

Janusz GUZIK

Politechnika Śląska

Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej

BŁĄD CZĘSTOTLIWOŚCIOWY AKTYWNYCH RÓWNONAPIĘCIOWYCH KOMPARATORÓW ADMITANCJI PRZEZNACZONYCH DO SZEROKOPASMOWYCH BADAŃ DIELEKTRYKÓW I MOŻLIWOŚCI JEGO MINIMALIZACJI

Streszczenie. W artykule przeprowadzono analizę błędu częstotliwościowego $\delta_K(j\omega)$ aktywnych, równonapięciowych komparatorów admitancji o strukturze zaproponowanej wcześniej w pracy [1]. Przeanalizowano wpływ wybranych parametrów związanych z blokami H_X , H_N i Y_N (ogólnego schematu blokowego analizowanego komparatora) na jego błąd częstotliwościowy $\delta_K(j\omega)$ oraz wskazano drogi modyfikacji zarówno struktury (schematu blokowego analizowanego komparatora), jak i sposobu zasilania obydwu torów przetwarzania (admitancji mierzonej Y_X i admitancji wzorcowej Y_N) komparatora, pozwalające na minimalizację błędu $\delta_K(j\omega)$.

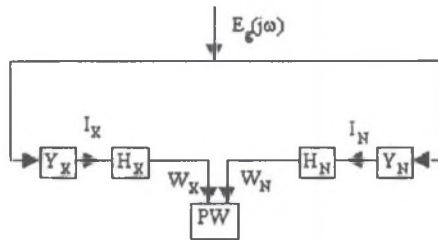
FREQUENCY ERROR OF AN ACTIVE EQUIVOLTAGE ADMITTANCE COMPARATOR CIRCUIT FOR WIDE-BAND INVESTIGATIONS OF DIELECTRICS AND POSSIBILITIES OF ITS MINIMIZATION

Summary. In paper the analysis of frequency error $\delta_K(j\omega)$ of active, equivoltage admittance comparator circuit about structure proposed earlier in paper [1] has been presented. One analysed influence of select parameters connected with blocks H_X , H_N and Y_N (of general block diagram of analysed comparator circuit) on his frequency error $\delta_K(j\omega)$ and one showed modification ways both structures (of general block diagram of analysed comparator circuit) and manner of power supply of two measuring comparator's channels (of measuring admittance Y_X and standard admittance value Y_N) permitting on error $\delta_K(j\omega)$ minimization.

1. WSTĘP

Badania dielektryków, sprowadzające się na ogół do pomiarów względnej przenikalności elektrycznej ϵ_r lub współczynnika strat dielektrycznych $\text{tg}\delta$ przy jednej częstotliwości, mogą okazać się niewystarczające dla ujawnienia pewnych ich właściwości [1, 4].

W rozprawie [1] wykazano, że jedną z klas układów pomiarowych umożliwiających szerokopasmowe badania dielektryków może być klasa aktywnych równonapięciowych komparatorów admittancji o schemacie blokowym przedstawionym na rys. 1.



Rys.1. Schemat blokowy aktywnego, równonapięciowego komparatora admittancji dielektryków

Fig.1. Block diagram of an active, equivalent voltage dielectric admittance comparator

Równanie przetwarzania takiego komparatora opisuje zależność [1]:

$$w = w_X - w_N = E_g (H_X Y_X - H_N Y_N), \quad (1)$$

a wówczas dla stanu kompensacji sygnałów w_X i w_N , tj. dla stanu $w = 0$ otrzymujemy równanie komparacji admittancji Y_X i Y_N dane w postaci:

$$H_X Y_X = H_N Y_N \quad \text{lub} \quad Y_X = \frac{H_N}{H_X} Y_N. \quad (2)$$

2. BŁĄD CZĘSTOTLIWOŚCIOWY KOMPARATORA ADMITTANCJI

Dla idealnego układu komparatora admittancji o schemacie blokowym jak na rys.1 równanie przetwarzania (1) spełnione jest w sposób dokładny; dla rzeczywistego komparatora admittancji obowiązują natomiast wzory:

$$H_X Y'_X = H_N Y_N (1 + \delta_K) \quad \text{lub} \quad Y'_X = \frac{H_N}{H_X} Y_N (1 + \delta_K), \quad (3a)$$

gdzie: Y_X, Y'_X - wartości admittancji badanego dielektryka wyznaczone za pomocą idealnego i rzeczywistego układu komparatora (odpowiednio o blokach równych: (H_N, H_X, Y_N))

i (H'_N, H'_X, Y'_N)), przy czym zależność (3b) opisuje błąd δ_K analizowanego komparatora admittancej:

$$\delta_K = \frac{Y'_X - Y_X}{Y_X} = \frac{\frac{H'_N}{H'_X} Y'_N - \frac{H_N}{H_X} Y_N}{\frac{H'_N}{H'_X} Y'_N} \quad (3b)$$

Błąd δ_K jest przy tym wielkością zespoloną, tzn. $\delta_K = \delta_K(j\omega; \xi)$, gdzie: $\omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$ - pulsacja źródła napięcia E_g zasilającego układ komparatora, a ξ - zbiór parametrów związanych z blokami H_X, H_N i Y_N ogólnego schematu blokowego komparatora wg rys. 1.

Graniczne wartości pulsacji ω_{\min} i ω_{\max} i ich dobór [2] uzależniony jest od spełnienia nierówności (3d) zapisanej w ogólnej postaci jako:

$$\delta_{K \min} \leq \delta_K(j\omega) \leq \delta_{K \max} \quad \text{dla } \omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}], \quad (3c)$$

gdzie: $\delta_{K \min}, \delta_{K \max}$ - założone, graniczne wartości częstotliwościowego błędu $\delta_K(j\omega)$ komparatora admittancej dla $\omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$.

Przedstawmy własne błędy bloków H_X, H_N i Y_N rzeczywistego komparatora admittancej w postaci:

$$\delta_{\frac{H_N}{H_X}} = \frac{\frac{H'_N}{H'_X} - \frac{H_N}{H_X}}{\frac{H_N}{H_X}} = \delta_{\frac{H_N}{H_X}}(j\omega) = \frac{\left| \frac{H'_N(\omega)}{H'_X(\omega)} \right| e^{j[\varphi_{H'_N}(\omega) - \varphi_{H'_X}(\omega)]}}{\left| \frac{H_N(\omega)}{H_X(\omega)} \right| e^{j[\varphi_{H_N}(\omega) - \varphi_{H_X}(\omega)]}} - 1, \quad (4a)$$

i

$$\delta_{Y_N} = \frac{Y'_N - Y_N}{Y_N} = \delta_{Y_N}(j\omega) = \frac{\left| \frac{Y'_N(\omega)}{Y_N(\omega)} \right| e^{j[\varphi_{Y'_N}(\omega) - \varphi_{Y_N}(\omega)]}}{\left| \frac{Y_N(\omega)}{Y_N(\omega)} \right|} - 1, \quad (4b)$$

gdzie:

$$\left| H_N^\circ(\omega) \right| = \left| H_N(\omega) \right| \left[1 + \varepsilon_{H_N}(\omega) \right] \quad \text{i} \quad \varphi_{H'_N}(\omega) - \varphi_{H_N}(\omega) = \Delta\varphi_{H_N}(\omega), \quad (5a)$$

$$\left| H'_X(\omega) \right| = \left| H_X(\omega) \right| \left[1 + \varepsilon_{H_X}(\omega) \right] \quad \text{i} \quad \varphi_{H'_X}(\omega) - \varphi_{H_X}(\omega) = \Delta\varphi_{H_X}(\omega), \quad (5b)$$

$$\left| Y_N^\circ(\omega) \right| = \left| Y_N(\omega) \right| \left[1 + \varepsilon_{Y_N}(\omega) \right] \quad \text{i} \quad \varphi_{Y'_N}(\omega) - \varphi_{Y_N}(\omega) = \Delta\varphi_{Y_N}(\omega), \quad (5c)$$

$$\omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}], \quad (5d)$$

- a $\varepsilon_{H_N}(\omega)$, $\varepsilon_{H_X}(\omega)$, $\varepsilon_{Y_N}(\omega)$ i $\Delta\varphi_N(\omega)$, $\Delta\varphi_X(\omega)$, $\Delta\psi_N(\omega)$ - oznaczają odpowiednie błędy: amplitudowe i fazowe, związane z blokami H_X , H_N i Y_N (por. rys.1).

Podstawiając powyższe zależności do wzoru (3c) uzyskuje się - przy łatwo spełnionej relacji:

$$\frac{\delta_{H_N}}{H_X}(j\omega) \delta_{Y_N}(j\omega) \ll \frac{\delta_{H_N}}{H_X}(j\omega) + \delta_{Y_N}(j\omega) \quad (6)$$

zależność opisującą częstotliwościowy błąd $\delta_K(j\omega)$ analizowanego komparatora admitancji w następującej, ogólnej postaci:

$$\delta_K(j\omega) = \frac{\frac{H_N}{H_X} Y_N \left\{ \left[1 + \frac{\delta_{H_N}}{H_X}(j\omega) \right] \left[1 + \delta_{Y_N}(j\omega) \right] - 1 \right\}}{\frac{H_N}{H_X} Y_N} = \frac{\delta_{H_N}}{H_X}(j\omega) + \delta_{Y_N}(j\omega) \quad (7)$$

lub po uwzględnieniu zależności (5a)-(5d):

$$\delta_K(j\omega) = \left[\frac{1 + \varepsilon_{H_N}(\omega)}{1 + \varepsilon_{H_X}(\omega)} \right] e^{j[\Delta\varphi_N(\omega) - \Delta\varphi_X(\omega)]} + [1 + \varepsilon_{Y_N}(\omega)] e^{j\Delta\psi_N(\omega)} - 2. \quad (8)$$

Ze wzoru (8) wynikają następujące implikacje metrologiczne. Otóż podstawową zaletą komparacyjnych metod pomiaru admitancji jest obecność wzorca Y_N w procesie pomiarowym [1, 5], reprezentowanego tutaj przez jego błąd częstotliwościowy $\delta_{Y_N}(j\omega)$ o składowych $\varepsilon_{Y_N}(\omega)$ i $\Delta\psi_N(\omega)$:

$$\delta_{Y_N}(j\omega) = [1 + \varepsilon_{Y_N}(\omega)] e^{j\Delta\psi_N(\omega)} - 1. \quad (9)$$

W toku dalszej analizy możliwe są tutaj dwa przypadki:

a) parametry wzorca admitancji Y_N zapisane w postaci:

$$Y_N(j\omega) = G_N(\omega) + j\omega C_N(\omega) = \omega C_N(\omega) [tg\delta_N(\omega) + j],$$

są dokładnie znane, tzn. $\varepsilon_{Y_N}(\omega) = 0$ i $\Delta\psi_N(\omega) = 0$, dla każdej wartości pulsacji

$\omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$, przy czym na ogół: $1 < \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} \leq 10^3$ [1]. Wówczas błąd

częstotliwościowy $\delta_K(j\omega)$ komparatora (10) jest opisany następującym wzorem:

$$\delta_K(j\omega) = \left[\frac{1 + \varepsilon_{H_N}(\omega)}{1 + \varepsilon_{H_X}(\omega)} \right] e^{j[\Delta\varphi_N(\omega) - \Delta\varphi_X(\omega)]} - 1. \quad (10)$$

b) parametry wzorca admittancej Y_N są dokładnie znane tylko dla jednej wartości pulsacji ω_N , (np. $\omega_N = 2\pi \cdot 50$ rad/s lub $\omega_N = 2\pi \cdot 1000$ rad/s [1,4]), przy czym $\omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$, tzn. $\varepsilon_{Y_N}(\omega_N) = 0$ i $\Delta\psi_N(\omega_N) = 0$; $Y_N(j\omega_N) = G_N(\omega_N) + j\omega_N C_N(\omega_N) = \omega_N C_N(\omega_N) [\operatorname{tg}\delta_N(\omega_N) + j]$. Jest to sytuacja o wiele częściej spotykana w praktyce i typowa dla dokładnych pomiarów admittancej [1]. Błąd częstotliwościowy $\delta_K(j\omega)$ komparatora (8) opisuje wtedy zależność:

$$\delta_K(j\omega) = 0 \quad \text{dla } \omega = \omega_N, \quad (11a)$$

$$\delta_K(j\omega) = \left[\frac{1 + \varepsilon_{H_N}(\omega)}{1 + \varepsilon_{H_X}(\omega)} \right] e^{j[\Delta\varphi_N(\omega) - \Delta\varphi_X(\omega)]} + [1 + \varepsilon_{Y_N}(\omega)] e^{j\Delta\psi_N(\omega)} - 2 \quad \text{dla } \omega \neq \omega_N, \quad (11b)$$

przy czym:

$$\varepsilon_{H_N}(\omega) = 0 \quad \text{dla } \omega = \omega_N \quad \text{i} \quad \varepsilon_{H_N}(\omega) \neq 0 \quad \text{dla } \omega \neq \omega_N,$$

$$\varepsilon_{H_X}(\omega) = 0 \quad \text{dla } \omega = \omega_N \quad \text{i} \quad \varepsilon_{H_X}(\omega) \neq 0 \quad \text{dla } \omega \neq \omega_N,$$

$$\varepsilon_{Y_N}(\omega) = 0 \quad \text{dla } \omega = \omega_N \quad \text{i} \quad \varepsilon_{Y_N}(\omega) \neq 0 \quad \text{dla } \omega \neq \omega_N,$$

$$\Delta\varphi_N(\omega) = 0 \quad \text{dla } \omega = \omega_N \quad \text{i} \quad \Delta\varphi_N(\omega) \neq 0 \quad \text{dla } \omega \neq \omega_N,$$

$$\Delta\varphi_X(\omega) = 0 \quad \text{dla } \omega = \omega_N \quad \text{i} \quad \Delta\varphi_X(\omega) \neq 0 \quad \text{dla } \omega \neq \omega_N,$$

$$\Delta\psi_N(\omega) = 0 \quad \text{dla } \omega = \omega_N \quad \text{i} \quad \Delta\psi_N(\omega) \neq 0 \quad \text{dla } \omega \neq \omega_N,$$

$$\omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}].$$

3. MOŻLIWOŚCI MINIMALIZACJI CZĘSTOTLIWOŚCIOWEGO BŁĘDU KOMPARATORA ADMITANCJI

Dla zasygnalizowanych w pkt. 2 pracy przypadków (a) i (b) minimalizacja błędu komparacji $\delta_K(j\omega)$ komparatora w ogólnym przypadku sprowadza się do minimalizacji następujących wyrażeń:

– dla przypadku (a) - tj. dla $\varepsilon_{Y_N}(\omega) = 0$ i $\Delta\psi_N(\omega) = 0$:

$$\operatorname{Min} \{ \delta_K(j\omega) \} = \operatorname{Min} \left\{ \left[\frac{1 + \varepsilon_{H_N}(\omega)}{1 + \varepsilon_{H_X}(\omega)} \right] e^{j[\Delta\varphi_N(\omega) - \Delta\varphi_X(\omega)]} - 1 \right\}, \quad (12a)$$

gdzie: $\omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$,

– dla przypadku (b) - tj. dla $\varepsilon_{Y_N}(\omega_N) = 0$ i $\Delta\psi_N(\omega_N) = 0$:

$$\begin{aligned} \text{Min}\{\delta_K(j\omega)\} = \\ = \text{Min}\left\{\left[\frac{1 + \varepsilon_{H_N}(\omega)}{1 + \varepsilon_{H_X}(\omega)}\right] e^{j[\Delta\varphi_N(\omega) - \Delta\varphi_X(\omega)]} + [1 + \varepsilon_{Y_N}(\omega)] e^{j\Delta\psi_N(\omega)} - 2\right\} \end{aligned} \quad (12b)$$

gdzie: $\omega \neq \omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$.

W dalszym ciągu zostaną określone szczegółowe warunki, nałożone na częstotliwościowe charakterystyki zmian odpowiednich błędów: $\{\varepsilon_{H_N}(\omega), \varepsilon_{H_X}(\omega), \varepsilon_{Y_N}(\omega)\}$ i $\{\Delta\varphi_N(\omega), \Delta\varphi_X(\omega), \Delta\psi_N(\omega)\}$, związanych z blokami H_X , H_N i Y_N analizowanego układu komparatora (por. rys.1).

Minimalizację powyższych wyrażeń (12a) i (12b) uzyskuje się z kolei w dwojaki sposób:

- (I) zapewniając odpowiedni dobór struktury komparatora o ogólnym schemacie blokowym pokazanym na rys.1.,
- (II) zapewniając odpowiedni dobór sposobu zasilania układu komparatora wg rys.1 w ten sposób, że każdy z torów (wielkości mierzonej Y_X i wielkości wzorcowej Y_N) komparatora zasilany jest napięciem o tej samej wartości $|E_g(j\omega)|$, lecz o różnych pulsacjach ω_X i ω_N ; $\omega_X, \omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$.

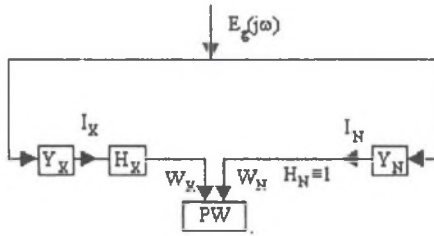
3.1. Minimalizacja częstotliwościowego błędu $\delta_K(j\omega)$ komparatora poprzez dobór struktury komparatora

Dla sposobu (I) minimalizacji błędu $\delta_K(j\omega)$ możliwe są następujące warianty struktur aktywnych równonapięciowych komparatorów admitancji o ogólnym schemacie blokowym pokazanym na rys.1:

- Tor wielkości mierzonej (Y_X) komparatora nie zawiera przetwornika i/w o transmitancji H_X , tzn. $H_X \equiv 1$. Rozwiązanie takie, aczkolwiek technicznie możliwe, ma jednak małe znaczenie praktyczne i nie jest zalecane z uwagi na osiąganą wówczas małą czułość S komparatora, zdefiniowaną np. za pomocą wzoru [3]:

$$S = \frac{\partial |w_X|}{\partial |Y_X|} = \frac{\partial |I_X|}{\partial |Y_X|} = |H_X| |E_g| = |E_g|, \quad \text{dla } |H_X| = 1. \quad (13)$$

- Tor wielkości wzorcowej (Y_N) komparatora nie zawiera przetwornika i/w o transmitancji H_N , tzn. $H_N \equiv 1$ (rys.2).



Rys.2. Wariant $H_N \equiv 1$ ogólnego schematu blokowego aktywnego, równonapięciowego komparatora admittancji dielektryków wg rys.1

Fig.2. Variant $H_N \equiv 1$ of block diagram of an active, equivoltage dielectric admittance comparator according to Fig.1

Zatem dla wariantu $H_N \equiv 1$ struktury komparatora przedstawionej na rys.2 obowiązują relacje: $\varepsilon_{H_N}(\omega) = 0$ i $\Delta\varphi_N(\omega) = 0$ dla $\omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$. Wówczas minimalizacja błędu $\delta_K(j\omega)$ komparatora sprowadza się do minimalizacji następujących wyrażień:

- dla przypadku (a) - tj. dla $\varepsilon_{Y_N}(\omega) = 0$ i $\Delta\psi_N(\omega) = 0$:

$$\text{Min}\{\delta_K(j\omega)\} = \text{Min}\left\{ \left[\frac{1}{1 + \varepsilon_{H_X}(\omega)} \right] e^{-j\Delta\varphi_X(\omega)} - 1 \right\}, \quad (14a)$$

gdzie: $\omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$,

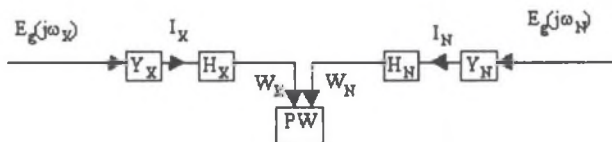
- dla przypadku (b) - tj. dla $\varepsilon_{Y_N}(\omega_N) = 0$ i $\Delta\psi_N(\omega_N) = 0$:

$$\begin{aligned} \text{Min}\{\delta_K(j\omega)\} &= \\ &= \text{Min}\left\{ \left[\frac{1}{1 + \varepsilon_{H_X}(\omega)} \right] e^{-j\Delta\varphi_X(\omega)} + [1 + \varepsilon_{Y_N}(\omega)] e^{j\Delta\psi_N(\omega)} - 2 \right\}. \end{aligned} \quad (14b)$$

gdzie: $\omega \neq \omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$.

3.2. Minimalizacja częstotliwościowego błędu $\delta_K(j\omega)$ komparatora poprzez dobór pulsacji ω_X, ω_N źródła napięcia E_g zasilającego układ komparatora

Dla sposobu (II) minimalizacji błędu $\delta_K(j\omega)$, tj. zasilania obydwu torów (wielkości mierzonej Y_X i wielkości wzorcowej Y_N) komparatora napięciem o tej samej wartości $|E_g(j\omega)|$, lecz o różnych pulsacjach: ω_X i ω_N ; $\omega_X, \omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$ - ostatecznie uzyskuje się schemat blokowy analizowanego komparatora przedstawiony na rys.3.



Rys.3. Wariant ogólnego schematu blokowego aktywnego, równonapięciowego komparatora admittancji dielektryków wg rys.1., zasilanego napięciem o tej samej wartości $|E_g(j\omega)|$, lecz o różnych pulsacjach: ω_X i ω_N ; $\omega_X, \omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$

Fig.3. Variant of block diagram of an active, equivoltage dielectric admittance comparator according to Fig.1, supplied by the voltage of the same value $|E_g(j\omega)|$ but different pulsations: ω_X and ω_N ; $\omega_X, \omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$

Dla sposobu zasilania komparatora podanego na rys.3 obowiązują odpowiednie relacje:

$$\varepsilon_{H_X}(\omega_X) = 0 \text{ dla } \omega_X = \omega_N \quad \text{i} \quad \varepsilon_{H_X}(\omega_X) \neq 0 \text{ dla } \omega_X \neq \omega_N, \quad (15a)$$

$$\Delta\varphi_X(\omega_X) = 0 \text{ dla } \omega_X = \omega_N \quad \text{i} \quad \Delta\varphi_X(\omega_X) \neq 0 \text{ dla } \omega_X \neq \omega_N,$$

oraz

$$\varepsilon_{H_N}(\omega_N) = 0 \quad \text{i} \quad \Delta\varphi_N(\omega_N) = 0 \quad (15b)$$

$$\varepsilon_{Y_N}(\omega) = 0 \quad \text{i} \quad \Delta\psi_N(\omega) = 0$$

gdzie:

$$\omega_X, \omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}].$$

Wówczas minimalizacja błędu komparacji $\delta_K(j\omega)$ komparatora sprowadza się do minimalizacji następującego wyrażenia, opisującego obydwa wcześniej analizowane przypadki (a) i (b):

$$\text{Min}\{\delta_K(j\omega)\} = \text{Min}\{\delta_K(j\omega_X)\} = \text{Min}\left\{\left[\frac{1}{1 + \varepsilon_{H_X}(\omega_X)}\right] e^{-j\Delta\varphi_X(\omega_X)} - 1\right\}, \quad (16)$$

gdzie:

$$\omega_X \neq \omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}].$$

Można zauważyć, że przypadek takiego sposobu zasilania torów komparatora odpowiada wariantowi $H_N \equiv 1$ komparatora wg rys.2, kiedy to wyrażenie (14a) jest tożsame z wyrażeniem (16) po podstawieniu $\omega = \omega_X \neq \omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$.

4. PRZYKŁAD

W charakterze przykładu posłużyć się można schematem ideowym układu komparatora admittancei z kompensacją napięć U_X i U_N , tj. wariantem ogólnego schematu blokowego komparatora wg rys. 1, otrzymanym dla $w_X = U_X$ i $w_N = U_N$.

Założmy, że transmitancje H_X i H_N zastosowanych idealnych przetworników i/u komparatora opisują następujące zależności:

$$H_X = H_X(j\omega) = H_{0X} \quad \text{i} \quad H_N = H_N(j\omega) = H_{0N}, \quad (17)$$

przy czym dla rzeczywistych przetworników i/u odpowiednie zależności (17) przyjmują następującą postać:

$$H'_X = H'_X(j\omega) = \frac{H_{0X}}{1 + j \left(\frac{\omega}{\omega_{0X}} \right)}$$

i (18)

$$H'_N = H'_N(j\omega) = \frac{H_{0N}}{1 + j \left(\frac{\omega}{\omega_{0N}} \right)},$$

gdzie: H_{0X} , H_{0N} - stałoprądowe transmitancje przetworników I/U, ω_{0X} , ω_{0N} - pulsacje dominującego bieguna transmitancji $H_X(j\omega)$ i $H_N(j\omega)$.

Stąd wartości odpowiednich błędów amplitudowych $\{\varepsilon_{H_X}(\omega), \varepsilon_{H_N}(\omega)\}$ i fazowych $\{\Delta\varphi_X(\omega), \Delta\varphi_N(\omega)\}$, związanych z blokami H_X , H_N są wówczas następujące (por. wzory (5a- 5d)):

$$\varepsilon_{H_X}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0X}} \right)^2}} - 1 \quad \text{i} \quad \Delta\varphi_X(\omega) = -\arctg\left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right), \quad (19)$$

oraz

$$\varepsilon_{H_N}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0N}} \right)^2}} - 1 \quad \text{i} \quad \Delta\varphi_N(\omega) = -\arctg\left(\frac{\omega}{\omega_{0N}}\right), \quad (20)$$

dla $\omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$.

Zatem dla analizowanych w pkt.2 pracy przypadków (a) i (b) odpowiednie wyrażenia (12a) i (12b) przyjmują następującą postać:

Przypadek (a)

- dla $\omega_X = \omega_N = \omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$:

$$\text{Min}\{\delta_K(j\omega)\} = \text{Min} \left\{ \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0N}}\right)^2}} e^{-j \left[\text{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_{0N}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right) \right]} - 1 \right\} \text{ dla } H_N \neq 1, \quad (21a)$$

a stąd

$$\delta_K(j\omega) \rightarrow 0 \Leftrightarrow \omega_{0X} \rightarrow \omega_{0N}, \quad (21b)$$

lub

$$\text{Min}\{\delta_K(j\omega)\} = \text{Min} \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right)^2} e^{j \left[\text{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right) \right]} - 1 \right\} \text{ dla } H_N = 1, \quad (22a)$$

a stąd

$$\delta_K(j\omega) \rightarrow 0 \Leftrightarrow \omega_{0X} \gg \omega_{\max}, \quad (22b)$$

- dla $\omega_X \neq \omega_N = \omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$:

$$\text{Min}\{\delta_K(j\omega)\} = \text{Min} \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right)^2} e^{j \left[\text{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right) \right]} - 1 \right\} \text{ dla } H_N = 1 \text{ lub } H_N \neq 1, \quad (23a)$$

a stąd

$$\delta_K(j\omega) \rightarrow 0 \Leftrightarrow \omega_{0X} \gg \omega_{\max}. \quad (23b)$$

Przypadek (b)

- dla $\omega_X = \omega_N = \omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$:

$$\begin{aligned} & \text{Min}\{\delta_K(j\omega)\} = \\ & = \text{Min} \left\{ \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0N}}\right)^2}} e^{-j \left[\text{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_{0N}}\right) - \text{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right) \right]} + [1 + \varepsilon_{Y_N}(\omega)] e^{j \Delta \varphi_N(\omega)} - 2 \right\} \text{ dla } H_N \neq 1, \quad (24a) \end{aligned}$$

a stąd

$$\delta_K(j\omega) \rightarrow \left\{ [1 + \varepsilon_{Y_N}(\omega)] e^{j \Delta \varphi_N(\omega)} - 1 \right\} \Leftrightarrow \omega_{0X} \rightarrow \omega_{0N}, \quad (24b)$$

lub

$$\begin{aligned} & \text{Min}\{\delta_K(j\omega)\} = \\ & = \text{Min}\left\{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right)^2} e^{j\left[\arctg\left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right)\right]} + [1+\varepsilon_{Y_N}(\omega)] e^{j\Delta\varphi_N(\omega)} - 2\right\} \text{ dla } H_N = 1, \end{aligned} \quad (25a)$$

a stąd

$$\delta_K(j\omega) \rightarrow \{[1+\varepsilon_{Y_N}(\omega)] \cdot e^{j\Delta\varphi_N(\omega)} - 1\} \Leftrightarrow \omega_{0X} \gg \omega_{\max}, \quad (25b)$$

- dla $\omega_X \neq \omega_N = \omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$:

$$\text{Min}\{\delta_K(j\omega)\} = \text{Min}\left\{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right)^2} e^{j\left[\arctg\left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right)\right]} - 1\right\} \text{ dla } H_N = 1 \text{ lub } H_N \neq 1, \quad (26a)$$

a stąd

$$\delta_K(j\omega) \rightarrow 0 \Leftrightarrow \omega_{0X} \gg \omega_{\max}. \quad (26b)$$

5. PODSUMOWANIE

Podsumowując wyniki analizy błędu częstotliwościowego $\delta_K(j\omega)$ i możliwości jego minimalizacji, co związane jest zarówno z wyborem optymalnej do tego celu struktury, jak i sposobu zasilania torów wielkości mierzonej i wzorcowej komparatora, uzyskano następujące wnioski natury ogólnej:

- dla przypadku (a) znajomości parametrów wzorca admitancji Y_N dla każdej wartości pulsacji ω , $\omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$ i sposobu zasilania obydwu torów (wielkości mierzonej Y_X i wielkości wzorcowej Y_N) komparatora napięciem $E_g(j\omega)$ o tej samej pulsacji ω w sposób pokazany na rys.1 - optymalnym rozwiązaniem jest przyjęcie wariantu struktury $H_N \neq 1$ komparatora i dobór składowych błędów bloków H_X i H_N w następujący sposób: $\varepsilon_{H_X}(\omega) \rightarrow \varepsilon_{H_N}(\omega)$ i $\Delta\varphi_X(\omega) \rightarrow \Delta\varphi_N(\omega)$ (odpowiednio dla analizowanego w pkt. 4 przykładu: $\omega_{0X} \rightarrow \omega_{0N}$),
- dla przypadku (b) znajomości parametrów wzorca admitancji Y_N tylko dla jednej wartości pulsacji ω_N , $\omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$ i sposobu zasilania obydwu torów (wielkości mierzonej Y_X i wielkości wzorcowej Y_N) komparatora, napięciem o tej samej wartości $|E_g(j\omega)|$, lecz o różnych pulsacjach: ω_X i ω_N ; $\omega_X \neq \omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$ w sposób pokazany na rys.3 - optymalne rozwiązanie dotyczy obydwu wariantów $H_N \neq 1$ i $H_N = 1$ struktury komparatora;

konieczny jest wtedy dobór składowych błędów tylko jednego bloku H_X , tzn. $\varepsilon_{H_X}(\omega) \rightarrow 0$ i $\Delta\varphi_X(\omega) \rightarrow 0$ (odpowiednio dla analizowanego w pkt. 4 przykładu: $\omega_{0X} \gg \omega_{\max}$).

Z przedstawionych rozważań wynika, że wskazane jest prowadzenie dalszych badań nad układami szerokopasmowych komparatorów admitancji współpracujących ze wzorcami o parametrach znanych tylko dla jednej wartości pulsacji ω_N , $\omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$. Jest to sytuacja typowa dla dokładnych pomiarów admitancji, wymagająca minimalizacji składowych błędów tylko jednego bloku H_X ogólnego schematu blokowego komparatora wg rys.1, pod warunkiem zasilania obydwu torów (wielkości mierzonej Y_X i wielkości wzorcowej Y_N) komparatora napięciem o tej samej wartości $|E_g(j\omega)|$, lecz o różnych pulsacjach: ω_X i ω_N ; $\omega_X \neq \omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$.

LITERATURA

1. Guzik J.: Szerokopasmowe układy pomiarowe do badania dielektryków. Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1996.
2. Guzik J.: Ocena zakresu częstotliwości poprawnej pracy aktywnego równonapięciowego komparatora przeznaczonego do szerokopasmowych badań dielektryków. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 158, Gliwice 1997.
3. Guzik J., Szadkowski B.: Analiza czułości aktywnych równonapięciowych komparatorów admitancji przeznaczonych do badań dielektryków w zakresie infraniskich częstotliwości (10^{-3} - 10) Hz. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 156, Gliwice 1996.
4. Wodziński J.: Wysokonapięciowa technika prób i pomiarów. PWN, Warszawa 1998.

Recenzent: Dr hab. inż. Jerzy Jaskulski
prof. Politechniki Zielonogórskiej

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 grudnia 2000 r.

Abstract

The block diagram of the analysed active, equivoltage comparator circuit for wide-band investigations of dielectrics has been shown in Fig. 1.

Denotations of the symbols used in Fig. 1 are as follows:

Y_X, Y_N - measuring and standard admittances,

H_X, H_N - transmittances of the applied current (i) to - signal (w) converters,

$Eg(j\omega_X), Eg(j\omega_N)$ - supply voltage of the comparator circuit with pulsations ω_X, ω_N , where:

$$|E_g(j\omega_X)| = |E_g(j\omega_N)| = E_g,$$

I_X, I_N - currents flowing through the admittances Y_X and Y_N , respectively,
 w_X, w_N - output signals (of the used i/w converters) compensated in the output converter circuit PW.

The principle of operation of the presented comparator circuit is as follows. The compared admittances Y_X and Y_N represented by the current signals I_X, I_N are converted by the i/w converters with the transmittances H_X, H_N into the w_X, w_N signals, respectively. For the state of comparison $w = 0$ we receive equation of comparison admittances Y_X and Y_N given in

the final form (see. Eq (2)):
$$Y_X = \frac{H_N}{H_X} \cdot Y_N.$$

The frequency error $\delta_K(j\omega)$ of the analysed comparator circuit can be described by the following form (see. Eq.(7)):

$$\delta_K(j\omega) = \frac{\frac{H_N}{H_X} Y_N \left\{ \left[1 + \delta_{\frac{H_N}{H_X}}(j\omega) \right] \left[1 + \delta_{Y_N}(j\omega) \right] - 1 \right\}}{\frac{H_N}{H_X} Y_N} = \delta_{\frac{H_N}{H_X}}(j\omega) + \delta_{Y_N}(j\omega).$$

In the paper the following conclusions of general nature about the minimisation ways of compactor frequency error $\delta_K(j\omega)$ have been presented:

For the case (a), it is necessary to know the parameters of the standard admittance Y_N for each pulsation value ω - the optimum solution is to assume the variant $H_N \neq 1$ of the block diagram of the comparator circuit and to select the errors of the blocks H_X and H_N in the following manner: $\varepsilon_{H_X}(\omega) \rightarrow \varepsilon_{H_N}(\omega)$ and $\Delta\varphi_X(\omega) \rightarrow \Delta\varphi_N(\omega)$ (for analysed in p. 4 example: $\omega_{0X} \rightarrow \omega_{0N}$).

For case (b) it is necessary to know the parameters of the standard admittance Y_N only for one pulsation value ω_N , $\omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$ (at $|E_g(j\omega_X)| = |E_g(j\omega_N)| = E_g$; $\omega_X \neq \omega_N \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$) - the optimum solution is to assume the both variants $H_N \neq 1$ i $H_N = 1$ of the block diagram of the comparator circuit and to select the errors of only one block H_X : $\varepsilon_{H_X}(\omega) \rightarrow 0$ i $\Delta\varphi_X(\omega) \rightarrow 0$ (for the analysed in p. 4 example: $\omega_{0X} \gg \omega_{\max}$).