oznacza zakładaną, minimalną wartość czulości bezwzględnej S komparatora. Zauważmy, że niezależnie od rodzaju mierzonych składowych, spełnienie warunku (12) jest możliwe m. in. poprzez odpowiedni dobór wartości $|E|$ napięcia zasilającego komparator.

Można wykazać [12], że przy pomiarach składowych $\text{Re}Y_X$, $\text{Im}Y_X$, przy maksymalnej zbieżności - spełnienie warunku zadowalającej czulości (por. równ.12) sprowadza się do zapewnienia relacji:

$$\sqrt{p_X^2 + q_X^2} \geq \sqrt{p_{X \min}^2 + q_{X \min}^2}. \quad (13)$$

Zastosowanie komparatora z rys.2 do szerokopasmowych badań dielektryków zależy od parametrów transmitancji $H_X(j\omega)$ opisanej za pomocą zależności:

$$H_X = H_X(j\omega) = \frac{H_{OX}}{1 + j \left(\frac{\omega}{\omega_{OX}} \right)}, \quad (14)$$

gdzie:

H_{OX} – stałoprądowa transmitancja przetwornika i/u , ω_{OX} – pulsacja dominującego bieguna transmitancji $H_X(j\omega)$, ω – pulsacja źródła napięcia zasilającego układ komparatora.

Relację (12) można wtedy zapisać w postaci:

$$|E| |H_X| \geq S_{\min} \Leftrightarrow |E| \frac{H_{OX}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{OX}}\right)^2}} \geq S_{\min}, \quad (15)$$

a stąd maksymalna wartość $\omega_{max,x}$ pulsacji źródła napięcia zasilającego (dla której jest jeszcze spełniony warunek zadowalającej czułości (12)) określona jest wzorem:

$$\omega_{max,x} \leq \omega_{OX} \sqrt{\frac{|E|^2 H_{OX}^2}{S_{\min}^2} - 1} \approx \omega_{OX} \frac{|E| H_{OX}}{S_{\min}}. \quad (16)$$

Możliwość zastosowania komparatora z rys. 2 do pomiarów w szerokim zakresie częstotliwości jest korzystna z punktu widzenia diagnostyki stanu dielektryków [18, 19]. Znane układy pomiarowe do badań dielektryków (np. mostki) nie nadają się do pomiarów szerokopasmowych [20].

2.4. Niepewność pomiaru składowych admittancji

Podstawiając do równań komparacji (3b,c)

$$Y_X = G_X + j\omega C_X \text{ i } Y_N = G_N + j\omega C_N,$$

otrzymujemy:

$$\left. \begin{aligned} G_X &= \frac{H_{ON}}{H_{OX}} \cdot G_N \\ C_X &= \frac{H_{ON}}{H_{OX}} \cdot C_N \\ \operatorname{tg} \delta_X &= \frac{G_N}{\omega \cdot C_N} = \operatorname{tg} \delta_N \end{aligned} \right\}, \quad (17)$$

a stąd odpowiednie niepewności względne $\pm \delta_{G_X}$, $\pm \delta_{C_X}$ i $\pm \delta_{\operatorname{tg} \delta_X}$ pomiaru składowych (G_X , C_X) lub (C_X , $\operatorname{tg} \delta_X$) badanego dielektryka są następujące:

$$\pm \delta_{G_X} = \pm \sqrt{(\pm \delta_{H_{ON}})^2 + (\pm \delta_{H_{OX}})^2 + (\pm \delta_{G_N})^2}, \quad (18a)$$

$$\pm \delta_{C_X} = \pm \sqrt{(\pm \delta_{H_{ON}})^2 + (\pm \delta_{H_{OX}})^2 + (\pm \delta_{C_N})^2}, \quad (18b)$$

i

$$\pm \delta_{I_B \delta_X} = \pm \sqrt{(\pm \delta_{G_N})^2 + (\pm \delta_{\omega})^2 + (\pm \delta_{C_N})^2}, \quad (18c)$$

gdzie:

$\pm \delta_{H_{ON}}, \pm \delta_{H_{OX}}, \pm \delta_{G_N}, \pm \delta_{C_N}, \pm \delta_{\omega}$ - niepewności parametrów $H_{ON}, H_{OX}, G_N, C_N, \omega_N$.

Transmitancje H_{ON}, H_{OX} przetworników i/u (rys. 2) są na ogół równe rezystancji R umieszczonej w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego, a więc odpowiednie wartości $\pm \delta_{H_{ON}}, \pm \delta_{H_{OX}}$ są porównywalne z wartościami $\pm \delta_{G_N}, \pm \delta_{C_N}$ zastosowanych wzorców RC . Niepewność pomiarów, po wyeliminowaniu typowych zakłóceń (zwłaszcza upływności izolacyjnych oraz sprzężeń elektromagnetycznych), zależy od jakości zastosowanych wzorców i może osiągać wartości poniżej 1%, co w przypadku badań dielektryków jest wystarczające.

3. PODSUMOWANIE

Przedstawione w pracy ogólny schemat blokowy i model matematyczny równonapięciowych komparatorów admittance mogą być podstawą do analizy właściwości metrologicznych różnych rozwiązań układowych tej klasy komparatorów.

W równonapięciowej komparacji można łatwo spełnić wymaganie pomijalnie małych impedancji wejściowych przetworników i/u w porównaniu z impedancjami komparowanymi i dlatego równonapięciowe komparatory nadają się do pomiarów skrajnie dużych rezystancji i reaktancji, a więc m. in. do badań dielektryków.

Przeanalizowany przykładowo układ komparatora do badania dielektryków o admittance Y_X (rys. 2) umożliwia wyznaczenie składowych badanej admittance ($\text{Re}Y_X, \text{Im}Y_X$) lub ($\text{Im}Y_X, \text{tg}\delta_X$) przy zachowaniu takich cech, jak: wystarczająco duża (także maksymalna) zbieżność, bezpośredni odczyt, zadowalająca czułość oraz niepewność pomiaru (po wyeliminowaniu typowych zakłóceń, zwłaszcza elektromagnetycznych oraz upływności izolacyjnych) zależna od zastosowanych w układzie pomiarowym wzorców RC .

Zaletą komparatora z rys.2 jest możliwość zastosowania go do badań dielektryków w szerokim zakresie częstotliwości [7], co jest korzystne z punktu widzenia możliwości diagnozowania stanu dielektryków [18, 19].

LITERATURA

1. Bojarska M., Guzik J.: *Ocena wartości stosunku sygnał-szum w równonapięciowym komparatorze admittance dielektryków przy przetwarzaniu skrajnie małych prądów infraniskiej częstotliwości ($10^3 - 10$) Hz.* ZN Pol. Śl., s. Elektryka, z. 184. Gliwice 2003, s. 91-102.
2. Guzik J., Szadkowski B.: *Ocena granicznej zdolności rozdzielczej konwertera prąd-napięcie przy przetwarzaniu skrajnie małych prądów infraniskiej częstotliwości (10^3-10) Hz.* ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 128. Gliwice 1991, s. 59-68.
3. Guzik J., Szadkowski B.: *Ocena skuteczności metod kompensacji napięcia niezrównoważenia w konwerterach prąd-napięcie do badań dielektryków w zakresie infraniskiej częstotliwości (10^3-10) Hz.* ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 134. Gliwice 1994, s. 17-28.

4. Guzik J., Szadkowski B.: *Komparator do badań dielektryków w zakresie infraniskich częstotliwości*. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 136. Gliwice 1994, s. 41-52.
5. Guzik J., Szadkowski B.: *Analiza aktywnych równonapięciowych komparatorów admitancji z punktu widzenia ich przydatności do szerokopasmowych badań dielektryków*. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 144. Gliwice 1995, s. 25-36.
6. Guzik J., Szadkowski B.: *Układy pomiarowe do badania dielektryków prądem przemiennym o infraniskiej częstotliwości*. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 144. Gliwice 1995, s. 11-23.
7. Guzik J.: *Szerokopasmowe układy pomiarowe do badań dielektryków*. Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1996.
8. Guzik J.: *Warunki bezpośredniego odczytu w układzie aktywnego równonapięciowego komparatora przeznaczonego do szerokopasmowych badań dielektryków*. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 158. Gliwice 1997, s. 135-141.
9. Guzik J.: *Ocena zakresu częstotliwości poprawnej pracy aktywnego równonapięciowego komparatora przeznaczonego do szerokopasmowych badań dielektryków*. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 158, Gliwice 1997, s. 143-151.
10. Guzik J.: *Dobór parametrów toru przetwornika I/U przy założonych charakterystykach częstotliwościowych komparatora do szerokopasmowych badań dielektryków*. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 162, Gliwice 1998, s. 133-140.
11. Guzik J.: *Model matematyczny układu do ciągłej diagnostyki stanu izolacji obiektu*. XXX Międzynarodowa Konferencja Metrologów, Międzyzdroje 2-4 września 1998, s.263-266.
12. Guzik J.: *Analiza zbieżności aktywnych, równonapięciowych komparatorów admitancji przeznaczonych do szerokopasmowych badań dielektryków*. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 169. Gliwice 2000, s. 167-178.
13. Guzik J.: *Komparator do badań dielektryków z zastosowaniem przetworników if*. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 169. Gliwice 2000, s. 179-187.
14. Guzik J.: *Błąd częstotliwościowy aktywnych równonapięciowych komparatorów admitancji przeznaczonych do szerokopasmowych badań dielektryków i możliwości jego minimalizacji*. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 178. Gliwice 2001, s. 145-157.
15. Miczulski W.: *Metoda komparacji równoprądowej modułu impedancji w układach pomiarowych z mikroprocesorem*. ZN Pol. Rzeszowskiej, ser. Elektryka, z. 6. Rzeszów 1987, s. 235-240.
16. Miłek M.: *Komparacja wielkości elektrycznych i magnetycznych*. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 77. Gliwice 1981.
17. Miłek M.: *Magnetyczne komparatory prądów w pomiarach elektrycznych*. WNT. Warszawa 1990.
18. Otowski W.: *Dynamika molekularna w aspekcie szerokopasmowych badań dielektrycznych*. Raport Nr 1744/PS, Instytut Fizyki Jądrowej im. Henryka Niewodniczańskiego. Kraków 1996.
19. Rost A.: *Messung Dielektrischer Stoffeigenschaften*. Vieweg, Braunschweig 1978.
20. Szadkowski B.: *Synteza metod pomiaru immitancji*. ZN Pol. Śl. ser. Elektryka, z.93. Gliwice 1984.

Abstract

The paper presents the idea of an equivoltage admittance comparison shown in Fig.1. Symbols used in Fig.1. are as follows: E – supply voltage, Y_X , Y_N – measuring and standard admittances, respectively, I_X , I_N – currents flowing through the admittances Y_X , Y_N , respectively, w_X , w_N – output signals of the applied current i - to - w signal converters (with transmittances H_X , H_N , respectively) compared in the output converter circuit PW.

The compared admittances Y_X , Y_N represented by the current signals I_X , I_N are converted by the current i - to w signal converters with the transmittances H_X , H_N into w_X , w_N – output voltage signals, respectively. The comparator circuit realizing this idea is presented in detail in Fig.2.

The four main metrological parameters of the proposed comparator circuit class are analysed: convergence (see section 2.1), direct reading conditions (see section 2.2), sensitivity (see section 2.3) and measurement uncertainties (see section 2.4).

Basing on the analysis performed one can state that the comparator circuit presented in Fig.2 is suitable for measurement of the (ReY_X, ImY_X) or $(ImY_X, tg\delta_X)$ admittance components of the measured dielectric admittance Y_X and for wide-band dielectric measurements too.

Wpłynęło do Redakcji dnia 2 kwietnia 2004 r.

Recenzent: Dr hab. inż. Wiesław Miczulski