

Brunon Szadkowski
Lesław Zieleźnik

Instytut Metrologii i Maszyn Elektrycznych
Politechniki Śląskiej

WYBÓR OBWODU WEJŚCIOWEGO W NIEZRÓWNOWAŻONYCH UKŁADACH POMIAROWYCH DO BADANIA DIELEKTRYKÓW W ZAKRESIE CZĘSTOTLIWOŚCI PODAKUSTYCZNYCH

Streszczenie. W artykule omówiono wybrane problemy związane z dokładnością układów pomiarowych do pomiaru pojemności i współczynnika strat dielektrycznych w zakresie częstotliwości podakustycznych. Szczególną uwagę zwrócono na obwody wejściowe niezrównoważonych układów pomiarowych dokonując analizy błędów wnoszonych przez te obwody. Zaproponowano optymalne rozwiązanie obwodu ze wzmacniaczem operacyjnym.

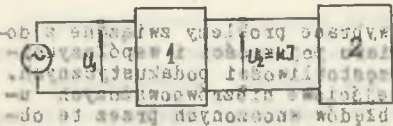
1. Wstęp

Najbardziej rozpowszechnioną metodą pomiaru pojemności lub współczynnika strat dielektrycznych w zakresie małych i bardzo małych częstotliwości (akustycznych i podakustycznych) jest metoda mostkowa, której poświęcono liczne opracowania literaturowe, np. [1], [4], [10]. Wyróżnia się ona przede wszystkim możliwością uzyskania dużych dokładności pomiaru. Obniżanie częstotliwości powoduje pojawienie się szeregu specyficznych problemów, znacznie utrudniających skonstruowanie układu mostkowego [4] i zwiększających koszty jego wykonania. Istnieje pewna graniczna częstotliwość, określana na ogół wartością 10^{-2} Hz ([4]), poniżej której zastosowanie nawet poprawnie działającego mostka nie jest zalecane. Przyczyną tego jest nadmiernie długi czas równoważenia mostka, który w optymalnym układzie, przy częstotliwości 10^{-2} Hz, wynosi kilkadziesiąt minut. Oprócz niedogodności eksploatacyjnych podczas tak długiego czasu równoważenia mogą ulec zmianie warunki pomiaru, a wraz z nimi parametry obiektu badanego.

Tak więc w zakresie bardzo małych częstotliwości najważniejszym kryterium wyboru metody pomiarowej staje się czas niezbędny dla uzyskania wyniku pomiaru. Wiąże się to ściśle z koniecznością zautomatyzowania procesu pomiarowego. Jednak niezależnie od zautomatyzowania pomiaru, czas potrzebny na uzyskanie wyniku będzie pewną wielokrotnością okresu zmian napięcia. W metodzie mostkowej ta wielokrotność nie daje się sprowadzić poniżej wartości 20 ± 25 , gdyż decydują tu takie czynniki jak: zbieżność układu mostkowego, konieczność stopniowania procesu równoważenia zależnie od algorytmu tego procesu, czułość na poszczególne stopniach itp. Skrócenie czasu pomiaru do wartości współmiernej z okresem zmian napięcia

jest zatem możliwe tylko poprzez zastosowanie "układów nierównoważonych", w których dokonywana jest bezpośrednia obserwacja (rejestracja) prądu i napięcia występującego w badanym dielektryku. Tak rozumiane "układy nierównoważone" mogą różnić się koncepcją dalszego przetwarzania sygnałów pomiarowych (napięcie i prąd w dielektryku), a więc także sposobem przy-
 mania wyniku pomiaru - od obliczania na podstawie zarejestrowanych wartości do bezpośredniego odczytu cyfrowego. Opracowania takich metod są jeszcze stosunkowo nieliczne (np. [7], [12], [2], [13]) zwłaszcza w zakresie przystosowania do pomiarów w paśmie bardzo małych częstotliwości, gdzie metoda mostkowa okazuje się nieprzydatna.

Nierównoważone układy do pomiaru pojemności i współczynnika strat dielektrycznych (także w funkcji czę-
 stotliwości) mogą być w ogólności przed-



Rys. 1. Schemat blokowy nierównoważonych układów pomiarowych

Na rys. 1 oznaczono:

- 1 - obwód składający się z obiektu badanego (tzn. dielektryku) i element-
 alnych elementów pomocniczych, przetwarzających wymuszenie napięciowe U na odpowiedź prądową I lub napięciową U' proporcjonalną do odpowie-
 dzi prądowej - nazywany dalej "obwodem wejściowym";
- 2 - obwód pomiarowy, przetwarzający w oparciu o odpowiednią metodę prąd
 lub napięcie odpowiedzi na wielkości wyjściowe proporcjonalne do para-
 metrów mierzonych (pojemność i współczynnik strat dielektrycznych).

Celem niniejszego artykułu jest analiza i optymalny wybór obwodu wej-
 ściowego. Większość stosowanych obecnie różnych obwodów wejściowych daje
 się sprowadzić do trzech podstawowych układów, tj. dielektryk z szeregowo
 dołączonym rezystorem, kondensatorem oraz ze wzmacniaczem operacyjnym. Ob-
 wody wejściowe powodować mogą powstawanie niedopuszczalnie dużych błędów
 systematycznych w pomiarach i z tego punktu widzenia przeprowadzona bę-
 dzie w dalszym ciągu ich analiza.

2. Stosowane obwody wejściowe

2.1. Obwód wejściowy z rezystorem
 W rozważaniach przyjmujemy, że badany dielektryk w zakresie niewiel-
 kich napięć (kilkadziesiąt woltów), posiada liniową charakterystykę prąd-
 owo-napięciową oraz że jego schemat zastępczy utworzony jest z równole-
 głe połączonych pojemności i rezystancji, które są wielkościami zależnymi
 od częstotliwości [5].

Układ dielektryk - rezystor w połączeniu szeregowym przedstawia rys.2. Dla układu tego przy założeniu $R_N \ll |Z_x|$ obowiązują zależności:

$$U_2 = U_1 R_N [G_x(\omega) + j B_x(\omega)] \quad (1)$$

gdzie:

$$G_x(\omega) = \frac{1}{R_x(\omega)} = \operatorname{tg} \delta(\omega) \omega C_x(\omega)$$

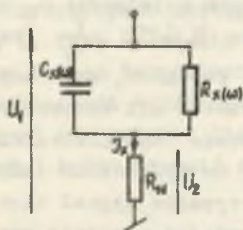
$$B_x(\omega) = \omega C_x(\omega)$$

lub

$$U_2 = U_1 R_N \omega C_x(\omega) \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta(\omega)} e^{j\varphi(\omega)} \quad (2)$$

gdzie:

$$\operatorname{tg} \varphi(\omega) = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta(\omega)} = \operatorname{tg} \kappa(U_2, U_1)$$



Rys. 2. Obwód wejściowy z rezystorem

Z zależności (1) i (2) wynika, że amplitudy napięcia U_2 oraz jego składowych (proporcjonalnych do mierzonej pojemności i współczynnika strat dielektrycznych) zawierają mnożniki ωC_x . Oznacza to, że przy malejącej częstotliwości i np. dielektrykach o niewielkiej dyspersji, amplitudy sygnałów pomiarowych maleją, co stanowi istotną trudność w zapewnieniu wystarczającej oszczędności układu pomiarowego w szerokim zakresie częstotliwości, a szczególnie częstotliwości podakustycznych. Powiększenie wartości rezystancji R_N wprawdzie umożliwia zwiększenie sygnału pomiarowego U_2 , lecz wprowadza odpowiednio większe błędy (np. równania (1) i (2) wykorzystywane do wyznaczenia mierzonej wielkości C_x i $\operatorname{tg} \delta$ obciążone są błędem wynikającym z przyjęcia warunku $R_N \ll |Z_x|$). Kolejną niedogodnością rozważanego obwodu wejściowego jest odwrotnie proporcjonalna zależność między kątami φ i δ , co uniemożliwia m.in. realizację bezpośredniego odczytu $\operatorname{tg} \delta$.

2.2. Obwód wejściowy z kondensatorem

Schemat połączenia dielektryku z kondensatorem przedstawia rys. 3. Dla tego układu przy założeniu $|Z_x| \gg \frac{1}{\omega C_N}$ obowiązują zależności:

$$U_2 = \frac{C_x(\omega)}{C_N} U_1 - j \operatorname{tg} \delta(\omega) \frac{C_x(\omega)}{C_N} U_1 \quad (3)$$

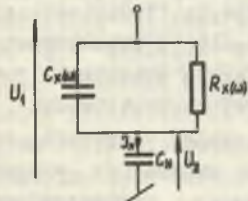
lub

$$U_2 = \frac{C_x(\omega)}{C_N} U_1 \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta(\omega)} e^{-j \varphi(\omega)} \quad (4)$$

gdzie:

$$\varphi(\omega) = \delta(\omega) = \angle(U_2, U_1)$$

Można stwierdzić, że układ z rys. 3 jest korzystniejszy od rozważanego poprzednio (p. 2.1), gdyż zarówno składowe napięcia U_2 jak i jego amplituda nie zawierają mnożnika " ω ", natomiast kąt przesunięcia fazowego między napięciami U_1 i U_2 jest równy kątowi stratności dielektryku. Pewną wadą rozważanego obwodu wejściowego są trudności dobrania pojemności C_N tak, aby spełnione było wymaganie $|Z_x| \gg \frac{1}{\omega C_N}$ (warunek słuszności równań (3) i (4) oraz, aby pojemność C_N nie wykazywała ani strat ani absorpcji dielektrycznej w zadanym zakresie częstotliwości. Na ogół przyjmuje się $C_x \ll C_N$ (w wykonaniu styroflexowym), jednak i w tym wypadku sygnał mierzony U_2 o stosunkowo małej wartości utrudnia zapewnienie wystarczającej oszczędności układu pomiarowego.



Rys. 3. Obwód wejściowy z kondensatorem

Błędy wynikające z założenia upraszczającego $C_x \ll C_N$ oraz przyjęcia, że kondensator C_N jest bezabsorbacyjny, ilustrują równania (5), (6) i (7).

$$U_2 = U_1 \frac{C_x(\omega) R_x \omega - j}{[C_N(\omega) + C_x(\omega)] R_x \omega - j} \quad (5)$$

Składowa czynna napięcia U_2 :

$$Re [U_2] = U_1 \frac{C_x(\omega) [C_x(\omega) + C_N(\omega)] R_x^2 \omega^2 + 1}{[C_x(\omega) + C_N(\omega)] R_x^2 \omega^2 + 1} \approx U_1 \frac{C_x}{C_N} \left| \begin{array}{l} \text{przy} \\ C_x \ll C_N \\ \omega = \text{const} \end{array} \right. \quad (6)$$

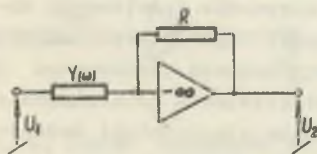
$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\operatorname{tg} \delta}{1 + \frac{C_x(\omega)}{C_N(\omega)} + \frac{C_x(\omega)}{C_N(\omega)} \operatorname{tg}^2 \delta} \approx \operatorname{tg} \delta \left| \begin{array}{l} \text{przy} \\ C_x \ll C_N \\ \omega = \text{const} \end{array} \right. \quad (7)$$

gdzie $\varphi = \angle (U_1, U_2)$.

Przedstawione zależności wskazują, że w pomiarze C_x i $\operatorname{tg} \delta$ istnieje błąd amplitudowy (6) oraz fazowy (7). Uwzględnienie strat oraz absorpcji dielektrycznej kondensatora C_N prowadzi do jeszcze bardziej złożonych równań, nieprzydatnych już w praktyce pomiarowej.

2.3. Obwód wejściowy ze wzmacniaczem operacyjnym

W opracowaniach z lat 1972 i 1973 ([13], [8]) sugeruje się rozwiązania wykorzystujące układy ze wzmacniaczem operacyjnym przedstawione na rysunku 4. Przy założeniu idealnego wzmacniacza operacyjnego, tzn. nieskończenie dużego wzmocnienia, nieskończenie dużej rezystancji wejściowej oraz rezystancji wyjściowej równej zero - mierzone napięcie U_2 przy niezmienniejącej się częstotliwości napięcia zasilania (tzn. $C_x(\omega) = C_x$; $R_x(\omega) = R_x$ itd.) można wyrazić zależnościami:



$$U_2 = - (GRU_1 + j BRU_1) \quad (8)$$

gdzie:

$$G = \frac{1}{R_x}; \quad B = \omega C_x; \quad G + jB = Y$$

lub

$$U_2 = -\omega C_x R U_1 (\operatorname{tg} \delta + j) \quad (9)$$

$$U_2 = -\omega C_x R U_1 \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} e^{j\varphi} \quad (10)$$

Rys. 4. Obwód wejściowy ze wzmacniaczem operacyjnym; $Y(\omega) = G(\omega) + j B(\omega)$ - admitancja badanego dielektryku

gdzie:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} = \operatorname{tg} \varphi(U_1; U_2)$$

Istotną zaletą obwodu ze wzmacniaczem operacyjnym jest możliwość uzyskania stosunkowo dużych wartości amplitud napięcia wyjściowego U_2 poprzez odpowiedni dobór wartości rezystancji R .

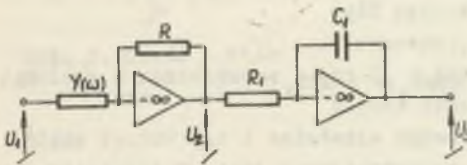
Równania (9) i (10) wskazują, że o częstotliwościowych zmianach napięcia U_2 decydują nie tylko własności badanego dielektryku, lecz także przyjęta struktura obwodu wejściowego (mnożnik " ω "). Utrudnia to możliwość praktycznego wykorzystania układu w szerokim zakresie częstotliwości, a szczególnie częstotliwości podakustycznych. Tej niedogodności układu można uniknąć poprzez dołączenie członu ociążającego, zbudowanego również na wzmacniaczu operacyjnym (rys. 5). Wtedy napięcie U_3 jest sygnałem mierzonym i wyrażone jest zależnościami:

$$U_3 = U_1 \frac{R}{R_1} \frac{C_1}{C_1} (+1 - j \operatorname{tg} \delta) \quad (11)$$

$$U_3 = U_1 \frac{R}{R_1} \frac{C_1}{C_1} \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} e^{-j\varphi} \quad (12)$$

gdzie:

$$\varphi = \delta = \varphi(U_3, U_1)$$



Rys. 5. Obwód wejściowy z członem ociążającym

Układ z rys. 5 wykazuje szereg korzystnych własności, a mianowicie:

- nie wprowadza dodatkowych zależności częstotliwościowych,
- zmiany sygnału pomiarowego z częstotliwością determinowane są tylko własnościami badanego dielektryku,

- odpowiednie składowe mierzonego napięcia U_3 są proporcjonalne do mierzonej pojemności i stratności dielektryku;
- kąt przesunięcia fazowego między napięciami U_3 i U_1 jest wprost równy kątowi stratności badanego dielektryku.

Zastosowanie członu ociążającego jest jednak ograniczone nadmiernymi błędami w zakresie małych częstotliwości i nie zaleca się jego stosowania w paśmie podakustycznym.

Koncepcja budowy rozważanych obwodów wejściowych z wykorzystaniem wzmacniaczy operacyjnych wykazuje wiele zalet w porównaniu z obwodami z rezystorem bądź pojemnością. Wydaje się zatem celowe podjęcie prób przystosowania tej koncepcji do zakresu częstotliwości podakustycznych, co przedstawiono w p. 3.

3. Modyfikacja obwodu ze wzmacniaczem operacyjnym

Proponuje się układ, w którym sprzężenie zwrotne utworzone jest przez pojemność (rys. 6). Dla tego obwodu obowiązują zależności:

$$U_2 = -U_1 ZY = -U_1 \left(\frac{C_X}{C} - j \operatorname{tg} \delta \frac{C_X}{C} \right) \quad (13)$$

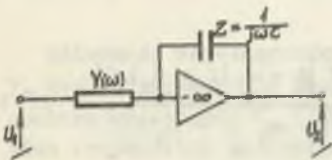
$$U_2 = -U_1 \frac{C_X}{C} \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} e^{-j\varphi} \quad (14)$$

gdzie:

$$\varphi = \delta = \angle (U_1, U_2)$$

$$\operatorname{Re} [U_2] = -U_1 \frac{C_X}{C} \quad (15)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \left| \frac{\operatorname{Im} [U_2]}{\operatorname{Re} [U_2]} \right| \quad (16)$$



Rys. 6. Obwód wejściowy ze wzmacniaczem operacyjnym o sprzężeniu pojemnościowym

Zależności (13), ..., (16) wprowadzono przy założeniu niezmiennej częstotliwości w czasie pomiarów (tzn. $C_X(\omega) = C_X jR_X(\omega) = R_X$ itd.) oraz idealnego wzmacniacza operacyjnego (tzn. nieskończenie duże wzmocnienie, $R_{we} \rightarrow \infty$, $R_{wy} \rightarrow 0$, bezstratna pojemność sprzęgająca C). W dalszym ciągu omówione zostaną błędy wprowadzone przyjętymi założeniami upraszczającymi.

Wpływ skończonego wzmocnienia

Dla obwodu przedstawionego na rys. 6 zawierającego wzmacniacz operacyjny o współczynniku wzmocnienia zależnym od częstotliwości w 1 aproksymacji wg zależności:

$$\mu(\omega) = \frac{\mu_0 \omega_1}{\omega + \omega_1} \quad (16)$$

gdzie:

μ_0 - współczynnik wzmożenia wzmacniacza dla $\omega = 0$; $\mu_0 \approx 10^5$,

ω_1 - częstotliwość 1 "załamania" charakterystyki współczynnika wzmożenia; $\omega_1 \approx 50$ rd/s,

$s = j\omega$,

zachodzi związek:

$$\frac{U_2(s)}{U_1(s)} = - \frac{\mu(s) Y(s) Z(s)}{Y(s) Z(s) + \mu_1(s) + 1} \quad (17)$$

Równanie (17) określa ogólnie wpływ skończonej wartości wzmożenia na mierzoną wielkość U_2 , która w tym przypadku nie jest wprost zależna od parametrów badanego dielektryku.

W celu obliczenia błędu powstałego podczas pomiaru pojemności dielektryku na skutek skończonego współczynnika wzmożenia, podstawiamy do zależności (17) równania: $Y(s) = G + sB$ oraz $Z(s) = \frac{1}{sC}$.

Po przekształceniu obliczamy składową ozyzną stosunku napięć U_1 i U_2 , pomiar pojemności realizowany jest bowiem poprzez pomiar tej składowej (patrz zależność (15)):

$$\operatorname{Re} \left[\frac{U_2}{U_1} \right] = - \frac{G \mu_0 \omega_1 [\omega_1 G - \omega^2 (C_x + C)] + \omega^2 \mu_0 \omega_1 C_x [G + \omega_1 (C_x + C \mu_0 + C)]}{[\omega_1 G - \omega^2 (C_x + C)]^2 + \omega^2 [G + \omega_1 (C_x + C \mu_0 + C)]^2} \quad (18)$$

Wobec skomplikowanej postaci równania (18) dalsze przekształcenie dokonywane będzie przy założeniu, że np. dobrano $C = C_x$. Uwzględniając to i przekształcając (18) otrzymuje się:

$$\operatorname{Re} \left[\frac{U_2}{U_1} \right] = - \frac{C_x}{C} \mu_0 \omega_1 G \frac{[\omega_1 G - 2 \omega^2 C] \frac{G}{C} + \omega^2 [G + \omega_1 (2 + \mu_0) C]}{[\omega_1 G - 2 \omega^2 C] + \omega^2 [G + \omega_1 (2 + \mu_0) C]^2} \quad (19)$$

Równanie (19) może być zapisane w postaci:

$$\operatorname{Re} \left[\frac{U_2}{U_1} \right] = - \frac{C_x}{C} \gamma_1(\omega) \quad (20)$$

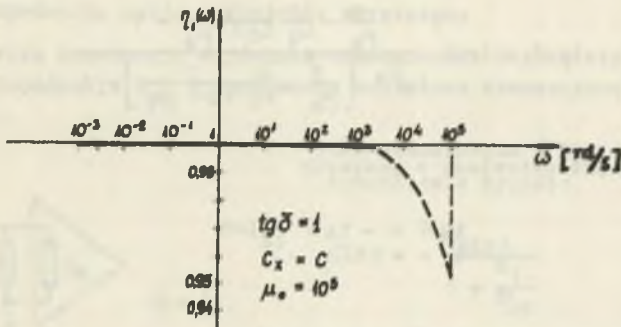
Współczynnik $\eta_1(\omega)$ charakteryzuje błąd pomiaru pojemności C_x .

Współczynnik ten w idealnym przypadku, tj. $\mu_0 \rightarrow \infty$:

$$\eta_1(\omega) \Big|_{\substack{= 1 \\ \text{przy} \\ \mu_0 \rightarrow \infty}}$$

W celu zbadania zależności współczynnika $\eta_1(\omega)$ od częstotliwości podstawiany $G = \operatorname{tg} \delta \omega C_x$; po przekształceniu i uproszczeniu zależności (19) i (20) otrzymuje się:

$$\eta_1(\omega) \approx \frac{-\omega \operatorname{tg} \delta + \omega_1 \mu_0}{\omega^2 (4 + \operatorname{tg}^2 \delta) + \omega \operatorname{tg} \delta \omega_1 \mu_0 + \omega_1^2 \mu_0^2} \omega_1 \mu_0 \quad (21)$$



Rys. 7. Zależność współczynnika błęd pomiaru pojemności od częstotliwości

Zależność współczynnika $\eta_1(\omega)$ od częstotliwości przedstawione na rys. 7, który wykonano dla przypadku $\operatorname{tg} \delta = 1$. Z wykresu tego wynika, że błąd pomiaru pojemności C_x wprowadzany przez wzmacniacz operacyjny o współczynniku wzmocnienia przedstawionym w pierwszej aproksymacji – jest w zakresie częstotliwości podakustycznych praktycznie równy zero, natomiast w zakresie częstotliwości akustycznych nie przekracza wartości 0,5%. Dobór pojemności $C = C_x$ (warunkujący dotychczasowe rozważania) nie jest w praktyce kłopotliwy, a ponadto pozwala uzyskać porównywalne wartości napięć U_1 i U_2 .

Proponowany układ w przypadku idealnego wzmacniacza wprowadza przesunięcie fazowe napięcia U_2 równe kątowi stratności dielektryka (zależność (14)). Na skutek skończonego wzmocnienia przesunięcie to może być różne od kąta δ . Błąd ten również można oszacować. W tym celu do zależności (17) należy podstawić wyrażenie na admitancję badanego dielektryku:

$$Y = G + j\omega C_x \quad \text{oraz} \quad Z = \frac{1}{j\omega C}$$

Po przekształceniu otrzymujemy:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\operatorname{Im} [U_2]}{\operatorname{Re} [U_2]} = \frac{\omega \{ C_x [\omega_1 G - \omega^2 (C_x + C)] - G [G + \omega_1 (C_x + C) + C \mu_0 \omega_1] \}}{G [\omega_1 G - \omega^2 (C_x + C)] + \omega^2 C_x [G + \omega_1 (C_x + C) + C \mu_0 \omega_1]} \quad (22)$$

W przypadku idealnego wzmacniacza zachodzi:

$$\lim_{\mu_0 \rightarrow \infty} \operatorname{tg} \varphi = - \frac{G}{\omega C_x} = - \operatorname{tg} \delta \quad (23)$$

Wobec skomplikowanej postaci równania (22) dalsze przekształcenia dokonywane będą przy założeniu, że dobrano $C = C_x$. Po przekształceniu otrzymujemy:

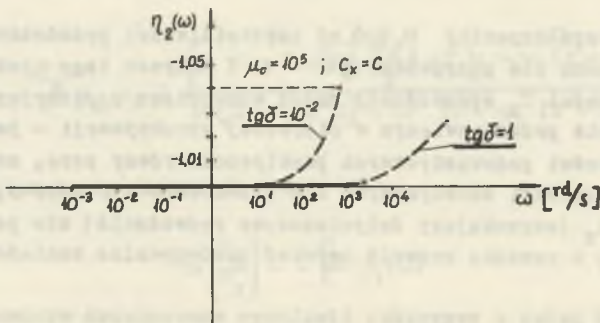
$$\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \delta \frac{\frac{1}{\mu_0} - \frac{\omega}{\omega_1} \operatorname{tg}^2 \delta \frac{1}{\mu_0} - 1}{\operatorname{tg}^2 \delta \left[\frac{1}{\mu_0} - \frac{\omega}{\omega_1} \operatorname{tg}^2 \delta \frac{1}{\mu_0} \right] + 1} \quad (24)$$

Wyrażenie (24) przedstawiamy w postaci:

$$\operatorname{tg} \varphi = - \operatorname{tg} \delta \eta_2(\omega) \quad (25)$$

gdzie:

$\eta_2(\omega)$ - charakteryzuje błąd pomiaru $\operatorname{tg} \delta$.



Rys. 8. Zależność współczynnika błędu pomiaru $\operatorname{tg} \delta$ od częstotliwości

Współczynnik $\eta_2(\omega)$ w przypadku idealnym, tzn. $\mu_0 \rightarrow \infty$ jest równy jedności. Przebieg współczynnika błędu pomiaru $\operatorname{tg} \delta$ przedstawia rys. 8. Z wykresu tego wynika, że błąd pomiaru rośnie dla malejących wartości $\operatorname{tg} \delta$,

dla $\operatorname{tg} \delta = 0,01$ oraz $\omega = 10^3$ [rd/sek] i $\mu_0 = 10^5$, błąd pomiaru $\operatorname{tg} \delta$ nie przekracza wartości 4%. Błąd ten jest większy od błęd pomiaru pojemności; istnieje jednak możliwość zmniejszenia jego wartości drogą doboru wzmacniacza operacyjnego o odpowiednio dużym współczynniku wzmocnienia μ

W p ł y w s k o ń o z o n e j i m p e d a n o j i w e j ś c i o - w e j w z m a o n i a c z a

Na wejściu wzmacniacza operacyjnego, objętego pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego, na skutek tzw. efektu Millera pojawia się impedancja wejściowa:

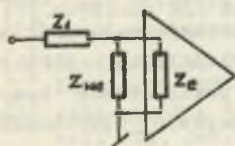
$$Z_{we} = \frac{Z}{1 + \mu(s)} \quad (26)$$

gdzie:

Z - impedancja pętli sprzężenia zwrotnego.

Całkowitą impedancję wejściową wzmacniacza tworzą więc równolegle połączone impedancje Z_{we} i impedancja wejściowa wzmacniacza operacyjnego Z_e (rys. 9).

Dla wzmacniacza z rys. 9 współczynnik wzmocnienia wynosi:



$$Z_1 = \frac{1}{Y}$$

$$Y = G + jB$$

$$\mu'(s) = - \frac{\mu(s) Z_e}{1 + \frac{Z_1}{Z_{we}}} \quad (27)$$

Podstawiając

$$Z_{we}' = \frac{Z_{we} Z_e}{Z_{we} + Z_e}$$

Rys. 9. Impedancje wejściowe wzmacniacza

do równania (27) i przekształcając, otrzymuje się:

$$\mu'(s) = \frac{\mu(s)}{1 + \frac{Z_1}{Z_e} + \frac{Z_1}{Z_e} [1 + \mu(s)]} \quad (28)$$

Należy podkreślić, że impedancja wejściowa wzmacniacza dla małych częstotliwości ma charakter rezystancyjny, dopiero przy wyższych częstotliwościach (np. $f \geq 0,1$ MHz) zaznacza się większy wpływ pojemności wejściowej booznikującej rezystancję.

Z zależności (28) wynika (przy przeciętnych wartościach $\mu_0 = 10^5$ oraz $Z_1 \approx Z$), że aby przetwarzanie odbywało się z błędem nie większym od 0,1% należy spełnić warunek:

$$\frac{|Z_1|}{|Z_0|} < 100.$$

W p ł y w r e z y s t a n c j i w e j ś c i o w e j ($R_{wy} \neq 0$)

Rezystancja wyjściowa typowych wzmacniaczy operacyjnych jest rzędu kilkudziesięciu omów, zaś impedancja sprzężenia zwrotnego rzędu setek megaomów. Jeżeli więc do wyjścia obwodu dołączone zostaną układy o impedancji wejściowej większej od kilku tysięcy omów, to wpływ $R_{wy} \neq 0$ wzmacniacza na funkcję przetwarzania obwodu może być pominięty.

W p ł y w s t r a t d i e l e k t r y c z n y c h k o n d e n s a t o r a s p r z ę g a j ą c o g o

Pojemność zastosowana jako element sprzężenia zwrotnego może wprowadzić do funkcji przetwarzania obwodu błędy na skutek strat oraz absorpcji dielektrycznej, co między innymi jest przyczyną zależności pojemności kondensatora od częstotliwości sygnału wymuszającego. W praktyce można uzyskać wystarczająco skuteczne pomniejszenie tych błędów stosując np. kondensatory styrofleksowe, które charakteryzują się wystarczającą stałością pojemności w szerokim zakresie częstotliwości [3] i posiadają kąt stratności rzędu $5 \cdot 10^{-4}$ radiana. Można również zastosować pewne obwody kompensujące zjawisko absorpcji dielektrycznej [6], co pozwala ograniczyć błędy do wartości rzędu części promille.

4. Wnioski

Proponowany w p. 3 obwód wejściowy (rys. 6) posiada następujące zalety w porównaniu z obwodami przedstawionymi w p. 2:

- nie wprowadza dodatkowej zależności częstotliwościowej mierzonego napięcia U_2 (zależności 13 i 14), co determinuje jego szczególną przydatność do dyspersyjnych badań dielektryków,
- charakteryzuje się stosunkowo dużą amplitudą napięcia wyjściowego (rzędu kilku - kilkunastu woltów - zależnie od doboru wartości pojemności C),
- składowa czynna napięcia wyjściowego jest wprost proporcjonalna do pojemności badanego dielektryku (równ. 15),
- kąt przesunięcia fazowego napięć U_1, U_2 jest wprost równy kątowi stratności (równanie 14),

e) umożliwia tzw. 3-punktowy pomiar impedancji, szczególnie przydatny do pomiaru dużych impedancji (eliminacja impedancji wpływu), [4].

Wymienione tutaj tylko najistotniejsze zalety oraz możliwość skutecznego pomniejszenia błędów systematycznych (p. 3) wskazują, że obwód wejściowy ze wzmacniaczem operacyjnym o sprzężeniu pojemnościowym może być najbardziej przydatny przy budowie układów do dyspersyjnych pomiarów pojemności i współczynnika strat dielektrycznych.

LITERATURA

- [1] Baker W.P.: Electrical insulation measurements; London, 1965.
- [2] Galand J.: Dispositif automatique de mesure de la permittivité et de l'angle de pertes des diélectriques; Revue Generale de L'electroite, Octobre 1968, 977.
- [3] Gąszczak J.: Zagadnienie wpływu zjawiska absorpcji dielektrycznej na wyniki pomiarów pojemności kondensatorów; Praca doktorska, Politechnika Wrocławska, 1964.
- [4] Hejn K.: Podstawowe problemy pomiarów parametrów immitancji, Prace Naukowe, Politechniki Warszawskiej, Nr 5, 1972 r.
- [5] Hippel A.R.: Dielektryki i fale; PWN, Warszawa, 1963 r.
- [6] Kalevi H.: Dielectric absorption in memory capacitors; IEEE Trans. on Instr. and Meas., February 1972.
- [7] Martinot H.: Metoda określenia parametrów dielektryków w bardzo niskich częstotliwościach; Comptes Rendus, 1959, t. 249, Nr 25.
- [8] Orsini L.Q.: Conversion of immitance parameters to DC voltages; IEEE Trans. on Instr. and Meas., June 1973.
- [9] Palz G.: Ein Phasenwinkelmeßgerät zur Ermittlung kleiner Verlustwinkel, ATM, Dez. 1974, 235.
- [10] Pluciński M., Szadkowski B.: Mostek do badania dyspersji dielektryków w zakresie małych i bardzo małych częstotliwości; Zesz. Nauk. Politechniki Śl., Elektryka, z. 37, 1973.
- [11] Schlosser E., Horn G.: Messanordnung für komplexe Dieletrizitätskonstante Polymerer im Frequenzbereich $(5 \cdot 10^{-5} \div 1)$ Hz; Exp. Technik der Physik. XV, 1967, H. 3.
- [12] Schweizer G.: Messung dielektrischer Stoffwerte im Tiefstfrequenzgebiet $0,4$ Hz \div $5 \cdot 10^{-5}$ Hz; ATM, Nov. 1967, R. 129.
- [13] Sigdell J.E.: A principle for capacitance measurements, suitable for linear evaluation of capacitance transducers; IEEE Trans. on Instr. and Meas., Febr. 1972.
- [14] Szadkowski B.: Problemy konstrukcji mostków do badań dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych; Zesz. Nauk. Politechniki Śl., Elektryka z. 33, Gliwice 1972 r.

Przyjęto do druku w maju 1974 r.

ПОДБОР ВХОДНОЙ ЦЕПИ В НЕУРАВНОВЕШЕННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ
ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИЭЛЕКТРИКОВ В ПРЕДЕЛАХ ПОДТОНАЛЬНЫХ ЧАСТОТ

Р е з ю м е

Рассматриваются проблемы точности измерительных систем, применяемых для измерения ёмкости и коэффициента диэлектрических потерь в пределах подтональных частот. Особое внимание обращается на входные цепи неуравновешенных измерительных систем и анализируются погрешности, вызываемые этими цепями. Предлагается оптимальное решение цепи с операционным усилителем.

SELECTION OF INPUT CIRCUIT IN UNBALANCED MEASURING SYSTEMS
FOR DIELECTRIC INVESTIGATION IN SUBACOUSTIC FREQUENCY RANGE

S u m m a r y

Selected problems connected with the accuracy of measuring systems for measuring the capacity and dielectric losses coefficient in the sub-acoustic frequency range have been discussed in the paper. Special attention has been paid to input circuits of unbalanced measuring systems by an analysis of errors brought by these circuits. Optimum circuit solution with operation amplifier has been suggested.