

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Brunon SZADKOWSKI, Eligiusz PASECKI Pomiary współczynnika absorpcji R_{60}/R_{15} izolacji transformatorów i maszyn elektrycznych	5
2. Janusz GUZIK, Brunon SZADKOWSKI Analiza czułości aktywnych równonapięciowych komparatorów admittance przeznaczonych do badań dielektryków w zakresie infraniskich częstotliwości (10^{-3} - 10) Hz	11
3. Janusz GUZIK, Brunon SZADKOWSKI Analiza błędu pomiaru admittance w układzie aktywnego, równonapięciowego komparatora przeznaczonego do szerokopasmowych badań dielektryków	21
4. Adam CICHY, Brunon SZADKOWSKI Metoda wyznaczania składowej stałej sygnałów sinusoidalnych o infraniskich częstotliwościach (10^{-3} - 10) Hz	35
5. Józef PARCHAŃSKI Fizyczny model szyny kolejowej typu S49 przymocowanej do podkładów	41
6. Jerzy JAKUBIEC, Hamid Al RAIMI Niedokładność wyników pomiarów spowodowana czasową niepewnością próbkowania przebiegów sinusoidalnie zmiennych	55
7. Andrzej LEBIEDZKI Pomiary współczynnika strat dielektrycznych w badaniach diagnostycznych urządzeń elektroenergetycznych	65
8. Henryk URZĘDNICZOK Wpływ parametrów toru transmisji sygnału częstotliwościowego na dokładność przetworników „parametr/okres”	75
9. Otylia PASECKA Pomiary konduktywności cieplnej materiałów przewodzących	85
10. Bogusław KASPERCZYK Konstrukcja sondy rtęciowej do pomiarów przewodności powłok	93

CONTENTS

	Page
1. Brunon SZADKOWSKI, Eligiusz PASECKI Measurement of insulation absorption coefficient R_{60}/R_{15} of transformers and electric machines	5
2. Janusz GUZIK, Brunon SZADKOWSKI Sensitivity analysis of active, equivoltage admittance comparators used for dielectric investigations in ultra-low frequency range (10^{-3} - 10) Hz	11
3. Janusz GUZIK, Brunon SZADKOWSKI Analysis of the admittance measuring error in the active, equivoltage comparator circuit used for wide-band investigations of dielectrics ...	21
4. Adam CICHY, Brunon SZADKOWSKI Method of determining of infra-low frequency (10^{-3} - 10) Hz sinusoidal signal constant component	35
5. Józef PARCHAŃSKI Physical model of the rail S49 fixed to the cross-ties	41
6. Jerzy JAKUBIEC, Hamid Al RAIMI Measuring result uncertainty caused by time errors of sampling of sinusoidal quantities	55
7. Andrzej LEBIEDZKI Dielectric loss factor measurements in diagnostic testing of electrical power engineering equipment	65
8. Henryk URZĘDNICZOK The influence of the output signal transmission system on the accuracy of "parameter-to-period" measuring converters	75
9. Otylia PASECKA Measurements of thermal conductivity of thin-walled pipes made of materials conducting heat	85
10. Bogusław KASPERCZYK Construction of a probe with mercury electrodes for measurements of coating resistivity	93

Brunon SZADKOWSKI

Eligiusz PASECKI

POMIAR WSPÓŁCZYNNIKA ABSORPCJI R_{60}/R_{15} IZOLACJI TRANSFORMATORÓW I MASZYN ELEKTRYCZNYCH

Streszczenie. W artykule przedstawiono opis przyrządu do pomiaru współczynnika R_{60}/R_{15} oraz wybrane wyniki badań przeprowadzonych na wykonanym modelu.

MEASUREMENT OF INSULATION ABSORPTION COEFFICIENT R_{60}/R_{15} OF TRANSFORMERS AND ELECTRIC MACHINES

Summary. Description of an instrument for R_{60}/R_{15} coefficient measurement has been presented in the paper. Some investigation results obtained for the executed model have been given as well.

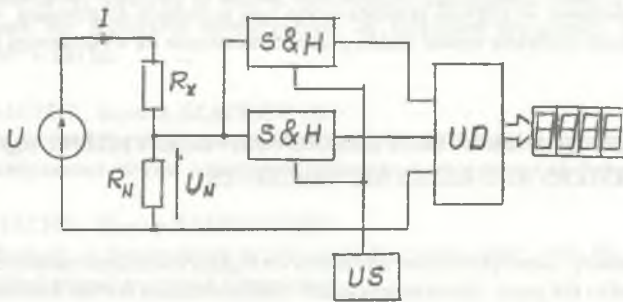
1. WPROWADZENIE

Podczas pomiarów rezystancji i izolacji transformatorów i maszyn elektrycznych obserwuje się zjawisko narastania wartości tej rezystancji w miarę upływu czasu, licząc od chwili załączenia napięcia pomiarowego (stałego). Stosunek rezystancji R_{60}/R_{15} zmierzonych odpowiednio po 60 s oraz 15 s od chwili załączenia napięcia nazywany jest współczynnikiem absorpcji i jest jednym ze wskaźników stosowanych do oceny stopnia zawilgocenia badanej izolacji [1, 2]. Stosuje się również wskaźnik R_{300}/R_{60} , będący stosunkiem rezystancji zmierzonych po 300 s oraz 60 s. Ponadto wskaźnikami stopnia zawilgocenia izolacji są także współczynnik strat dielektrycznych $\text{tg}\delta$, bezwzględna wartość rezystancji badanej izolacji lub inne parametry fizykochemiczne.

Dla izolacji suchej, wskaźnik R_{60}/R_{15} przyjmuje wartości większe niż 1 (jednak na ogół nie przekraczające 2), natomiast dla izolacji zawilgoconej — odpowiednie wartości zawierają się w przedziale $1 \div 1,5$. Szczegółowe wartości omawianego wskaźnika, powyżej których uznaje się izolację za wystarczająco suchą (tzn. wartości najmniejsze dopuszczalne) zależą od temperatury izolacji i określone są w odpowiednich przepisach [3].

Aktualnie, pomiary współczynnika absorpcji R_{60}/R_{15} wykonuje się najczęściej metodą pośrednią, za pomocą megaomomierza i czasomierza, dokonując odczytów z megaomomierza odpowiednio po 15 s oraz 60 s od chwili rozpoczęcia pomiaru. Metoda megaomomierza i czasomierza jest jednak dość niewygodna i mało dokładna. Pożądana w tych pomiarach stałość napięcia zasilania, zwłaszcza w przypadku często stosowanych megaomomierzy indukcyjnych, nie jest wystarczająca. Wydaje się zatem celowe podjęcie prac zmierzających do opracowania przyrządu pomiarowego pozwalającego na bezpośrednie pomiary omawianego współczynnika i odznaczającego się korzystnymi właściwościami metrologicznymi oraz eksploatacyjnymi.

Do budowy opisanego w dalszym ciągu przyrządu pomiarowego wykorzystano koncepcję pomiaru prądu ładowania I , płynącego przez badaną izolację (R_x) po przyłączeniu stałego napięcia zasilania U . Ogólny schemat odpowiedniego układu pomiarowego przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Ogólny schemat układu do pomiaru współczynnika absorpcji R_{60}/R_{15}
 Fig. 1. General diagram of the circuit for measurement of absorption coefficient R_{60}/R_{15}

W przedstawionym układzie pomiarowym — pomiar prądu I zrealizowany jest pośrednio poprzez pomiar napięcia U_N na wzorcowym rezystorze R_N . Czasowy przebieg prądu ładowania (a więc także napięcia U_N) jest złożoną funkcją różnych parametrów badanej izolacji (w tym również parametrów jej stanu fizykochemicznego) i w ogólnym ujęciu jest to przebieg rozpoczynający się w chwili załączenia napięcia skokowym wzrostem, a następnie opadający — aż do osiągnięcia pewnej wartości ustalonej [4]. Dokonując kolejnych pomiarów napięcia U_N : U_{N15} oraz U_{N60} (odpowiednio po 15 s i 60 s od chwili załączenia napięcia zasilania U), a następnie obliczając stosunek tych napięć — otrzymujemy z dobrym przybliżeniem

$$\frac{U_{N15}}{U_{N60}} = \frac{I_{15}}{I_{60}} = \frac{I_{15}}{I_{60}} \cdot \frac{R_{60}}{R_{15}} = \frac{R_{60}}{R_{15}}$$

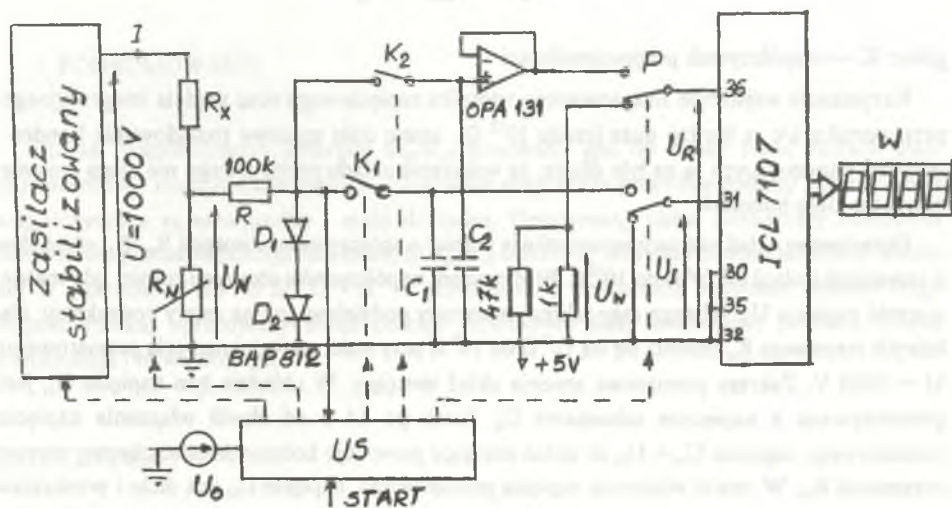
Z przedstawionego równania wynika, że w celu zmierzenia współczynnika absorpcji R_{60}/R_{15} — wystarczy zmierzyć stosunek napięć U_{N15}/U_{N60} .

Zastosowane w układzie z rys. 1 przetworniki próbkująco-pamiętające S&H wraz z układem sterującym US umożliwiają pobranie próbek napięcia U_N w odpowiednich chwilach czasowych i następnie przekazanie pobranych próbek do układu dzielącego UD w celu bezpośredniego wyznaczania interesującego nas stosunku R_{60}/R_{15} .

W dalszym ciągu przedstawione zostanie bliższe omówienie opracowanego układu pomiarowego, działającego według koncepcji podanej na rys. 1.

2. OPIS WYKONANEGO UKŁADU POMIAROWEGO

Pomiar stosunku dwóch rezystancji może być zrealizowany za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego (a/c) o podwójnym całkowaniu. Cyfrowy sygnał wyjściowy takiego przetwornika jest proporcjonalny do stosunku dwóch napięć analogowych, doprowadzonych do wejść przetwornika w czasie pierwszego i drugiego całkowania [5]. Przy pomiarze współczynnika absorpcji R_{60}/R_{15} do wejść tego przetwornika należy doprowadzić napięcia zapamiętane w układzie próbkująco-pamiętającym, odpowiednio po 15 s i 60 s od chwili włączenia napięcia pomiarowego.



Rys.2. Układ do pomiaru współczynnika absorpcji R_{60}/R_{15}

Fig.2. Practical circuit for absorption coefficient R_{60}/R_{15} measurement

Na rys.2 przedstawiony jest układ do pomiaru współczynnika absorpcji R_{60}/R_{15} , w którym funkcję układu dzielącego spełnia przetwornik a/c o podwójnym całkowaniu typu ICL 7107. Układ próbkująco-pamiętający, składający się z kondensatorów C_1 i C_2 oraz przełączników K_1 i K_2 , służy do zapamiętania wartości napięcia U_N w chwilach próbkowania. Po załączeniu napięcia zasilającego układ pomiarowy, stan wszystkich przełączników jest taki, jak przedstawiono na rys.2. Do wejścia referencyjnego U_R przetwornika a/c doprowadzone jest napięcie U_w , a wejście integracyjne U_I połączone jest z masą analogową. Stan wyjściowy przetwornika a/c jest zerowy.

Cykl pomiaru rozpoczyna się od włączenia impulsem START napięcia pomiarowego U . Po 15 s i 60 s od chwili włączenia tego napięcia, układ sterujący US powoduje kolejno włączanie na czas próbkowania przełączników K_1 i K_2 . Stałe czasowe ładowania kondensatorów pamiętających C_1 i C_2 są znacznie krótsze od czasu próbkowania. Na kondensatorach C_1 i C_2 zostają zapamiętane napięcia U_{N15} i U_{N60} proporcjonalne do prądów I_{15} i I_{60} płynących przez rezystor R_x po 15 s i 60 s od chwili włączenia napięcia U . Po zakończeniu cyklu próbkowania, układ sterujący powoduje zmianę stanu przełącznika P. Wówczas do wejścia integracyjnego przetwornika a/c doprowadzona jest zapamiętana wcześniej wartość napięcia U_{N15} , a do wejścia referencyjnego — wartość napięcia U_{N60} . A zatem wskazanie W wskaźnika wyjściowego będzie określone zależnością

$$W = K \frac{U_I}{U_R} = K \frac{U_{N15}}{U_{N60}} = K \frac{R_{60}}{R_{15}},$$

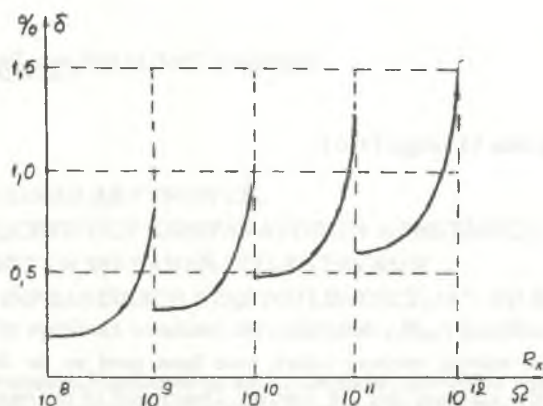
gdzie: K — współczynnik proporcjonalności.

Rezystancje wejściowe zastosowanego wtórnika napięciowego oraz wejścia integracyjnego przetwornika a/c są bardzo duże (rzędu $10^{12} \Omega$), zatem stałe czasowe rozładowania kondensatorów pamiętających są na tyle długie, że wskazanie układu pomiarowego nie ulega zmianie nawet po kilku minutach.

Opracowany układ pomiarowy umożliwia pomiar współczynnika absorpcji R_{60}/R_{15} obiektów o rezystancji izolacji od $10^8 \Omega$ do $10^{12} \Omega$. Błąd pomiaru współczynnika absorpcji rośnie, gdy maleje wartość napięcia U_N . Dlatego cały zakres pomiarowy podzielony jest na cztery podzakresy, dla których rezystancja R_N zmienia się od $10^5 \Omega$ do $10^8 \Omega$ przy stałej wartości napięcia pomiarowego $U = 1000$ V. Zakresy pomiarowe zmienia układ sterujący. W układzie tym napięcie U_N jest porównywane z napięciem odniesienia U_0 . Jeżeli po 14 s od chwili włączenia napięcia pomiarowego napięcie $U_N < U_0$, to układ sterujący powoduje kolejny dziesięciokrotny wzrost rezystancji R_N . W chwili włączenia napięcia pomiarowego, napięcie U_N jest duże i przekracza dopuszczalne napięcia wejściowe układów elektronicznych. Rezystor R oraz diody D_1 i D_2 ograniczają wartość tego napięcia.

Badania laboratoryjne wykonanego modelu układu pomiarowego wykazały, że błąd pomiaru współczynnika absorpcji R_{60}/R_{15} nie przekracza 1,5% (dla badanych obiektów o rezystancji izolacji $10^8 \Omega$ do $10^{12} \Omega$). Na rys.3 przedstawiono zależność błędu pomiaru współczynnika R_{60}/R_{15} od

rezystancji izolacji obiektu badanego, przy podziale całego zakresu pomiarowego na cztery podzakresy. Błąd pomiaru można zmniejszyć zwiększając liczbę podzakresów pomiarowych.



Rys.3. Zależność błędu pomiaru współczynnika absorpcji R_{60}/R_{15} od rezystancji izolacji

Fig.3. Dependence of the absorption coefficient R_{60}/R_{15} measurement error on insulation resistance

3. PODSUMOWANIE

Pomiar współczynnika absorpcji R_{60}/R_{15} stosowany jest do oceny stanu izolacji transformatorów i maszyn elektrycznych. Stosowane dotychczas pośrednie metody pomiaru tego współczynnika są niewygodne i mało dokładne. Opracowany układ pomiarowy umożliwia bezpośredni pomiar współczynnika absorpcji R_{60}/R_{15} obiektów, których rezystancja izolacji mieści się w zakresie od $10^8 \Omega$ do $10^{12} \Omega$. W porównaniu z pośrednimi metodami pomiaru tego współczynnika, opracowany układ cechuje stosunkowo duża dokładność pomiaru, prosta konstrukcja i łatwa obsługa.

LITERATURA

1. Jabłoński M.: Badanie transformatorów w przemyśle i eksploatacji. WNT, Warszawa 1969.
2. Latek W.: Badanie maszyn elektrycznych w przemyśle. WNT, Warszawa 1987.
3. Wojdat S.: Przepisy eksploatacji urządzeń elektroenergetycznych. Centr. Ośr. Szkol. i Wyd. SEP, Warszawa 1994.
4. Vajda G.: Issledowanija powreždienij izolacji. „Energija”, Moskwa 1968.

5. Kulka Z., Libura A., Nadachowski M.: Przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe. WKiŁ, Warszawa 1987.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Zygmunt Kuśmierk

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 lutego 1996 r.

Abstract

The absorption coefficient R_{60}/R_{15} determines the insulation condition of transformers and electric machines. The indirect methods which have been used so far for this coefficient measurement are of low accuracy and low comfort. Description of the measuring instrument enabling direct measurement of the absorption coefficient of objects with insulation resistance within the range from $10^8 \Omega$ to $10^{12} \Omega$ has been presented in the paper. A/C converter with double integration is a dividing circuit in the executed instrument (Fig.2). The value of voltage U_N is hold in the sample-and-hold circuit (consisting of capacitors C_1 and C_2 and switches K_1 and K_2) after 15 s and 60 s since the moment of switching of the measuring voltage U on. The voltage U_N is proportional to the the current I flowing through the measured resistance R_X . The absorption coefficient measurement error increases if the voltage U_N value decreases. The whole measuring range is divided into four sub-ranges in order to reduce this error. The sub-ranges are chosen by means of a control circuit U_s . It causes that the resistance R_N is ten times greater when the voltage $U_N < U_0$ after 14 s since the moment of switching the measuring voltage on.

Janusz GUZIK

Brunon SZADKOWSKI

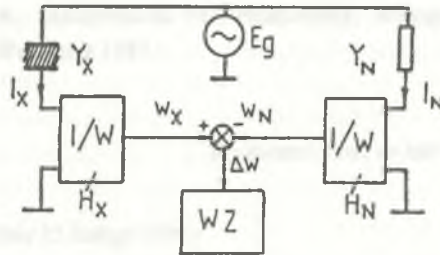
**ANALIZA CZUŁOŚCI AKTYWNYCH,
RÓWNONAPIĘCIOWYCH KOMPARATORÓW ADMITANCJI
PRZEZNACZONYCH DO BADAŃ DIELEKTRYKÓW
W ZAKRESIE INFRANISKICH CZĘSTOTLIWOŚCI (10^{-3} - 10) Hz**

Streszczenie. Przedstawiona analiza obejmuje rozważenie wpływów poszczególnych parametrów wymienionych w tytule komparatorów na ich czułość. Określono kryteria doboru tych parametrów w celu osiągnięcia zadowalającej czułości w założonym zakresie częstotliwości (10^{-3} - 10) Hz.

**SENSITIVITY ANALYSIS OF ACTIVE,
EQUIVOLTAGE ADMITTANCE COMPARATORS
USED FOR DIELECTRIC INVESTIGATIONS IN
ULTRA-LOW FREQUENCY RANGE (10^{-3} - 10) Hz**

Summary. Analysis presented in the paper deals with influence of the individual parameters of active, equivoltage admittance comparators on sensitivity of these comparators. Criteria of selection of the parameters to obtain sufficient sensitivity of comparators in the assumed frequency range (10^{-3} - 10) Hz have been determined.

Infraniskoczęstotliwościowe badania dielektryków, prowadzone w zakresie częstotliwości od 10^{-3} do 10 Hz, stwarzają możliwości ujawnienia makroskopowych zmian struktury dielektryka spowodowanych różnorodnymi czynnikami fizycznymi (np. temperaturą, zawilgoceniem) ze znacznie większą czułością niż w innych zakresach częstotliwości [1, 2, 3]. W pracy [4] przeanalizowano typowe rozwiązania układów pomiarowych do badania dielektryków prądem przemiennym o infraniskiej częstotliwości. Wynikiem tej analizy było wskazanie pewnej klasy aktywnych, równonapięciowych komparatorów admitancji — jako klasy układów najlepiej nadających się do badań dielektryków w zakresie infraniskich częstotliwości (10^{-3} - 10) Hz. Ogólny schemat wskazanej klasy komparatorów przedstawiono na rys. 1.



Rys.1. Ogólny schemat aktywnych, równonapięciowych komparatorów admittance przeznaczonych do badań dielektryków

Fig.1. General diagram of active, equivoltage admittance comparators used for dielectric investigations

Oznaczenia przyjęte na rys.1 są następujące:

Y_X — admittance badanego dielektryka,

Y_N — admittance zastosowanego wzorca,

I/W — przetwornik sygnału prądowego I na sygnał wyjściowy W (prądowy lub napięciowy), przy czym: $w_X = I_X H_X$ i $w_N = I_N H_N$,

H_X, H_N — transmittancje zastosowanych przetworników I/W w torach prądów I_X i I_N płynących przez komparowane admittance Y_X i Y_N ,

$\Delta w = w_X - w_N$ — sygnał nierównowagi komparatora,

E_g — źródło napięcia zasilającego komparator,

WZ — wskaźnik zera.

Równanie przetwarzania układu z rys.1 jest określone w ogólnym przypadku zależnością

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

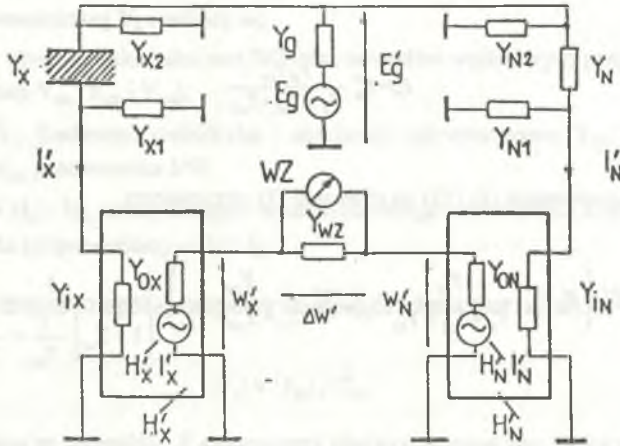
natomiast czułość względną S_w przedstawionego układu wyznaczamy korzystając z definicji

$$S_w = Y_X \frac{\partial \Delta w}{\partial Y_X}. \quad (2)$$

Po obliczeniu pochodnej $\frac{\partial \Delta w}{\partial Y_X}$ z równania (1), równanie (2) przyjmuje postać

$$S_w = Y_X E_g H_X. \quad (2a)$$

W dalszym ciągu przedstawiona zostanie analiza czułości omawianych komparatorów przy uwzględnieniu różnych wielkości występujących w układach rzeczywistych — jak to pokazano na rys.2.



Rys.2. Schemat ideowy rzeczywistego, aktywnego, równonapięciowego komparatora admittancji dielektryków z kompensacją napięć w_x' i w_n'

Fig.2. Schematic diagram of the active, equivoltage admittance comparator with compensation of voltages w_x and w_n

Symbole przyjęte na rys.2 oznaczają:

w_x', w_n' — sygnały wyjściowe rzeczywistych przetworników I/w umieszczonych w torach prądów I_x' i I_n' ,

H_x', H_n' — transmittancje rzeczywistych przetworników I/w umieszczonych w torach prądów I_x' i I_n' ,

$Y_{X1}, Y_{X2}, Y_{N1}, Y_{N2}$ — admittancje upływnościowe, bocznikujące (odpowiednio) obiekt pomiaru (dielektryk) i zastosowany wzorzec admittancji Y_N ,

$Y_{iX}, Y_{iN}, Y_{oX}, Y_{oN}$ — odpowiednio: admittancje wejściowe i wyjściowe zastosowanych przetworników I/w,

E_g' — źródło napięcia zasilającego komparator o admittancji wewnętrznej Y_g ,

Y_{wz} — admittancja wejściowa zastosowanego wskaźnika zera WZ.

Dla układu z rys.2 równanie przetwarzania (1) przyjmuje postać

$$\Delta w' = w_x' - w_n' = \frac{H_x' I_x' - H_n' I_n'}{1 + Y_{wz} \left(\frac{1}{Y_{oX}} + \frac{1}{Y_{oN}} \right)}, \quad (3)$$

przy czym

$$I'_X = E'_g \frac{Y_X Y_{IX}}{Y_X + Y_{IX} + Y_{XI}}, \quad (4)$$

$$I'_N = E'_g \frac{Y_N Y_{IN}}{Y_X + Y_{IN} + Y_{NI}}. \quad (5)$$

Podstawiając równania (4) i (5) do równania (3) otrzymujemy

$$\Delta w' = E'_g \left(Y_X H'_X \frac{Y_{IX}}{Y_X + Y_{IX} + Y_{XI}} - Y_N H'_N \frac{Y_{IN}}{Y_N + Y_{IN} + Y_{NI}} \right) \left[\frac{1}{1 + Y_w \left(\frac{1}{Y_{OX}} + \frac{1}{Y_{OW}} \right)} \right]. \quad (6)$$

Stąd względna czułość rzeczywistego układu komparatora S'_w obliczona na podstawie równania (2) przyjmuje postać

$$S'_w = Y_X E'_g H'_X \frac{1}{1 + Y_w \left(\frac{1}{Y_{OX}} + \frac{1}{Y_{OW}} \right)} \cdot \frac{Y_{IX} (Y_{IX} + Y_{XI})}{(Y_X + Y_{IX} + Y_{XI})^2}. \quad (7)$$

Dla przejrzystości dalszych rozważań korzystne jest wprowadzenie pewnego współczynnika K , zdefiniowanego następująco

$$K = \frac{S'_w}{S_w}. \quad (8)$$

Współczynnik K określa zmianę względnej czułości rzeczywistego układu komparatora S'_w (z rys.2) w porównaniu do czułości S_w układu wyidealizowanego (z rys.1). Wartość współczynnika K możemy obliczyć podstawiając równania (2a) i (7) do równania (8)

$$K = \frac{E'_g}{E_g} \frac{1}{1 + Y_w \left(\frac{1}{Y_{OX}} + \frac{1}{Y_{OW}} \right)} \cdot \frac{Y_{IX} (Y_{IX} + Y_{XI})}{(Y_X + Y_{IX} + Y_{XI})^2} \cdot \frac{H'_X}{H_X}. \quad (8a)$$

Zauważmy, że wartość współczynnika K jest zależna od:

- parametrów źródła napięcia zasilającego komparator (tzn. siły elektromotorycznej E_g , admittancji wewnętrznej Y_g i pulsacji ω),
- parametrów obwodu wskaźnika zera WZ oraz obwodów wyjściowych przetworników I/W (tzn. admittancji Y_{wz} , Y_{ox} i Y_{0N}),
- admittancji Y_x (badanego dielektryka i admittancji upływnościowej Y_{x1} oraz admittancji wejściowej Y_{Dx} przetwornika I/W),
- transmittancji H_x' i H_x rzeczywistego i wyidealizowanego przetwornika I/W umieszczonego w torze prądu (odpowiednio) — I_x' i I_x .

ad a), b). W praktyce na ogół spełnione są następujące relacje (por. rys.2):

$$|Y_g| > |Y_{ox}|, |Y_{0N}| \quad (9)$$

$$|Y_{wz}| < |Y_{ox}|, |Y_{0N}|. \quad (10)$$

Uwzględnienie relacji (9) i (10) w analizowanym równaniu (8a) prowadzi do uproszczonej jego postaci

$$K = \frac{Y_{Dx} (U_{Dx} + Y_{x1})}{(Y_x + Y_{Dx} + Y_{x1})^2} \cdot \frac{H_x'}{H_x}. \quad (11)$$

Oznacza to praktycznie wyeliminowanie wpływu parametrów źródła zasilającego komparator (tzn. admittancji Y_g i sem E_g) i parametrów obwodu wskaźnika zera WZ (tzn. admittancji Y_{wz} , Y_{ox} i Y_{0N}) pod warunkiem zachowania relacji (9) i (10). Wpływ pulsacji ω źródła zasilającego komparator zostanie uwzględniony później, przy omawianiu wpływów parametrów wg pkt. c) i d).

ad c). Przy analizie wpływu admittancji upływnościowej Y_{x1} , bocznikującej obiekt pomiaru (dielektryk o admittancji Y_x), jak również admittancji wejściowej Y_{Dx} zastosowanego przetwornika I/W (por. rys.2) założmy dwie graniczne wartości mierzonej admittancji Y_x :

- $Y_x = 0$,
- $Y_x = Y_{x1}$.

Wówczas zakres zmian współczynnika $|K|$ obliczonego według równania (11) dla $\frac{H'_x}{H_x} = 1$

określa relacja

$$\left| \frac{Y_{IX} (Y_{IX} + Y_{XI})}{(Y_{IX} + 2Y_{XI})^2} \right| \leq |K| \leq \left| \frac{Y_{IX}}{Y_{IX} + Y_{XI}} \right|. \quad (12)$$

Przyjmijmy, że warunkiem zadowalającej czułości komparatora w całym analizowanym zakresie infraniskich częstotliwości (10^{-3} - 10) Hz jest spełnienie relacji

$$S_w \geq S_{wmin}, \quad (13)$$

gdzie: S_{wmin} — zakładana, minimalna wartość czułości względnej komparatora.

Dla rzeczywistego układu komparatora według rys.2 odpowiednia relacja przyjmuje postać

$$S'_w = S_w |K| \geq S'_{wmin} \quad (13a)$$

lub

$$|K| \geq \frac{S'_{wmin}}{S_w}. \quad (13b)$$

Wówczas na podstawie relacji (12) i (13b) można określić kryterium doboru admitancji Y_{IX} i Y_{XI}

$$\left| \frac{Y_{IX} (Y_{IX} + Y_{XI})}{(Y_{IX} + 2Y_{XI})^2} \right| \geq \frac{S'_{wmin}}{S_w}. \quad (14)$$

Kryterium doboru (14) powinno uwzględniać wpływ pulsacji ω źródła napięcia zasilającego komparator, przy czym dla $2\pi \cdot 10^{-3} \leq \omega \leq 2\pi \cdot 10^1$ rad/s

$$\left| \frac{Y_{IX}(j\omega) [Y_{IX}(j\omega) + Y_{XI}(j\omega)]}{[Y_{IX}(j\omega) + 2Y_{XI}(j\omega)]^2} \right|_{\omega=2\pi \cdot 10^{-3} \frac{\text{rad}}{\text{s}}} \geq \frac{S'_{wmin}}{S_w}. \quad (15)$$

Obowiązywanie relacji (15) oznacza łatwiejsze uzyskanie zadowalającej czułości dla zakresu pulsacji wyższych od $\omega = 2\pi \cdot 10^{-3} \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, co spowodowane jest wzrostem wartości analizowanych admitancji $Y_{IX}(j\omega)$ i $Y_{XI}(j\omega)$.

ad d). Przy analizie wpływu transmitancji H_X' rzeczywistego przetwornika I/W (por. rys.2) przyjmiemy do rozważań równanie (11) przy założeniu braku wpływu admittancji Y_{Dx} i Y_{X1} . Wówczas dla $Y_{Dx} > Y_{X1}$, Y_X równanie (11) przyjmuje postać

$$K = \frac{H_X'}{H_X} \quad (16)$$

Jeżeli dodatkowo założyć, że moduł transmitancji H_X' rzeczywistego przetwornika I/W opisuje zależność

$$H_X' = \frac{H_X}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0X}}\right)^2}} \quad (17)$$

gdzie: ω_{0X} — pulsacja dominującego bieguna transmitancji H_X' ,

to relację (13b) można zapisać w postaci

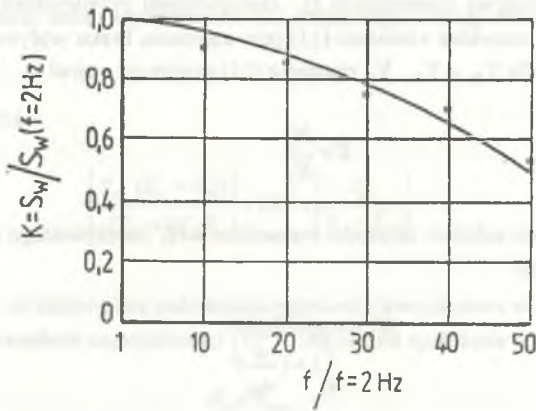
$$\left| 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0X}} \right) \right|^{-\frac{1}{2}} \approx \frac{S_{\min}}{S_w} \quad (18)$$

Zatem maksymalną wartość pulsacji ω_{\max} , dla której jeszcze jest spełniona relacja (18), można po przekształceniach określić następująco

$$2\pi \cdot 10^1 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \leq \omega_{\max} \leq \omega_{0X} \sqrt{\left(\frac{S_w}{S_{\min}} \right)^2 - 1} = \omega_{0X} \cdot \left(\frac{S_w}{S_{\min}} \right) \quad (19)$$

Wykorzystując do szczegółowych projektów komparatorów relacje (15) i (19), spełnione jednocześnie, można zapewnić uzyskanie zadowalającej czułości w całym zakładanym paśmie infraniskich częstotliwości (10^{-3} - 10) Hz. Celem doświadczalnego sprawdzenia niektórych wyników rozważań zbudowano odpowiedni układ komparatora z aktywnym przetwornikiem I/U, zbudowanym na wzmacniaczu operacyjnym LF 356 [5]. Przykładowo na rys.3 zamieszczono częstotliwościową charakterystykę zmian współczynnika $K = \frac{S_w'}{S_w}$

dla różnych wartości częstotliwości f , wybranych z górnego podzakresu infraniskich częstotliwości od 2 do 100 Hz. Jako wartość czułości względnej odniesienia S_w przyjęto $S_w = S_w' (f = 2 \text{ Hz})$.



Rys.3. Zależność zmian współczynnika K od unormowanej częstotliwości $f/f = 2 \text{ Hz}$

Fig.3. Dependence of K factor changes on normalized frequency $f/f = 2 \text{ Hz}$

Stwierdzony doświadczalnie spadek wartości współczynnika K w miarę wzrostu częstotliwości f (pulsacji ω) pozwala stwierdzić, że dominującym parametrem decydującym o czułości komparatora jest odpowiedni dobór wartości pulsacji ω_{0x} , zgodnie z relacją (19). Dla dolnego zakresu infraniskich częstotliwości ($\omega = 2\pi \cdot 10^{-3} \text{ rad/s}$) ważniejsze jest jednak kryterium (15) doboru wartości admittancji Y_{D0} , Y_{X1} — przy czym obserwowany spadek wartości współczynnika K dopiero dla $\omega > 2\pi \cdot 5 \text{ rad/s}$ (por. rys.3) świadczy o tym, że spełnienie tego kryterium nie jest szczególnie trudne. Wpływ parametrów obwodu wskaźnika zera WZ, jak i źródła napięcia E_g zasilającego komparatora na wartość współczynnika K jest do pominięcia, a zwiększenie czułości S_w drogą zwiększania wartości napięcia E_g (por. równanie (2a)) jest mniej efektywne niż odpowiedni dobór parametrów transmitancji H_X' (ω_{0x}).

LITERATURA

1. Pluciński M., Szadkowska T., Szadkowski B.: O pewnych praktycznych aspektach mikroczęstotliwościowych badań warstwowych materiałów elektroizolacyjnych. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 27, Gliwice 1970, s. 95 - 111.
2. Bąk W. i inni: Low Frequency Admittance Measurements of Polycrystalline Sodium Niobate. Acta Univesitatis Wratislaviensis, N° 1084, Wrocław 1988, pp. 177 -184.
3. Janik M. (red.): Fizyka chemiczna. PWN, Warszawa 1989.
4. Guzik J., Szadkowski B.: Układy pomiarowe do badania dielektryków prądem przemiennym o infraniskiej częstotliwości. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 144, Gliwice 1995, s. 25 - 36.

5. Guzik J., Szadkowski B.: Komparator do badań dielektryków w zakresie infraniskich częstotliwości (10^{-3} - 10) Hz. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 136, Gliwice 1994, s. 41 - 51.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Zygmunt Kuśmierek

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 lutego 1996 r.

Abstract

The paper presents the sensitivity analysis of active, equivoltage admittance comparators shown in Fig. 1. The adequate detailed comparator circuit (with compensation of voltages w_X' and w_N'), suitable for sensitivity calculations, is shown in Fig. 2.

Factor K whose definition is as follows

$$K = \frac{S_w'}{S_w}$$

where: S_w' — sensitivity of the real comparator circuit,

S_w — sensitivity of the ideal comparator circuit,

has been introduced in the paper. In general case it is described by Eq.(8a).

The relation determining sensitivity in the ultra-low frequency range (10^{-3} ÷ 10) Hz has been given. This relation has been obtained basing on the criterion of selection for sufficient sensitivity of comparators (see Egs. (13a), (13b)).

Janusz GUZIK
Brunon SZADKOWSKI

ANALIZA BŁĘDU POMIARU ADMITANCJI W UKŁADZIE AKTYWNEGO, RÓWNONAPIĘCIOWEGO KOMPARATORA PRZEZNACZONEGO DO SZEROKOPASMOWYCH BADAŃ DIELEKTRYKÓW

Streszczenie. Przeanalizowano wpływ poszczególnych parametrów układu na błąd pomiaru admitancji w układzie szerokopasmowego komparatora dielektryków, pracującego np. w zakresie od 10^{-3} do 10^6 Hz o strukturze zaproponowanej w pracy [1]. Wskazano sposoby minimalizacji błędu pomiaru admitancji oraz zaproponowano procedurę wzorcowania układu komparatora.

ANALYSIS OF THE ADMITTANCE MEASURING ERROR IN THE ACTIVE, EQUIVOLTAGE COMPARATOR CIRCUIT USED FOR WIDE-BAND INVESTIGATIONS OF DIELECTRICS

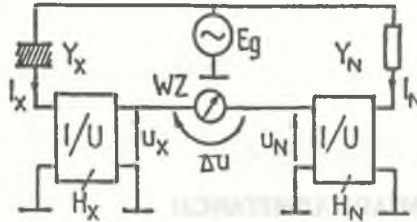
Summary. Influence of individual circuit parameters on the admittance measuring error of the wide-band (e.g. from 10^{-3} Hz to 10^6 Hz) dielectric comparator circuit has been analysed in the paper. The comparator circuit structure is based on that one suggested and described in the paper [1]. Ways of the admittance measuring error minimalization have been given. Procedure of comparator circuit calibration has been presented as well.

1. WPROWADZENIE

Szerokopasmowe badania dielektryków pozwalają z reguły na pełniejszą ocenę stanu badanego dielektryka niż występuje to w przypadku badań przeprowadzonych przy jednej częstotliwości (np. 50 lub 1000 Hz) [6].

Z przeprowadzonego przeglądu literatury dotyczącej klasy komparatorów (np. [1, 2]) wynika, że najodpowiedniejszą klasą układów do szerokopasmowych badań dielektryków w zakresie (10^{-3} - 10^6) Hz jest klasa aktywnych, równonapięciowych komparatorów admitancji [1]. Schemat

ideowy ogólnego układu takiego komparatora (z kompensacją napięć U_X i U_N) zamieszczono na rys.1 [1].



Rys. 1. Schemat ideowy ogólnego układu komparatora admittance z kompensacją napięć U_X i U_N
 Fig. 1. Schematic diagram of the general admittance comparator circuit with compensation of voltages U_X and U_N

Równanie przetwarzania idealnego układu komparatora jest następujące [1]

$$\Delta U = E_g (Y_X H_X - Y_N H_N), \quad (1)$$

a stąd w stanie komparacji ($\Delta U = 0$)

$$Y_X = \frac{H_N}{H_X} Y_N, \quad (2)$$

gdzie:

ΔU — sygnał wyjściowy komparatora,

WZ — wskaźnik zera,

E_g — źródło napięcia zasilającego układ komparatora,

U_X, U_N — sygnały napięciowe podlegające kompensacji w obwodzie wskaźnika zera,

Y_X, Y_N — admittance badanego dielektryka i zastosowanego wzorca,

H_X, H_N — transmittancje zastosowanych przetworników I/U o równaniach przetwarzania:

$$U_X = I_X H_X \text{ i } U_N = I_N H_N.$$

W rzeczywistym układzie komparatora obowiązuje natomiast zależność

$$\Delta U' = E_g (Y_X H_X - Y_N H_N) \mp \delta_U, \quad (3)$$

gdzie: δ_U — wartość sygnału wyjściowego komparatora reprezentująca błąd komparacji (odniesiony do obwodu wskaźnika zera WZ).

W stanie komparacji ($\Delta U = 0$)

$$Y'_X = \frac{H_N}{H_X} Y_N \pm \frac{\delta_U}{E_g H_X}, \quad (4)$$

przez co pomiar admittance Y_X badanego dielektryka obarczony jest całkowitym błędem o wartości równej

$$\delta_{YX}^0 = \pm \frac{Y'_X - Y_X}{Y_X} = \pm \frac{\delta_U}{E_g Y_N H_N}. \quad (5)$$

Całkowity błąd pomiaru admittance δ_{YX}^0 można określić sumą następujących składników

$$\delta_{YX}^0 = (\delta_{YX}^0)_{IU} + (\delta_{YX}^0)_{YN} + (\delta_{YX}^0)_{WZ} + (\delta_{YX}^0)_{Eg}, \quad (5a)$$

gdzie:

- $(\delta_{YX}^0)_{IU}$ — błąd pomiaru admittance Y_X uwzględniający wpływ parametrów zastosowanych przetworników I/U,
- $(\delta_{YX}^0)_{YN}$ — błąd pomiaru admittance Y_X uwzględniający wpływ parametrów zastosowanego wzorca admittance Y_N ,
- $(\delta_{YX}^0)_{WZ}$ — błąd pomiaru admittance Y_X uwzględniający wpływ parametrów wskaźnika zera WZ,
- $(\delta_{YX}^0)_{Eg}$ — błąd pomiaru admittance Y_X uwzględniający wpływ parametrów źródła napięcia E_g zasilającego komparator.

W dalszym ciągu przeprowadzono analizę poszczególnych błędów składowych $(\delta_{YX}^0)_{IU}$, $(\delta_{YX}^0)_{YN}$, $(\delta_{YX}^0)_{WZ}$, $(\delta_{YX}^0)_{Eg}$ dla komparatora o schemacie z rys. 1.

2. WPŁYW BŁĘDU δ_{IU}^0 PRZETWORNIKÓW I/U

Zastosowany do rozważań odpowiedni schemat ideowy układu komparatora przedstawiono na rys. 2.

Przez δ_{IU}^X i δ_{IU}^N — oznaczono wypadkowe, sprowadzone do wyjścia przetwornika, bezwzględne błędy przetworników I/U o transmitancjach odpowiednio równych H_X i H_N . Dla stanu komparacji ($\Delta U = 0$) błąd pomiaru admittance Y_X badanego dielektryka jest określony za pomocą zależności (por. (5))

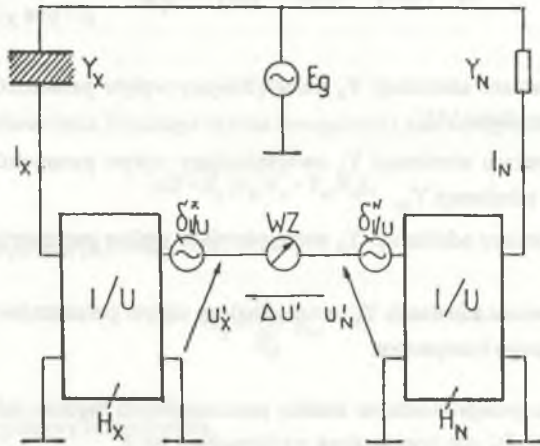
$$(\delta_{YX}^0)_{IU} = \pm \frac{|\delta_{IU}^X| + |\delta_{IU}^N|}{E_g Y_N H_N}. \quad (6)$$

W szczególności dla $|\delta_{IU}^x| = |\delta_{IU}^N| = |\delta_{IU}|$

$$(\delta_{yx}^0)_{IU} = \pm \frac{2 |\delta_{IU}|}{E_x H_N Y_N} \quad (6a)$$

W pracy [3] przeanalizowano w sposób szczegółowy wpływ poszczególnych parametrów przetwornika I/U na częstotliwościową charakterystykę błędu δ_{IU} oraz podano kryteria doboru tych parametrów.

Dla właściwie zaprojektowanego przetwornika [3] wartość błędu $(\delta_{yx}^0)_{IU} = \pm (0,5 \div 1)\%$ tylko w zakresie infraniskich częstotliwości ($10^{-3} - 10$) Hz, przy czym dla $f > 10$ Hz $(\delta_{yx}^0)_{IU} \approx 0$.



Rys.2. Wpływ błędów δ_{IU}^x i δ_{IU}^N zastosowanych rzeczywistych przetworników I/U

Fig.2. Influence of the parameters δ_{IU}^x and δ_{IU}^N of the real I/U converters applied in the comparator

3. WPŁYW BŁĘDU WZORCA δ_{YN} I ADMITANCJI BOCZNIKUJĄCYCH

$Y_{X1}, Y_{X2}, Y_{N1}, Y_{N2}$

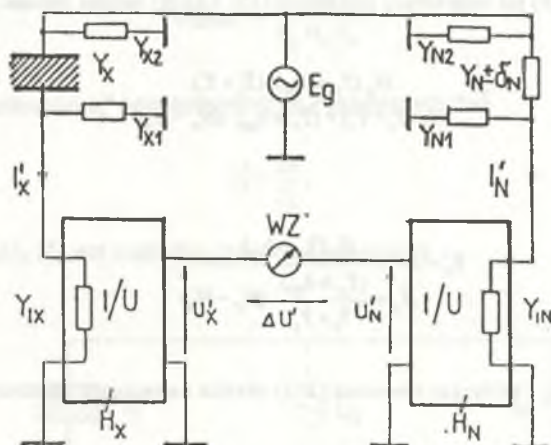
Zgodnie ze schematem wg rys.3 dla układu obowiązuje równanie przetwarzania

$$\Delta U' = H_X I_X' - H_N I_N' \quad (7)$$

gdzie

$$I'_X = E_g \frac{Y_{IX} Y_X}{Y_X + Y_{IX} + Y_{X1}} \quad (7a)$$

$$I'_N = E_g \frac{Y_{IN} (Y_N \pm \delta_{YN})}{Y_N \pm \delta_{YN} + Y_{IN} + Y_{N1}} \quad (7b)$$



Rys.3. Wpływ błędu wzorca δ_{YN} i admittancej bocznikujących Y_{X1} , Y_{X2} , Y_{N1} , Y_{N2} ; Y_{IX} , Y_{IN} — admittancej wejściowe przetworników I/U o transmitancjach (odpowiednio) równych H_X i H_N

Fig.3. Influence of the standard error δ_{YN} and shunt admittances Y_{X1} , Y_{X2} , Y_{N1} , Y_{N2} ; Y_{IX} , Y_{IN} — input admittances of I/U converters with transmittances equal to H_X and H_N , respectively

Wstawiając równania (7a) i (7b) do równania (7) otrzymujemy równanie przetwarzania (7) w następującej postaci

$$\Delta U' = E_g \left[\frac{Y_X H_X Y_{IX}}{Y_X + Y_{IX} + Y_{X1}} - \frac{(Y_N \pm \delta_{YN}) H_N Y_{IN}}{Y_N \pm \delta_{YN} + Y_{IN} + Y_{N1}} \right] \quad (8)$$

a stąd dla $\Delta U' = 0$

$$Y'_X = \frac{H_N (Y_N \pm \delta_{YN}) Y_{IN} (Y_{IX} + Y_{X1})}{H_X Y_{IX} (Y_{IN} + Y_{N1}) + (Y_N \pm \delta_{YN}) (H_X Y_{IX} - H_N Y_{IN})} \quad (9)$$

Przyjmijmy dla uproszczenia rozważań

$$Y_{IX} = Y_{IN} = Y_1, \quad (10)$$

$$Y_{XI} = Y_{NI} = Y_1, \quad (10a)$$

$$Y_{IX} = Y_{IX} = Y_2. \quad (10b)$$

Wówczas równanie (9) po wstawieniu zależności (10) ÷ (10b) można zapisać jako

$$Y'_X = \frac{H_N(Y_N \pm \delta_{YN}) (Y_1 + Y_1)}{H_X(Y_1 + Y_1) + (Y_N \pm \delta_{YN}) (H_X - H_N)} \quad (11)$$

lub

$$Y'_X = \frac{H_N(Y_N \pm \delta_{YN})}{H_X + \frac{(Y_N \pm \delta_{YN})}{Y_1 + Y_1} (H_X - H_N)}. \quad (11a)$$

Na ogół $Y_1 + Y_1 > Y_N$ i wówczas równanie (11a) określa następująca zależność

$$Y'_X = \frac{H_N(Y_N \pm \delta_{YN})}{H_X}. \quad (11b)$$

Ostatecznie wartość szukanego błędu $(\delta_{YX}^0)_{YN}$ wyznaczmy wprost z definicji

$$(\delta_{YX}^0)_{YN} = \frac{Y'_X - Y_X}{Y_X} = \pm \frac{\delta_{YN}}{Y_N} = \pm \delta_{YN}^0. \quad (12)$$

Wartość błędu $(\delta_{YX}^0)_{YN}$ jest zatem wprost wartością względnego błędu δ_{YN}^0 zastosowanego wzorca admitancji, a tym samym jest silnie zależna od częstotliwości f .

4. WPLYW PARAMETRÓW WSKAŹNIKA ZERA WZ

Podstawowymi parametrami wskaźnika zera WZ mającymi wpływ na błąd $(\delta_{YX}^0)_{WZ}$ rzeczywistego układu komparatora są: admitancja wejściowa Y_{WZ} i próg pobudliwości $\Delta\alpha$ (rys.4).

W pracy [4] przeanalizowano wpływ admittancej wejściowej Y_{WZ} zastosowanego wskaźnika zera WZ. Zapewniając by

$$|Y_{WZ}| \leq \operatorname{Re}(Y_{0X}), \operatorname{Re}(Y_{0N}), \tag{13}$$

co nie jest trudne, zważywszy, że $\operatorname{Re}(Y_{0X}) = \operatorname{Re}(Y_{0N}) = (0,01 + 0,02) S$ [5] — wpływ wskaźnika zera

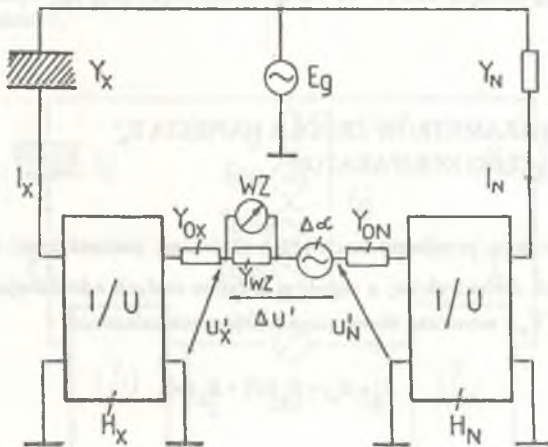
WZ na przebieg błędu $(\delta_{YX}^0)_{WZ}$ jest określony za pomocą wzoru

$$(\delta_{YX}^0)_{WZ} = \pm \frac{\Delta\alpha}{E_g H_N Y_N}. \tag{14}$$

Z kolei błąd pobudliwości δ_p^0 komparatora określa zależność

$$\delta_p^0 = \frac{\Delta\alpha}{S_w}, \tag{15}$$

gdzie: $S_w = E_g Y_X H_X$ [4] jest względną czułością komparatora.



Rys.4. Wpływ parametrów $(\Delta\alpha, Y_{WZ})$ wskaźnika zera WZ na przebieg błędu $(\delta_{YX}^0)_{WZ}$; Y_{0X}, Y_{0N} — admittancej wyjściowe przetworników I/U o transmitancjach odpowiednio równych H_X i H_N

Fig.4. Influence of $(\Delta\alpha, Y_{WZ})$ null indicator WZ parameters on the error response $(\delta_{YX}^0)_{WZ}$; Y_{0X}, Y_{0N} — output admittances of I/U converters with transmittances equal to H_X and H_N , respectively

Wstawiając zależność (15) do wzoru (14) uzyskuje się po przekształceniach

$$(\delta_{rx}^0)_{WZ} = \pm \frac{\Delta\alpha}{E_g H_x Y_x} \frac{H_x Y_x}{H_N Y_N} = \pm \delta_p^0 \frac{H_x Y_N}{H_N Y_x}. \quad (16)$$

Dla stanu komparacji (por. równanie (1)) zachodzi $H_x Y_x = H_N Y_N$, a zatem

$$(\delta_{rx}^0)_{WZ} = \pm \delta_p^0. \quad (17)$$

Z uwagi na kryterium

$$|\delta_p^0| \leq 0,1 |\Delta_{rx}^0|, \quad (18)$$

gdzie: $|\Delta_{rx}^0|$ jest założoną niedokładnością wyznaczenia admitancji Y_x w analizowanym układzie komparatora

$$(\delta_{rx}^0)_{WZ} \leq 0,1 |\Delta_{rx}^0|. \quad (19)$$

W praktyce błąd pobudliwości δ_p^0 , a tym samym $(\delta_{rx}^0)_{WZ}$ jest dominujący dla zakresu infraniskich częstotliwości ($f \leq 10$ Hz), gdyż wówczas $Y_x \rightarrow 0$, a zatem zgodnie z równaniem (15), δ_p^0 wykazuje tendencję rosnącą. Dla $f > 10$ Hz do oceny błędu $(\delta_{rx}^0)_{WZ}$ wystarczy posługiwać się równaniem (19).

5. WPLYW PARAMETRÓW ŹRÓDŁA NAPIĘCIA E_g' ZASILAJĄCEGO KOMPARATOR

Układ komparatora, przydatny do dalszych rozważań, zamieszczono na rys. 5.

Przy badaniach dielektryków, z reguły o skrajnie małych admitancjach, na ogół zachodzi warunek $Y_g > Y_x, Y_N$ i wówczas obowiązuje następująca zależność

$$E_g' = E_{g0} + E_g(\omega') + E_g(\omega), \quad (20)$$

gdzie:

E_{g0} — wartość składowej stałej występującej w napięciu E_g' ,

$E_g(\omega')$ — wartość napięcia zasilającego układ komparatora o pulsacjach $\omega' > \omega$,

$E_g(\omega)$ — wartość napięcia zasilającego komparator o pulsacji ω .

Wartość wypadkowego, sprowadzonego do wyjścia przetworników I/U bezwzględnego błędu δ_{Eg} od analizowanych wielkości wpływowych można zapisać w postaci

$$\delta_{Eg} = [E_g'(\omega) - E_g(\omega)] (H_x Y_x - H_N Y_N). \quad (21)$$

a stąd (por. równanie (5))

$$(\delta_{YX}^0)_{E_g} = \pm \frac{\delta_{E_g}}{E_0 Y_N H_N} \quad (22)$$

Dla stanu bliskiego stanowi komparacji $H_X Y_X - H_N Y_N = 0$ i wtedy wartość błęd $\delta_{E_g} = 0$, a co za tym idzie, $(\delta_{YX}^0)_{E_g} = 0$. W praktyce wartość błęd $(\delta_{YX}^0)_{E_g}$ zaczyna dominować w zakresie infranickich częstotliwości ($10^{-3} - 10$) Hz. Składowa stała E_{g0} powoduje nasycenie zastosowanych w przetwornikach I/U wzmacniaczy operacyjnych, będących w rzeczywistości układami typu całkującego [3, 5, 7], co powoduje konieczność zastosowania odpowiednich układów eliminujących. Z drugiej strony zasilanie układu komparatora napięciem $E_g(\omega')$, $\omega' > \omega$ powoduje powstanie na wyjściu zastosowanych przetworników I/U dodatkowych składowych $U_X(\omega')$ i $U_N(\omega')$:

$$U'_X = U_{X0} t + U_X(\omega) + U_N(\omega'), \quad (23)$$

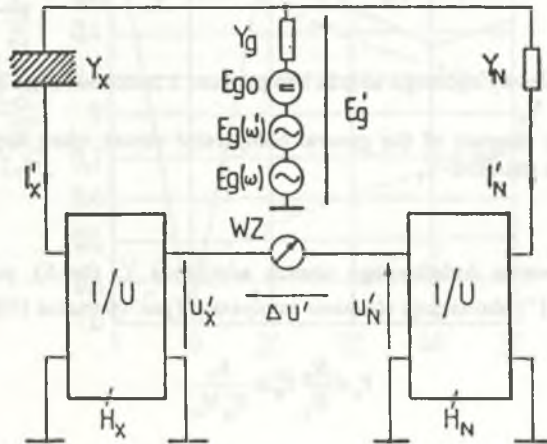
i

$$U'_N = U_{N0} t + U_N(\omega) + U_N(\omega'), \quad (24)$$

gdzie:

U_{X0}, U_{N0} — odpowiedź przetworników I/U na składową stałą E_{g0} napięcia zasilającego komparator,

t — czas.

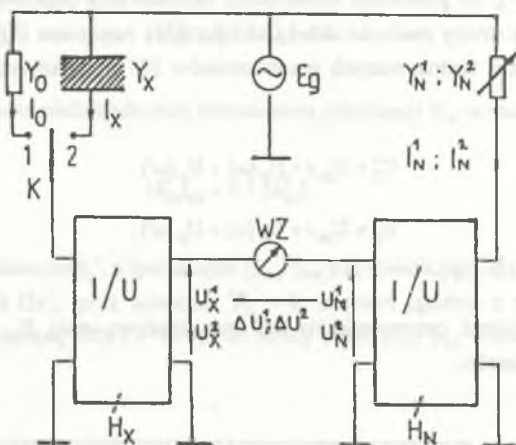


Rys.5. Wpływ parametrów ($Y_g, E_{g0}, E_g(\omega')$), $E_g(\omega)$ źródła napięcia E_g' zasilającego komparator; $\omega' > \omega$

Fig.5. Influence of the parameters ($Y_g, E_{g0}, E_g(\omega')$), $E_g(\omega)$ of the voltage source E_g' supplying the comparator

Eliminacja składowych $U_X(\omega)$ i $U_N(\omega)$ sygnałów U_X' i U_N' prowadzi do konieczności zastosowania odpowiednio selektywnych wskaźników zera WZ, co nie jest trudne dla $f > 10$ Hz. W zakresie infraniskich częstotliwości można wykorzystać wskaźnik zera WZ z zastosowaniem przetwornika typu ilorazowego [8].

6. SPOSÓB WZORCOWANIA KOMPARATORA



Rys.6. Schemat ideowy ogólnego układu komparatora z zastosowaniem dodatkowego wzorca admittancji Y_0

Fig.6. Schematic diagram of the general comparator circuit when applying the additional admittance standard Y_0

Przy zastosowaniu dodatkowego wzorca admittancji Y_0 (rys.6), podczas wzorcowania (klucz K w poz. „1”) obowiązuje równanie komparacji (por. równanie (4))

$$Y_0 = \frac{H_N}{H_X} Y_N^1 \pm \frac{\delta_U}{E_g H_X}, \quad (25)$$

natomiast podczas pomiaru (klucz K w poz. „2”)

$$Y_X = \frac{H_N}{H_X} Y_N^2 \pm \frac{\delta_U}{E_g H_X}, \quad (26)$$

gdzie:

Y_0 — admitancja dodatkowego wzorca umieszczanego w torze wejściowym przetwornika H_X ,

Y_N^1, Y_N^2 — nastawy wzorca admitancji Y_N podczas wzorcowania (Y_N^1) i pomiaru (Y_N^2),

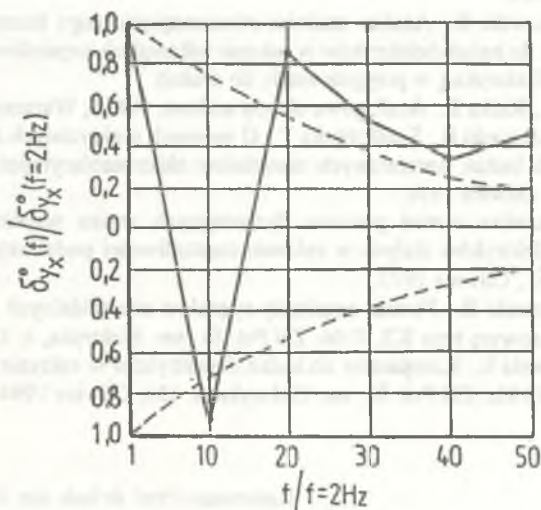
δ_U — wartość sygnału wyjściowego komparatora reprezentująca błąd komparatora.

Całkowity błąd pomiaru admitancji δ_{YX}^0 można wówczas wyznaczyć na podstawie równania (5)

$$\delta_{YX}^0 = \pm \frac{\delta_U}{E_\epsilon Y_N^2 H_N} = \pm \left(Y_0 - \frac{H_N}{H_X} Y_N^1 \right) \frac{H_X}{H_N Y_N^2} \quad (27)$$

7. WYNIKI BADAŃ I WNIOSKI KOŃCOWE

Dla zbudowanego modelu komparatora [9] uzyskano częstotliwościową charakterystykę unormowanego błędów δ_{YX}^0 jak na rys.7.



Rys.7. Unormowana częstotliwościowa charakterystyka błędów pomiaru admitancji dielektryka dla zbudowanego modelu komparatora

Fig.7. Normalized frequency characteristic of the admittance measuring error for the constructed comparator model

Linia przerywaną (rys.7) zaznaczono teoretyczną granicę obszaru możliwości wystąpienia błędu δ_{yx}^0 obliczoną dla konkretnych parametrów komparatora [9]. Stwierdzono zmniejszanie się wartości błędu δ_{yx}^0 pomiaru admitancji w miarę wzrostu częstotliwości f , co jest zgodne z wynikami przedstawionych wcześniej analiz poszczególnych składowych błędu δ_{yx}^0 . Zaproponowano procedurę wzorcowania komparatora pozwalającą na ocenę błędu pomiaru admitancji δ_{yx}^0 oraz wskazano sposoby minimalizacji poszczególnych składowych tego błędu. Prace nad udoskonaleniem zbudowanego modelu komparatora będą dalej kontynuowane.

LITERATURA

1. 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.
2. Guzik J., Szadkowski B.: Układy pomiarowe do badania dielektryków prądem przemiennym o infraniskiej częstotliwości. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z.144, Gliwice 1995.
3. Guzik J., Szadkowski B.: Analiza błędów konwertera prąd-napięcie przy przetwarzaniu skrajnie małych prądów o infraniskiej częstotliwości (10^{-3} - 10) Hz. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z.108, Gliwice 1989.
4. Guzik J., Szadkowski B.: Analiza czułości równonapięciowego komparatora admitancji z przeznaczeniem do badań dielektryków w zakresie infraniskich częstotliwości (10^{-3} - 10) Hz. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka (w przygotowaniu do druku).
5. Nadachowski M., Kulka Z.: Analogowe układy scalone. WKiŁ, Warszawa 1983.
6. Pluciński M., Szadkowski B., Szadkowska T.: O pewnych praktycznych aspektach niskoczęstotliwościowych badań warstwowych materiałów elektroizolacyjnych. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 27, Gliwice 1970.
7. Zieleźnik L.: Analiza metod pomiaru dyspersyjnych zmian współczynnika stratności i pojemności dielektryków stałych w zakresie częstotliwości podakustycznych. Rozprawa doktorska, Pol. Śl., Gliwice 1977.
8. Guzik J., Szadkowski B.: Pomiar amplitudy sygnałów sinusoidalnych w układzie z przetwornikiem ilorazowym typu ICL 7106. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 136, Gliwice 1994.
9. Guzik J., Szadkowski B.: Komparator do badań dielektryków w zakresie infraniskich częstotliwości (10^{-3} - 10) Hz. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 136, Gliwice 1994.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Zygmunt Kuśmierek

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 lutego 1996 r.

Abstract

In the paper the review of parameter influences on the admittance measuring error in the wide-band ($10^3 - 10^6$) Hz comparator circuit has been presented. General classification of the influence parameters is as follows:

- parameters of the real I/U converters (errors $\delta_{I/U}^{ax}$ and $\delta_{I/U}^{ay}$),
- standard admittance error δ_{YN} and shunt admittances ($Y_{X1}, Y_{X2}, Y_{N1}, Y_{N2}$),
- null indicator WZ parameters ($\Delta\alpha, Y_{WZ}$),
- voltage source E_s^* parameters $E_{s0}, E_s(\omega'), E_s(\omega)$.

The proposed error analysis has been made basing on the adequate real comparator circuits (see Fig.2 ÷ Fig.6). The calibration procedure, chosen plots of the comparator circuit error characteristic, and error minimalization ways, have been also presented.

Adam CICHY
Brunon SZADKOWSKI

METODA WYZNACZANIA SKŁADOWEJ STAŁEJ SYGNAŁÓW SINUSOIDALNYCH O INFRANISKICH CZĘSTOTLIWOŚCIACH (10^{-3} - 10) Hz

Streszczenie. W artykule przedstawiono koncepcję metody wyznaczania składowej stałej sygnałów sinusoidalnych o infraniskich częstotliwościach (10^{-3} - 10) Hz polegającą na próbkowaniu sygnału i obliczeniu składowej stałej z obowiązujących wówczas zależności. Przedstawiono schemat blokowy oraz wyprowadzono odpowiednie zależności. Przeanalizowano błąd metody i przedstawiono wstępną weryfikację doświadczalną.

METHOD OF DETERMINING OF INFRA-LOW FREQUENCY (10^{-3} - 10) Hz SINUSOIDAL SIGNAL CONSTANT COMPONENT

Summary. The idea of determining of infra-low frequency (10^{-3} - 10) Hz sinusoidal signal constant component basing on sampling of signal and computing the constant component according to suitable formulae has been described. The block diagram has been presented and suitable functions have been derived. The method error has been analysed and experimental verification has been given.

1. WPROWADZENIE

Podstawowym czynnikiem utrudniającym pomiary w zakresie infraniskich częstotliwości (10^{-3} - 10) Hz jest składowa stała towarzysząca przebiegom sinusoidalnym. Na przykład w pomiarach przesunięcia fazowego składowa stała stanowi główne źródło błędów [3]. W metodach wymagających detekcji przejścia badanego sygnału przez zero składowa stała zmienia poziom odniesienia komparatorów [1]; w metodach algorytmicznych wymagających próbkowania badanego sygnału składowa jest próbkowana wraz z badanym sygnałem [2]. W rozpatrywanym zakresie częstotliwości eliminacja składowej stałej metodami układowymi nie jest możliwa ze względu na właściwości elementów biernych (kondensatorów, cewek, transformatorów). Z kolei

eliminacja metodami programowymi wymagać może długiego czasu — na przykład przy częstotliwości 10^{-3} Hz czas pomiaru wynosi 20–40 minut.

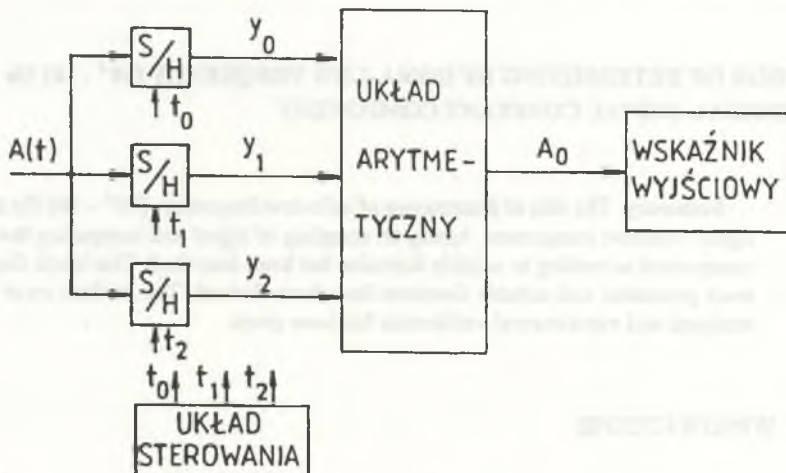
Poniżej przedstawiono metodę umożliwiającą wyznaczenie składowej stałej w czasie znacznie krótszym niż jeden okres badanego przebiegu. Szybki pomiar składowej stałej jest podstawowym warunkiem realizacji bieżącej korekcji błędów spowodowanych składową stałą.

2. OPIS METODY

Na rys.1 przedstawiono schemat blokowy proponowanej metody szybkiego pomiaru składowej stałej zawartej w sygnale $A(t)$. Sygnał badany $A(t)$ określony jest zależnością

$$A(t) = A_0 + A_m \sin \omega t, \quad (1)$$

gdzie: A_0 — składowa stała, A_m — amplituda składowej zmiennej, ω — pulsacja.



Rys.1. Schemat blokowy metody szybkiego pomiaru składowej stałej

Fig.1. Block diagram of the method of constant component fast measurement

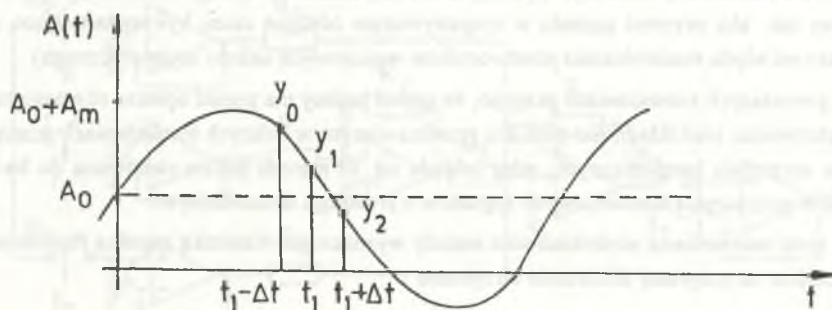
Z sygnału $A(t)$, w równomiernych odstępach czasu Δt pobieramy (przy użyciu układów S/H — por. rys.1) 3 kolejne próbki y_0 , y_1 , y_2 (por. rys.2):

$$y_0 = A(t_1 - \Delta t) = A_0 + A_m \sin \omega(t_1 - \Delta t) = A_0 + A_m \sin \omega t_1 \cos \omega \Delta t - A_m \cos \omega t_1 \sin \omega \Delta t, \quad (2)$$

$$y_1 = A(t_1) = A_0 + A_m \sin \omega t_1, \quad (3)$$

$$y_2 = A(t_1 + \Delta t) = A_0 + A_m \sin \omega(t_1 + \Delta t) = A_0 + A_m \sin \omega t_1 \cos \omega \Delta t + A_m \cos \omega t_1 \sin \omega \Delta t, \quad (4)$$

gdzie: t_1 — dowolna chwila czasu.



Rys.2. Ilustracja przebiegu $A(t)$ i sposobu pobierania próbek

Fig.2. Illustration of $A(t)$ waveform and the way of sampling

Z równań (2) i (4) obliczamy

$$y_0 + y_2 = 2A_0 + 2A_m \sin \omega t_1 \cos \omega \Delta t, \quad (5)$$

a z równania (3)

$$A_m \sin \omega t_1 = y_1 - A_0. \quad (6)$$

Podstawiając zależność (6) do równania (5) otrzymujemy

$$y_0 + y_2 = 2A_0 + 2(y_1 - A_0) \cos \omega \Delta t, \quad (7)$$

skąd wyznaczamy składową stałą

$$A_0 = \frac{y_0 + y_2 - 2 \cos \omega \Delta t y_1}{2(1 - \cos \omega \Delta t)} = \frac{y_0 + y_2 - 2y_1}{C} + y_1, \quad (8)$$

gdzie: $C = 2(1 - \cos \omega \Delta t)$.

Funkcja (8) realizowana jest przez układ arytmetyczny — por. rys.1. Z równania (8) wynika, że możliwe jest wyznaczenie składowej stałej A_0 sygnału określonego równaniem (1) przy

znajomości 3 kolejnych próbek pobranych w stałym, znanym odstępzie czasu Δt oraz przy znanej pulsacji ω . Nie jest natomiast konieczna znajomość amplitudy A_m badanego przebiegu.

Czas pomiaru t_p określony jest zależnością

$$t_p = 2 \Delta t + t_{ob}, \quad (9)$$

gdzie: t_{ob} — czas obliczeń numerycznych (wykonywanych przez układ arytmetyczny).

Chwila czasowa t_1 może być wybrana dowolnie, natomiast odstęp czasu Δt powinien być dobrany tak, aby przyrost sygnału w rozpatrywanym odstępzie czasu był wystarczająco duży (większy od błędu rozdzielczości przetworników wejściowych układu arytmetycznego).

W powyższych rozważaniach przyjęto, że sygnał badany ma postać opisaną równaniem (1). W oszacowaniu niedokładności pomiaru przedstawionym w dalszych rozważaniach pominięto wpływ wyższych harmonicznych, gdyż zakłada się, że metoda będzie stosowana do badania obiektów przy użyciu standardowych sygnałów o przebiegu sinusoidalnym.

W celu oszacowania niedokładności metody wyznaczono różniczkę zupełną równania (8). Po przejściu na przyrosty skończone otrzymano

$$\Delta A_0 = \left| \frac{\partial A_0}{\partial y_0} \right| |\Delta y_0| + \left| \frac{\partial A_0}{\partial y_1} \right| |\Delta y_1| + \left| \frac{\partial A_0}{\partial y_2} \right| |\Delta y_2| + \left| \frac{\partial A_0}{\partial C} \right| |\Delta C|, \quad (10)$$

gdzie: Δy_0 , Δy_1 , Δy_2 — niedokładności bezwzględne wyznaczenia poszczególnych próbek, ΔC — niedokładność bezwzględna stałej C (określonej w równaniu (8)).

Przyjmując $|\Delta y_0| = |\Delta y_1| = |\Delta y_2| = \Delta y$ oraz $C < 2$ (por. równanie (8)), równanie (10) sprowadza się do postaci

$$\Delta A_0 = \frac{4 - C}{C} \Delta y + \delta_c A_0. \quad (11)$$

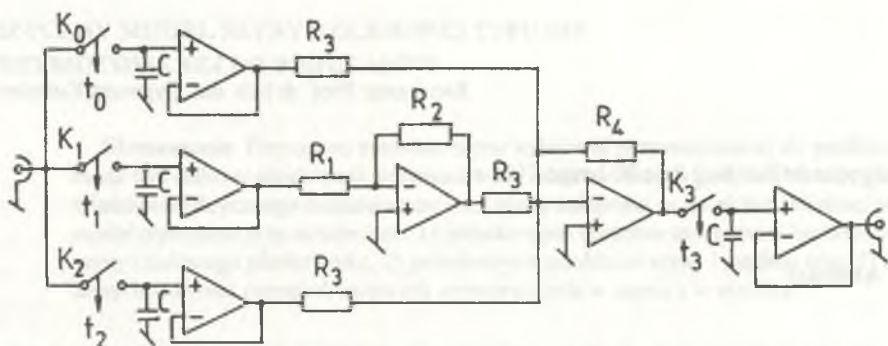
Uwzględniając, że $C = 2(1 - \cos \omega \Delta t)$, z równania (11) wyznaczono błąd względny δA_0 składowej stałej

$$\delta A_0 = \frac{\Delta A_0}{A_0} = \left[\frac{1 + \cos \omega \Delta t}{1 - \cos \omega \Delta t} \right] \frac{\Delta y}{A_0} + \delta_c. \quad (12)$$

Dla odstępów czasu Δt dziesięciokrotnie mniejszego niż okres badanego sygnału oraz typowych błędów przetworników A/C można oszacować wartość błędu δA_0 na kilka procent.

Weryfikację doświadczalną przedstawionej metody przeprowadzono dwoma sposobami. Sposób pierwszy polegał na spróbkowaniu przebiegu sinusoidalnego z nieznaną składową stałą, a następnie wyznaczeniu składowej stałej metodą uśrednienia za okres. Jednocześnie dla przypadkowo wybranych chwil czasu wyznaczono składową stałą przedstawioną metodą. Wyniki

charakteryzowały się rozrzutem wokół wartości uśrednionej ok. 5% tej wartości. Ze względu na rozdzielność 11-bitowego przetwornika A/C przyjęto odstęp czasu Δt równy 0,5 s uzyskano czas pomiaru ok. 1 s. Przy częstotliwości badanego przebiegu 0,1 Hz uzyskano dziesięciokrotne skrócenie czasu pomiaru. Drugi sposób weryfikacji polegał na wykorzystaniu analogowego układu realizującego równanie (8). Na wejście układu (przedstawionego na rys.3) podano przebieg sinusoidalny ze znaną składową stałą.



Rys.3. Schemat ideowy układu z analogowym układem arytmetycznym

Fig.3. Schematic diagram of the circuit with analog arithmetic unit

Próbkowanie przebiegu odbywało się w układach złożonych z kluczy (k_0 , k_1 , k_2), kondensatorów (C_1 , C_2 , C_3) oraz wtórników. Rolę układu arytmetycznego z rys.1 pełnią wzmacniacze prądu stałego, których wzmacnienie ustalają stosunki rezystancji R_2/R_1 i R_4/R_3 . Klucz K_3 , kondensator C_3 oraz wtórnik stanowią pamięć analogową podtrzymującą wyznaczoną wartość składowej stałej. Rolę układu sterowania pełni licznik pierścieniowy sterujący pracą kluczy. Wyniki pomiaru charakteryzowały się rozrzutem kilku procent wokół wartości zadanej składowej stałej.

3. WNIOSEK

Przedstawiona metoda umożliwia wyznaczenie składowej stałej w czasie krótszym niż okres badanego przebiegu. Jej realizacja zarówno układowa, jak i algorytmiczna jest prosta. Metoda może być wykorzystana do bieżącej korekcji błędów pochodzących od składowej stałej w metodach pomiaru przesunięcia fazowego i amplitudy przy infraniskich częstotliwościach. Ponadto metoda może służyć do kompensacji składowej stałej sygnałów wyjściowych generatorów wolnych przebiegów.

LITERATURA

1. Chwaleba A., Poniński M., Siedlecki A.: Metrologia elektryczna. WNT, Warszawa 1991.
2. Szadkowski B., Cichy A.: Metoda szybkiego pomiaru przesunięcia fazowego sygnałów sinusoidalnych o infraniskiej częstotliwości. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 136, Gliwice 1994.
3. Copronijuk P.M., Kowal L.A., Cybulski B.C.: Amplitudno-fazowyje izmierienija w diapazonie infraniskich czastot. Naukowa dumka, Kijew 1983.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Zygmunt Kuśmierek

Wpłynęło do Redakcji dnia 20 lutego 1996 r.

Abstract

The idea of determining of infra-low frequency sinusoidal signal constant component has been presented in this paper. The block diagram of method has been shown in Fig.1. The principle of method is based on triple sampling of sinusoidal signal $A(t)$ at any moment of time. The illustration of sampling has been shown in Fig.2. After sampling, the value of constant component is calculated according to the formula (8). Time necessary for measurement process depends on sampling and conversion time, intervals between successive samples and computing time. The total time of measurement can be several times shorter than infra-low frequency signal period ($0,1 \div 1000$ s).

The function (8) has been taken as the basis of error estimation. The total differential of this function has been determined and the error function (12) has been estimated. The error function depends on sampling errors, sampling intervals and computing errors. The presented idea has been preliminarily verified and maximal error value has been estimated as about 5%.

The idea enables to determine the constant component of infra-low frequency sinusoidal signal during the time which is several times shorter than the typical measurement time.

Józef PARCHAŃSKI

FIZYCZNY MODEL SZYNY KOLEJOWEJ TYPU S49 PRZYMOCOWANEJ DO PODKŁADÓW

Streszczenie. Fizycznym modelem szyny kolejowej przymocowanej do podkładów może być stalowy płaskownik przymocowany do drewnianych podpór. Metrologiczne właściwości fizycznego modelu szyny oraz szyny kolejowej są do siebie zbliżone, jeżeli model wykonano przy założeniach: 1) jednakowych ilorazów momentów bezwładności szyny i stalowego płaskownika, 2) jednakowych smukłości szyny i modelu oraz 3) zbliżonych wartości naprężeń osiowych wytworzonych w szynie i w modelu.

PHYSICAL MODEL OF THE RAIL S49 FIXED TO THE CROSS-TIES

Summary. A steel flat fixed to the wooden supports can be the physical model of a rail fixed to the cross-ties. Metrological properties of the rail physical model and the rail are almost the same if the model execution is made under the following assumptions: 1) quotients of the rail moments of inertia of the rail and the steel flat should be the same, 2) the rail and the model slendernesses should be the same, 3) values of axial stresses generated in the rail and in the model should differ slightly.

1. WPROWADZENIE

Nieniszczące pomiary wartości naprężenia osiowego (lub siły osiowej) w szynie kolejowej mają istotne znaczenie dla bezpiecznej eksploatacji bezстыkowego toru kolejowego, zwłaszcza w niskiej lub w wysokiej temperaturze [1].

W artykule [2] wykazano, że wyniki badań uproszczonego matematycznego modelu szyny są zgodne z wynikami pomiarów częstotliwości poprzecznych drgań swobodnych fizycznego modelu szyny kolejowej, tj. stalowego płaskownika o ściśle określonych rozmiarach i odpowiednio zamocowanego. Czułość metody jest duża (ok. 1,7 Hz/MPa), a widmo amplitudowo-częstotliwościowe ma wyraźne ekstremum umożliwiające jednoznaczne wyznaczenie wartości częstotliwości drgań swobodnych modelu w funkcji naprężenia osiowego.

W artykule [3] wykazano, że widmo amplitudowo-częstotliwościowe poprzecznych drgań szyny typu S49 zamontowanej w modelu odcinka rzeczywistego toru kolejowego ma kilka ekstremów o porównywalnych wartościach amplitud przyspieszenia drgań, co utrudnia jednoznaczne wyznaczenie wartości częstotliwości pierwszej postaci (pierwszej mody) drgań swobodnych szyny. Czułość wynosi ok. 0,3 Hz/MPa i jest ok. 6 razy mniejsza niż czułość zmierzona przy badaniu stalowego płaskownika (fizycznego modelu szyny typu S49). Powstało pytanie, czy założenia przyjęte przy projektowaniu fizycznego modelu szyny, opisane w artykule [2], są wystarczające?

2. ZMODYFIKOWANY FIZYCZNY MODEL SZYNY KOLEJOWEJ

Korzystnie byłoby zastosować w modelu belkę o kształcie szyny, lecz pomniejszoną do takich rozmiarów, aby podczas badań laboratoryjnych można było wytworzyć naprężenie osiowe o wartościach zbliżonych do naprężenia istniejącego latem lub zimą w szynach torów bezстыkowych. Ponieważ takie profile nie są dostępne, to do budowy zmodyfikowanego modelu zastosowano stalowy płaskownik, który powinien spełniać następujące założenia:

1. Ilorazy momentów bezwładności przekroju względem obojętnej osi zginania: maksymalnego do minimalnego (I_{\max}/I_{\min}) szyny typu S49 i modelu powinny być takie same.
2. Smukłość szyny powinna być równa smukłości fizycznego modelu.
3. Naprężenie osiowe wytworzone w modelu podczas badań powinno być rzędu naprężenia istniejącego w szynie typu S49 podczas jej eksploatacji.

Matematyczny model poprzecznych drgań szyny kolejowej przymocowanej do podkładów jest złożoną funkcją wielu zmiennych. Dokładna analiza drgań szyny jest zagadnieniem trudnym i jeszcze nie została przeprowadzona. Zatem obliczenia częstotliwości poprzecznych drgań szyny przeprowadzono na podstawie wzoru uproszczonego, analogicznie do artykułu [2]

$$f_1 = \frac{\pi}{2l^2} \sqrt{\frac{EI_{\min}}{m_1} - \frac{l^2 S}{\pi^2 m_1}} \quad (1)$$

Dla szyny typu S49: $l = 0,66$ m jest długością drgającego przęsła, $E = 2,11 \cdot 10^{11}$ Pa jest modulem Younga, $I_y = I_{\min} = 320 \cdot 10^{-8}$ m⁴ jest minimalnym momentem bezwładności, a $I_x = I_{\max} = 1819 \cdot 10^{-8}$ m⁴ jest maksymalnym momentem bezwładności, $m_1 = 49,43$ kg/m jest jednostkową masą szyny, $S = 6,3 \cdot 10^{-3}$ m² jest poprzecznym przekrojem szyny, $I_x/I_y = 5,68$.

W zmodyfikowanym fizycznym modelu szyny S49 zastosowano dostępny stalowy płaskownik o przekroju prostokątnym $S_p = 4 \cdot 10$ mm². Przekrój $S_p = 40$ mm² umożliwia w łatwy sposób

spełnienie założenia 3. Iloraz maksymalnego do minimalnego momentu bezwładności tego płaskownika wynosi

$$\frac{I_x}{I_y} = \frac{333,3 \cdot 10^{-12}}{53,3 \cdot 10^{-12}} = 6,25,$$

ma wartość zbliżoną do ilorazu $I_x/I_y = 5,68$ dla szyny S49, więc założenie 1 też jest spełnione.

Smukłość λ szyny można obliczyć ze wzoru

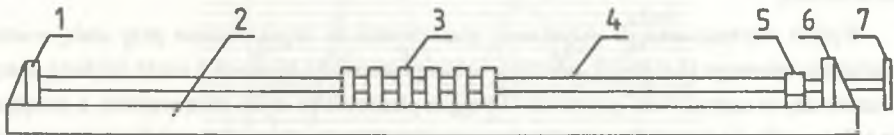
$$\lambda = l \sqrt{\frac{S}{I_y}} = 0,66 \sqrt{\frac{6,3 \cdot 10^{-3}}{320 \cdot 10^{-8}}} = 29,3, \quad (2)$$

a smukłość płaskownika ze wzoru

$$\lambda_p = l_p \sqrt{\frac{S_p}{I_{yp}}}. \quad (3)$$

Spełnienie założenia 2, tzn. równości smukłości λ szyny i płaskownika ($\lambda = \lambda_p$), jest możliwe tylko po zrezygnowaniu z założenia jednakowych wartości częstotliwości pierwszej mody poprzecznych drgań własnych nie naprężonej ($\sigma = 0$) szyny f_{10} i nie naprężonego płaskownika f_{10p} . Założenie jednakowych częstotliwości $f_{10} = f_{10p}$ obowiązywało przy projektowaniu fizycznego modelu opisanego w artykule [2]. Przyjmując założenie $\lambda_p = \lambda$, ze wzoru (3) obliczono długość l_p przęsła płaskownika

$$l_p = \lambda_p \sqrt{I_{yp}/S_p} = 29,3 \sqrt{53,3 \cdot 10^{-12}/40 \cdot 10^{-6}} = 34 \cdot 10^{-3} \text{ m}.$$



Rys. 1. Szkic zmodyfikowanego fizycznego modelu szyny typu S49; 1, 6 — wspornik, 2 — deska, 3 — stalowa nakładka, 4 — stalowy płaskownik, 5 — sprzęgło uniemożliwiające skręcanie płaskownika, 7 — mechanizm śrubowy wytwarzający naprężenie osiowe

Fig. 1. Sketch of the modified physical model of the rail S49; 1, 6 — bracket S, 2 — board, 3 — steel cover plate, 4 — steel flat, 5 — clutch making impossible flat torsion, 7 — screw gear generating axial stress

Wykonany zmodyfikowany fizyczny model szyny kolejowej typu S49 przymocowanej do podkładów składa się ze stalowego płaskownika o przekroju $4 \cdot 10 \text{ mm}^2$ i długości 1 m, sześciu drewnianych podpór (modele podkładów) ułożonych w odstępach $l_p = 40 \text{ mm}$ w połowie długości płaskownika, sześciu stalowych nakładek mocujących płaskownik do podpór (modelujących mocowanie szyny do podkładów) i mechanizmu śrubowego umożliwiającego wytwarzanie określonego naprężenia w badanym płaskowniku (rys. 1). Naprężenie osiowe w płaskowniku mierzono za pomocą tensometrów naklejonych na płaskowniku i połączonych w układ mostka Wheatstone'a zasilanego napięciem stałym. Przekątną pomiarową mostka poprzez wzmacniacz różnicowy o wzmocnieniu $K = 100 \text{ V/V} = \text{const}$ połączono z woltomierzem cyfrowym. Wartości zadanego naprężenia osiowego w badanym płaskowniku można mierzyć z niepewnością $\pm 1\%$.

3. BADANIA ZMODYFIKOWANEGO FIZYCZNEGO MODELU SZYNY

3.1. Badania pomocnicze

Rozciągające naprężenie osiowe w płaskowniku o wartościach od 0 do 63 MPa wytwarzano za pomocą mechanizmu śrubowego 7 (rys. 1) i mierzono za pomocą wywzorcowanego układu tensometrycznego. Częstotliwość poprzecznych drgań badanego płaskownika mierzono za pomocą miniaturowego (0,65 g) akcelerometru typu 4374 przyklejonego w połowie długości przęsła badanego modelu szyny. Akcelerometr podłączono do analizatora drgań typu 2515. Cursor analizatora umożliwia dokładny pomiar wartości mierzonej częstotliwości oraz wartości amplitudy drgań badanego obiektu. Wartości chwilowe drgań lub widmo amplitudowo-częstotliwościowe drgań utrwalano na taśmie papierowej za pomocą rejestratora typu 2317. Akcelerometr, analizator i rejestrator są produkcji duńskiej firmy Brüel & Kjær.

Podczas badań pomocniczych wyznaczono wpływ: wartości energii pobudzenia płaskownika do drgań, miejsca uderzenia oraz rodzaju bijaka na wartość częstotliwości poprzecznych drgań płaskownika.

Wpływ wartości energii pobudzenia płaskownika do drgań badano przy stałej wartości naprężenia osiowego ($\sigma = \text{const}$), uderzając w bok płaskownika bijakiem z coraz większą energią. Okazało się, że częstotliwość poprzecznych drgań płaskownika miała stałą wartość, a zwiększała się tylko amplituda drgań. Oznacza to, że częstotliwość poprzecznych drgań fizycznego modelu szyny nie zależy od wartości energii pobudzenia.

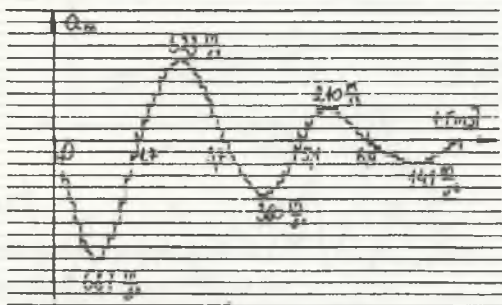
Metodą wielokrotnych uderzeń w różne miejsca płaskownika i pomiarów częstotliwości stwierdzono, że największą czułość uzyskano w przypadku uderzeń bijakiem w drugą stronę płaskownika, w położeniu naklejonego akcelerometru.

Metodą wielokrotnych pomiarów, przy uderzeniach różnymi rodzajami bijaków (stalowy, drewniany, gumowy) stwierdzono, że najlepszą powtarzalność wyników otrzymuje się przy uderzeniu w bok płaskownika za pomocą stalowego młotka z naklejoną nasadką drewnianą.

Zbadano również wpływ dodatkowych podpórek (modelujących wystające kamienie podpierające szynę w przypadkowych miejscach). W tym celu, przy stałej wartości naprężenia osiowego ($\sigma = \text{const}$), podkładano pod płaskownik dodatkową drewnianą podporę (bez nakładki) w badanym przęśle lub w przęsłach sąsiednich. Pomiar wykazały, że włożenie dodatkowej podpórki w obrębie badanego przęsła znacząco wpływa na wyniki pomiarów. Natomiast włożenie podpórki pod płaskownik w sąsiednich przęsłach nie ma istotnego wpływu na wyniki badań. Poszczególne rysunki dokumentujące wyniki tych badań przedstawiono w pracy [4].

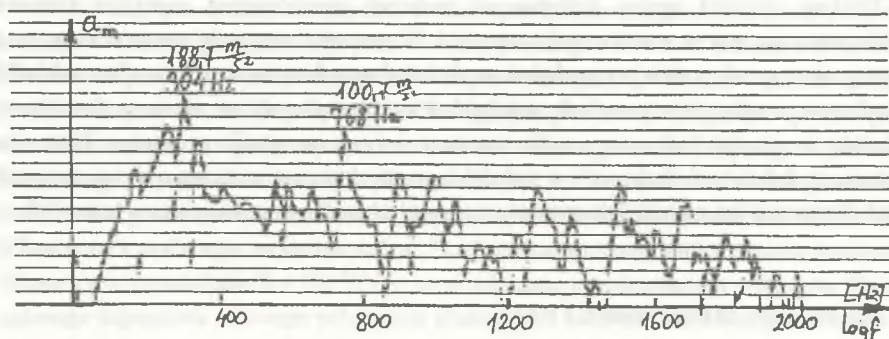
3.2. Pomiary charakterystyk $f = f_1(\sigma)$

Po ustaleniu warunków badań, mierzono częstotliwość poprzecznych drgań płaskownika w funkcji naprężenia osiowego. Najpierw przeprowadzono pomiary przy długości przęsła $l_{p2} = 0,2$ m, tzn. gdy płaskownik 4 był podparty tylko dwoma skrajnymi podporami i przykręcony do podpór dwoma stalowymi nakładkami 3 (rys.1). Odpowiednią wartość naprężenia rozciągającego wytworzono za pomocą mechanizmu śrubowego 7. Pomiary przeprowadzono w zakresie osiowego naprężenia rozciągającego od 0 do 62,8 MPa. Płaskownik pobudzono do drgań przez uderzenie młotkiem stalowym z naklejoną nakładką drewnianą. Uderzono w połowie długości przęsła, po przeciwnej stronie przyklejonego tensometru. Na rysunku 2 przedstawiono przykładowy przebieg chwilowych wartości przyspieszenia poprzecznych drgań płaskownika dla naprężenia $\sigma = -40,4$ MPa, na rys.3 przedstawiono widmo amplitudowo-częstotliwościowe tych drgań, a na rys.4 przedstawiono ich widmo mocy. Na rysunku 5 przedstawiono różnicę widma mocy przy naprężeniu $\sigma_1 = 40,4$ MPa minus widmo mocy przy naprężeniu $\sigma_0 = 0$ MPa.



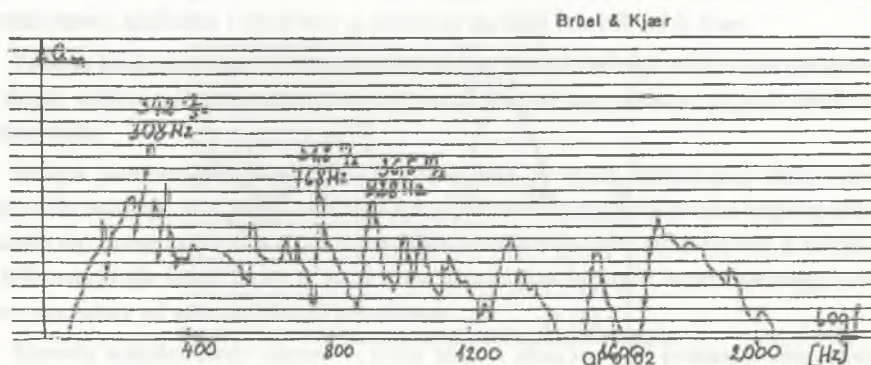
Rys.2. Przebieg przyspieszenia drgań dla $\sigma = 40,4$ MPa i $l_{p1} = 0,2$ m

Fig.2. Waveform of vibration acceleration for $\sigma = 40,4$ Mpa and $l_{p1} = 0,2$ m

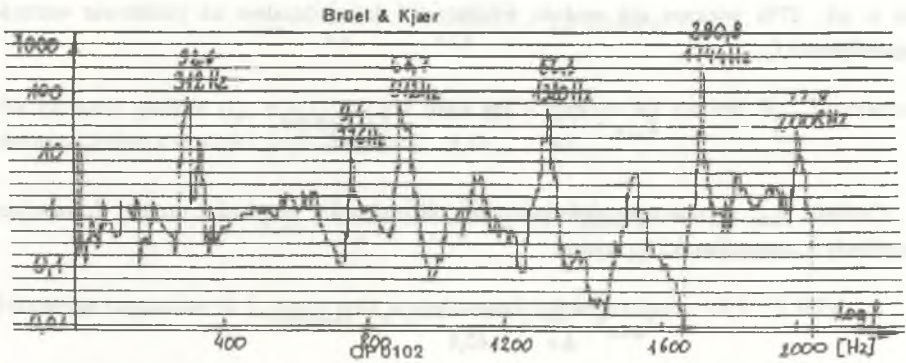
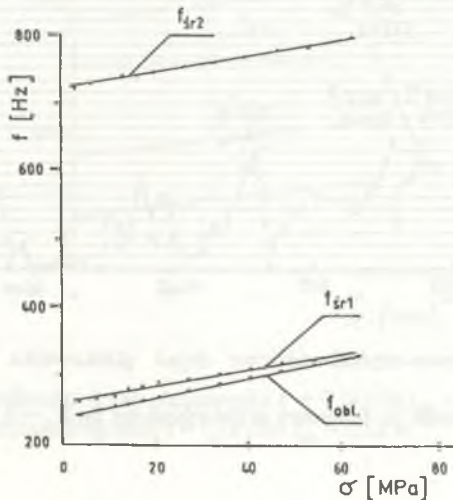


Rys.3. Widmo amplitudowo-częstotliwościowe przebiegu przedstawionego na rys.2
Fig.3. Spectrum of amplitude vs. frequency of the waveform shown in Fig.2

Z rysunku 3 wynika, że największą wartość ma amplituda przyspieszenia drgań $a_1 = 189 \text{ m/s}^2$ o częstotliwości $f_1 = 304 \text{ Hz}$ oraz amplituda $a_2 = 101 \text{ m/s}^2$ o częstotliwości $f_2 = 768 \text{ Hz}$. Widmo mocy (rys.4) nie dostarcza więcej informacji metrologicznych niż widmo amplitudowo-częstotliwościowe. Wyznaczona różnica widm mocy (rys.5), po szczegółowej analizie okazała się bezużyteczna, ze względu na brak jednoznacznej zależności między widmem różnicowym a naprężeniem osiowym. Na rys.6 przedstawiono wykresy wartości średnich arytmetycznych z czterech pomiarów częstotliwości f_{r1} i f_{r2} oraz częstotliwości pierwszej mody f_{obw2} obliczonej na podstawie wzoru (1), poprzecznych drgań płaskownika (modelu szyny S49).



Rys.4. Widmo mocy przebiegu przedstawionego na rys.2
Fig.4. Power spectrum of the waveform shown in Fig.2

Rys. 5. Różnica widma mocy przy $\sigma = -40,4$ MPa minus widmo mocy przy $\sigma_0 = 0$ MPaFig. 5. Difference between power spectrum for $\sigma = -40,4$ Mpa and power spectrum for $\sigma_0 = 0$ MPaRys.6. Wykresy częstotliwości drgań płaskownika $f = f_1(\sigma)$ dla $l_{p2} = 0,2$ mFig.6. Plots of flat vibration frequency $f = f_1(\sigma)$ for $l_{p2} = 0,2$ mCzułość wyznaczona na podstawie charakterystyki $f_{obl.} = f_1(\sigma)$ dla dwóch podpór ($l_{p2} = 0,2$ m)

$$S_{-M2} = \frac{df_{obl.}}{d\sigma} = \frac{\Delta f_{obl.}}{\Delta \sigma} = \frac{325 - 235}{62,8} = 1,4 \text{ Hz/MPa}$$

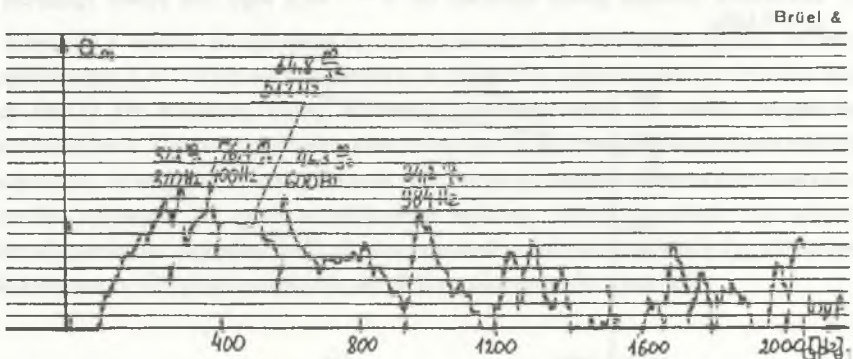
jest o ok. 27% większa niż czułość wyznaczona doświadczalnie na podstawie wartości częstotliwości f_{w1}

$$S_{w1/2} = \frac{\Delta f_{w1}}{\Delta \sigma} = \frac{328 - 260}{62,8} = 1,1 \text{ Hz/MPa.}$$

Czułość $S_{w2/2}$ wyznaczona doświadczalnie na podstawie pomiarów drugiej dominującej amplitudy o częstotliwości f_{w2} wynosi

$$S_{w1/2} = \frac{\Delta f_{w2}}{\Delta \sigma} = \frac{796 - 720}{62,8} = 1,2 \text{ Hz/MPa,}$$

jest tylko o ok. 17% mniejsza niż czułość obliczeniowa $S_{ob1/2} = 1,4 \text{ Hz/MPa}$.



Rys.7. Widmo amplitudowo-częstotliwościowe drgań płaskownika dla $l_{p/4} = 0,12 \text{ m}$, $\sigma = -40,4 \text{ MPa}$

Fig.7. Spectrum of amplitude vs. frequency of flat vibrations for $l_{p/4} = 0,12 \text{ m}$, $\sigma = -40,4 \text{ MPa}$

Analogiczne pomiary przeprowadzono dla pręśta o długości $l_{p/4} = 0,12 \text{ m}$, tzn. gdy płaskownik w modelu był przymocowany do czterech skrajnych podpór. W tym przypadku widmo amplitudowo-częstotliwościowe drgań płaskownika ma kilka ekstremów o zbliżonych wartościach amplitud (rys.7), co utrudnia pomiary częstotliwości drgań o jednej dominującej amplitudzie.

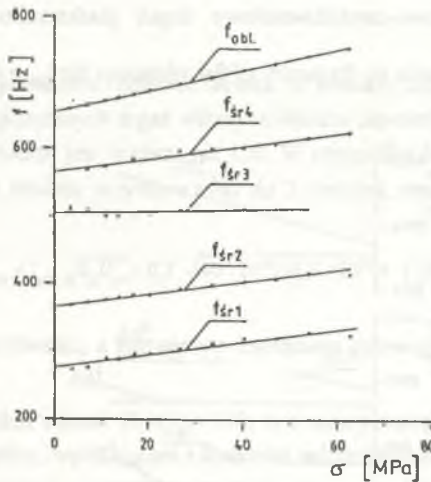
Na rysunku 8 przedstawiono wykresy kolejnych wartości średnich arytmetycznych z czterech pomiarów dominujących amplitud o częstotliwości f_{w1} , f_{w2} , f_{w3} , f_{w4} oraz wykres częstotliwości pierwszej mody $f_{ob1/4}$, obliczonej na podstawie wzoru (1), w funkcji naprężenia σ . Czułość obliczeniowa

$$S_{obl/4} = \frac{\Delta f_{obl/4}}{\Delta \sigma} = \frac{752,2 - 652,7}{62,8} \approx 1,6 \text{ Hz/MPa},$$

dla czterech podpór ($l_{p/4} = 0,12 \text{ m}$) jest o ok. 90% większa niż czułość $S_{kr1/4}$ wyznaczona doświadczalnie z wartości częstotliwości f_{kr1}

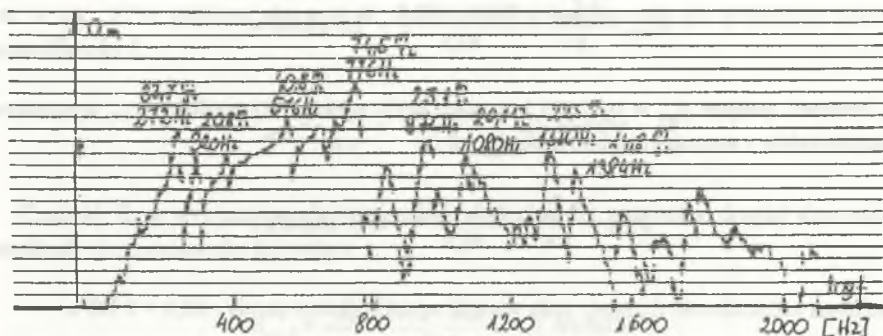
$$S_{kr1/4} = \frac{\Delta f_{kr1}}{\Delta \sigma} = \frac{324 - 272}{62,8} \approx 0,83 \text{ Hz/MPa}.$$

Natomiast częstotliwość f_{kr3} miała stałą wartość w zakresie naprężenia - $62,8 \div 0 \text{ MPa}$.



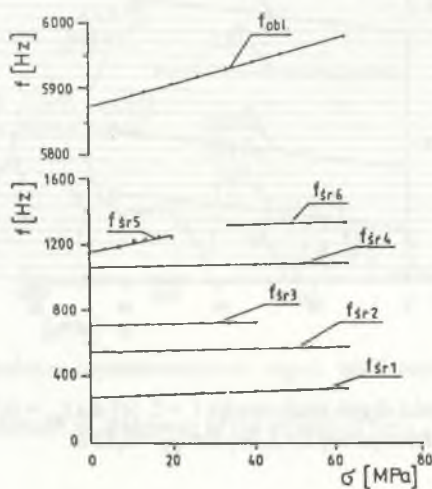
Rys.8. Wykresy częstotliwości drgań płaskownika $f = f_1(\sigma)$ dla $l_{p/4} = 0,12 \text{ m}$
 Fig.8. Plots of flat vibration frequency $f = f_1(\sigma)$ for $l_{p/4} = 0,12 \text{ m}$

Identyczne badania przeprowadzono dla środkowego przęsła o długości $l_{p/6} = 0,04 \text{ m}$, tzn. gdy płaskownik był przymocowany do sześciu podpór. Jest to fizyczny model szyny typu S49 przymocowanej do podkładów. Niestety, w tym przypadku widmo amplitudowo-częstotliwościowe poprzecznych drgań płaskownika ma wiele ekstremów o zbliżonych wartościach amplitud (rys.9), co znacznie utrudnia pomiary częstotliwości jednej dominującej amplitudy. Wartości tych częstotliwości są wielokrotnie mniejsze niż częstotliwości f_{obl} obliczone na podstawie wzoru (1).



Rys.9. Widmo amplitudowo-częstotliwościowe drgań płaskownika dla $l_{p/6} = 0,04$ m, $\sigma = -40,4$ MPa

Fig.9. Spectrum of amplitude vs. frequency of flat vibrations for $l_{p/6} = 0,04$ m, $\sigma = -40,4$ Mpa



Rys.10. Wykresy częstotliwości drgań płaskownika $f = f_i(\sigma)$ dla $l_{p/6} = 0,04$ m

Fig.10. Plots of flat vibration frequency $f = f_i(\sigma)$ for $l_{p/6} = 0,04$ m

Na rysunku 10 przedstawiono wykresy poszczególnych wartości średnich arytmetycznych z czterech pomiarów częstotliwości $f_{sr1} + f_{sr6}$ kolejnych dominujących amplitud oraz wykres częstotliwości drgań pierwszej mody f_{obl} , obliczonej ze wzoru (1), w funkcji naprężenia σ .

Czułość obliczeniowa

$$S_{obl/6} = \frac{\Delta f_{obl/6}}{\Delta \sigma} = \frac{5980 - 5874}{62,8} = 1,69 \text{ Hz/MPa},$$

dla sześciu podpór ($l_{p/6} = 0,04 \text{ m}$) jest ok. 2,2 razy większa niż czułość $S_{w/6}$ wyznaczona doświadczalnie na podstawie charakterystyki f_{w1}

$$S_{w/6} = \frac{\Delta f_{w1}}{\Delta \sigma} = \frac{328 - 280}{62,8} = 0,76 \text{ Hz/MPa}.$$

4. WNIOSKI

Z przeprowadzonych pomiarów i obliczeń wynika, że pomiary naprężenia osiowego metodą analizy częstotliwości poprzecznych drgań własnych obiektu zapewniają dużą dokładność, gdy smukłość λ badanego obiektu jest większa niż 120. W przypadku badania pręśła o długości $l_{p/2} = 0,2 \text{ m}$ (płaskownik modelu przymocowany do 2 podpór), smukłość pręśła zgodnie ze wzorem (3) wynosi

$$\lambda_{p/2} = l_{p/2} \sqrt{S_p / I_{yy}} = 0,2 \sqrt{40 \cdot 10^{-6} / 53,3 \cdot 10^{-12}} = 173.$$

Wyniki pomiarów częstotliwości, a tym samym naprężenia osiowego, są jednoznaczne (patrz rys.2 i rys.6).

Gdy smukłość λ obiektu wynosi $50 < \lambda < 120$, to pomiary naprężenia osiowego mogą być obarczone większym błędem, wynikającym z trudności jednoznacznego pomiaru częstotliwości drgań obiektu, ponieważ widmo amplitudowo-częstotliwościowe ma kilka częstotliwości o dużych wartościach amplitudy drgań (patrz rys.7). Na przykład badając pręśło modelu o długości $l_{p/4} = 0,12 \text{ m}$ (badany płaskownik przymocowany do czterech skrajnych podpór) stwierdzamy, że smukłość pręśła wynosi

$$\lambda_{p/4} = l_{p/4} \sqrt{S_p / I_{yy}} = 0,12 \sqrt{40 \cdot 10^{-6} / 53,3 \cdot 10^{-12}} = 103.$$

Gdy smukłość λ obiektu jest mniejsza niż 50 ($\lambda < 50$), to wyniki pomiarów częstotliwości poprzecznych drgań obiektu mogą być niejednoznaczne, ponieważ widmo amplitudowo-częstotliwościowe ma kilka częstotliwości o porównywalnych wartościach amplitudy drgań (patrz rys.9). W przypadku badania pręśła o długości $l_{p/6} = 0,04 \text{ m}$ (płaskownik przymocowany do sześciu podpór, co stanowi fizyczny model szyny kolejowej typu S49 przymocowanej do podkładów), smukłość pręśła wynosi

$$\lambda_{p/6} = l_{p/6} \sqrt{S_p / I_{yy}} = 0,4 \sqrt{40 \cdot 10^{-6} / 53,3 \cdot 10^{-12}} = 35.$$

W tym przypadku smukłość $\lambda_{p,6} = 35$ przęsla płaskownika jest zbliżona do smukłości $\lambda = 29,3$ przęsla szyny S49 przymocowanej do podkładów odległych o $l = 0,66$ m. Czułość przy badaniu szyny S49 w zakresie naprężenia rozciągającego - $55 < \sigma < 0$ MPa podana w artykule [3] wynosi $S = 0,3$ Hz/MPa, jest ok. 2,5 razy mniejsza niż czułość przęsla płaskownika o długości $l_{p,6} = 0,04$ m.

Metrologiczne właściwości zaprojektowanego i wykonanego zmodyfikowanego fizycznego modelu szyny typu S49 są zbliżone do metrologicznych właściwości modelu odcinka rzeczywistego toru kolejowego zbudowanego z szyn typu S49, którego konstrukcję i wyniki badań opisano w artykule [3].

LITERATURA

1. Albrecht W.G.: Tor bezстыkowy. WKiŁ, Warszawa 1986.
2. Parchański J.: Pomiary naprężenia metodą analizy częstotliwości drgań swobodnych. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 136, Gliwice 1994.
3. Parchański J.: Pomiary naprężenia osiowego w szynach kolejowych metodą analizy częstotliwości drgań swobodnych. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 144, Gliwice 1995.
4. Wójcik P.: Pomiary metodą częstotliwościową naprężenia osiowego modelu szyny kolejowej. Praca dyplomowa. Katedra Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej, Pol. Śl., Gliwice 1995.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Jerzy Jaskulski

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 lutego 1996 r.

Abstract

The investigation results of the rail S49 physical model made in 1993 were presented in the paper [2]. These results differed considerably from the results of vibration measurement of the rail S49 fixed to the cross-ties which were presented in the paper [3]. It was obvious that a modified (improved) physical model should be worked out in order to achieve compatibility of metrological properties of this model and the tested rail.

The modified model has been designed under the additional assumption of the same slendernesses of the tested rail span λ (eg.2) and the flat span (modified physical model of the rail) λ_p (Eg.3), i.e. $\lambda = \lambda_p$.

Influence of the following factors: the value of energy exciting vibrations, the point of hitting the model with a beater and the beater material (steed, wood, hard rubber) on the transverse vibration frequency of the rail has been investigated. Influence of additional supports (modelling protruding stones) spaced incidentally under the rail has been taken into account as well.

Basing on the investigation results a steel flat with section $4 \times 10 \text{ mm}^2$ and 1 m long has been chosen as the modified, physical model of the rail S49 fixed to the cross-ties. The flat has been fixed to the board (modelling the subsoil) by means of the wooden supports (modelling the cross-ties) and the steel clamping rings (modelling the steel rail joint bars) — Fig. 1. The specified stress values have been given by means of the screw gear 7. The test results have been presented in Figs. 2÷10.

The made investigations show that the axial stress measurements by the method of analysis of the object own, transverse vibration frequency are accurate if the slenderness λ of the tested object is greater than 120 ($\lambda > 120$). If $50 < \lambda < 120$ then the measurement results can be obtained with an error caused by difficulty in explicit measurement of the object vibration frequency values. If the slenderness $\lambda < 50$ then the method of axial stress determination by means of transverse vibration frequency measurement cannot be applied.

The investigations have confirmed that the metrological properties of the rail modified, physical model and the rail S49 are almost the same.

Jerzy JAKUBIEC
Hamid AL RAIMI

NIEDOKŁADNOŚĆ WYNIKÓW POMIARÓW SPOWODOWANA CZASOWĄ NIEPEWNOŚCIĄ PRÓBKOWANIA PRZEBIEGÓW SINUSOIDALNIE ZMIENNYCH

Streszczenie. W artykule opisano wyniki symulacyjnej analizy błędów związanych z czasowymi błędami próbkowania przebiegów sinusoidalnie zmiennych. Przedstawiono przykładowe histogramy błędów dla próbkowania okresowego i losowego zakładając, że błędy czasowe mogą mieć rozkład jednostajny lub normalny. Podane w artykule zależności między niepewnością wyników pomiaru a niepewnością chwil próbkowania wyznaczono definiując niepewność jako graniczną.

MEASURING RESULT UNCERTAINTY CAUSED BY TIME ERRORS OF SAMPLING OF SINUSOIDAL QUANTITIES

Summary. Simulation analysis results of the measuring result uncertainty caused by time errors of sampling of sinusoidal quantities have been presented in the paper. Exemplary histograms of errors for periodic and random ways of sampling have been shown. Both Gaussian and uniform distributions of the time error have been considered. The relationships between uncertainties of measuring results and sampling moments have been determined defining the above uncertainties as the limiting ones.

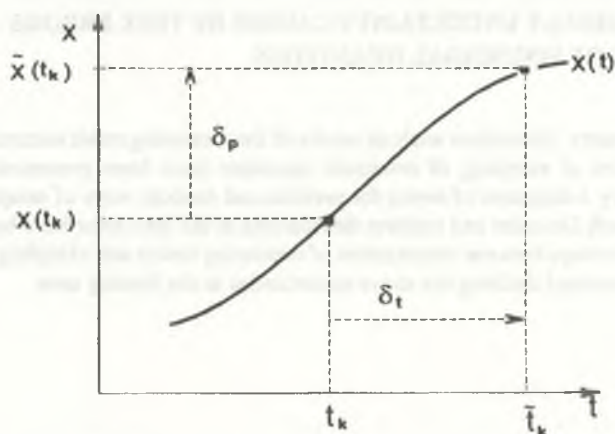
1. WSTĘP

W systemach pomiarowych i automatyzacyjnych często zachodzi sytuacja, gdy mierzone są wartości chwilowe przebiegów zmiennych w czasie. Niedokładność określenia momentu próbkowania przejawia się w takich przypadkach w postaci błędów wyników pomiaru wartości chwilowych. Błędy te mogą powstawać w dwojaki sposób:

- mogą być powodowane przez zjawiska fizyczne związane z wytwarzaniem i przenoszeniem impulsów wyzwających, zjawiskami w układach elektronicznych realizujących próbkowanie itp.,

- mogą być związane z przesyłaniem w systemach cyfrowych wyników pomiaru wartości chwilowych z przetwornika pomiarowego do elementu wykonawczego, zjawiska te uwarunkowane są własnościami sprzętu realizującego transmisję, w dużym jednak stopniu związane są z własnościami oprogramowania nadajników i odbiorników danych, a także systemu operacyjnego zarządzającego systemem.

Można zatem wyróżnić dwa podstawowe mechanizmy powstawania czasowych błędów próbkowania: o charakterze fizycznym (sprzętowym) i programowym. Jednak z punktu widzenia odbiornika wykorzystującego dane pomiarowe na bieżąco obydwa mechanizmy są nierozróżnialne. Stąd w dalszym ciągu artykułu nie wyróżnia się fizycznej strony powstawania tych błędów traktując je łącznie i określając terminem czasowe błędy próbkowania lub w skrócie, błędy próbkowania. Błędy te mogą mieć składową systematyczną i losową. W dalszym ciągu poddawana jest analizie składowa losowa przy założeniu, że mechanizmy opisujące błędy próbkowania są niezmiennie w czasie. Założenie to na ogół jest spełnione w praktyce. W odniesieniu do systemów pomiarowych oznacza ono zachowanie stałej konfiguracji sprzętu współpracującego pod nadzorem określonego systemu operacyjnego czasu rzeczywistego. W opisanej sytuacji błędy próbkowania mogą być modelowane stacjonarną zmienną losową o zerowej wartości oczekiwanej.



Rys. 1. Interpretacja czasowego błędu próbkowania δ_p

Fig. 1. Interpretation of the sampling error δ_p

Graficzną interpretację czasowego błędu próbkowania przedstawia rys. 1. Zakłada się, że wielkość mierzona jest nominalnie próbkowana w chwilach t_k . Rzeczywisty moment próbkowania oznaczany jest symbolem \bar{t}_k , zatem zachodzi

$$\tilde{t}_k = t_k + \delta_k, \quad (1)$$

gdzie δ_k jest losowym błędem chwili próbkowania równym odległości nominalnej i rzeczywistej chwili próbkowania. Błąd chwili próbkowania δ_k przejawia się w wartości wielkości mierzonej jako błąd próbkowania δ_p równy różnicy między nominalną wartością wielkości w chwili t_k , tj. $x(t_k)$ a wartością zmierzona $\tilde{x}(t_k)$ w rzeczywistej chwili próbkowania \tilde{t}_k przy założeniu, że błąd pomiaru próbki jest potencjalnie mały. Zatem błąd próbkowania w chwili t_k ma postać:

$$\delta_p = x(t_k) - x(\tilde{t}_k) = x(t_k) - \tilde{x}(t_k). \quad (2)$$

W dalszej części artykułu poddano analizie błędy próbkowania powstające przy sinusoidalnym przebiegu wejściowym próbkowanym równomiernie i dla losowo zmiennego momentu próbkowania. Założono, że błędy chwil próbkowania δ_k mają rozkład jednostajny bądź normalny.

2. BŁĘDY PRÓBKOWANIA PRZY POMIARZE WARTOŚCI CHWILOWYCH PRZEBIEGU SINUSOIDALNIE ZMIENNEGO

2.1. Próbkowanie równomierne synchroniczne

Próbkowanie synchroniczne występuje, gdy częstotliwość próbkowania jest krotnością częstotliwości przebiegu przy zerowym przesunięciu fazowym sinusoidy i pierwszego momentu próbkowania. Przyjmijmy, że przebieg o jednostkowej amplitudzie i pulsacji ω opisany zależnością

$$x(t) = \sin \omega t, \quad (3)$$

próbkowany jest w chwilach $t_k = kT_p$, gdzie T_p jest okresem próbkowania, k numerem chwili próbkowania, $k = 0, 1, \dots$. Zatem wartości przebiegu w chwilach nominalnego próbkowania określone są jako:

$$x(t_k) = \sin \omega t_k. \quad (4)$$

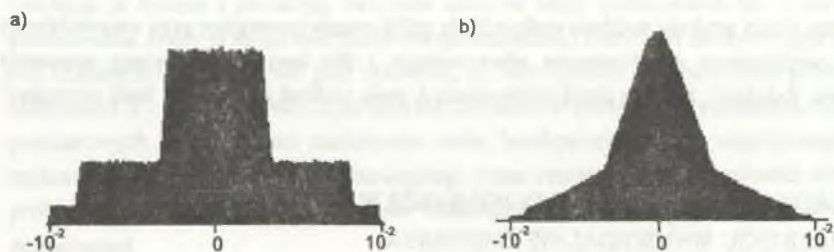
Wyniki pomiaru wartości chwilowych przebiegu przy założeniu, że występują jedynie błędy próbkowania, mają postać:

$$\tilde{x}(t_k) = \sin \omega (T_p + \delta_k), \quad (5)$$

a zatem błąd próbkowania określa wyrażenie:

$$\delta_p = \sin \omega (kT_p + \delta_k) - \sin \omega kT_p. \quad (6)$$

Na rysunkach 2 i 3 przedstawiono przykładowe histogramy błędów próbkowania δ , dla rozkładu jednostajnego i normalnego błędów chwil próbkowania δ , oraz dla różnych wartości liczby próbek przypadającej na okres sinusoidy (względnej częstości próbkowania) określonej stosunkiem $\frac{T}{T_p}$. Histogramy są tworzone przy założeniu liczby próbek równej 10^6 , a wartości błędów są zliczane w 200 przedziałach. Można zatem przyjąć, że tak zbudowane histogramy mogą być wizualnie traktowane jako obraz funkcji gęstości prawdopodobieństwa błędów próbkowania.



Rys.2. Gęstość prawdopodobieństwa błędów próbkowania dla sinusoidalnie zmiennego przebiegu próbkowanego z częstością 10 próbek na okres, z początkowym przesunięciem $\varphi_0 = 0$, względnej niepewności chwil próbkowania $\frac{\Delta t}{T} = 10^{-2}$, dla rozkładów chwil próbkowania:

a) jednostajnego, b) normalnego

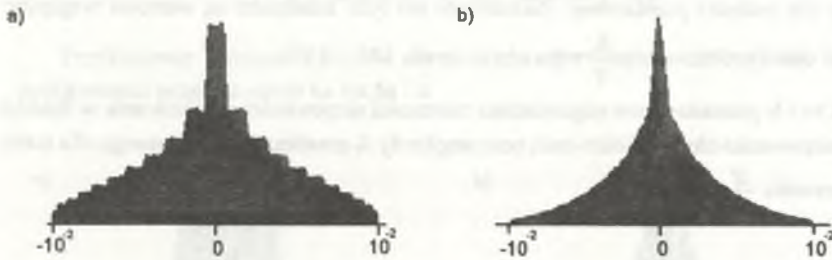
Fig.2. Probability density of the sampling error for sinusoidal quantity sampled with relative frequency 10 samples per period. The beginning phase between the sampling signal and the sampled sinusoid $\varphi_0 = 0$. The relative uncertainty $\frac{\Delta t}{T} = 10^{-2}$ for a) Gaussian,

b) uniform distribution of the time error

Ważnym parametrem procesu badania rozkładów błędów próbkowania jest stosunek niepewności chwil próbkowania oznaczanej jako Δt , do okresu T próbkowanej sinusoidy. Dla przykładowych histogramów przedstawionych na rys.2 i 3 przyjęto $\frac{\Delta t}{T} = 10^{-2}$. Założono przy tym

(założenie to jest aktualne w całym artykule), że granice obszaru niepewności wyznaczane są wg reguł przyjmowanych dla tzw. niepewności granicznej [2]. Jest ona definiowana dla rozkładu normalnego błędów jako $\Delta = 3\sigma$, gdzie σ jest odchyleniem standardowym. Oznacza to, że w przedziale o szerokości 2Δ mieści się 99,7% wszystkich błędów o rozkładzie normalnym. Przenosząc tę definicję na inne rozkłady, niepewność graniczną Δ wyznacza się jako połowę

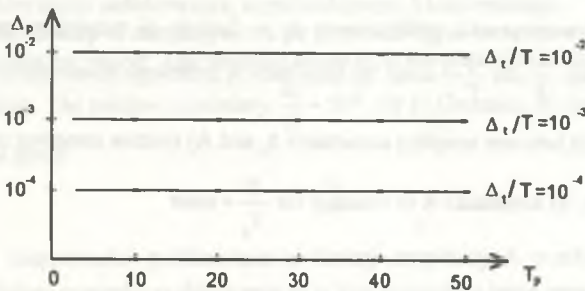
szerokości przedziału, w którym mieści się 99,7% wszystkich realizacji błędów. Zależności przedstawione na rys. 4 i 5 wyznaczane są dla niepewności Δ_t określonej w powyższy sposób.



Rys. 3. Gęstość prawdopodobieństwa błędów próbkowania dla sinusoidalnie zmiennego przebiegu próbkowanego z częstością 50 próbek na okres, z początkowym przesunięciem $\varphi_0 = 0$, względnej niepewności chwil próbkowania $\frac{\Delta_t}{T} = 10^{-2}$, dla rozkładów chwil próbkowania:

a) jednostajnego, b) normalnego

Fig. 3. Probability density of the sampling error for sinusoidal quantity sampled with relative frequency 50 samples per period. The beginning phase between the sampling signal and the sampled sinusoid $\varphi_0 = 0$. The relative uncertainty $\frac{\Delta t}{T} = 10^{-2}$ for a) Gaussian, b) uniform distribution of the time error

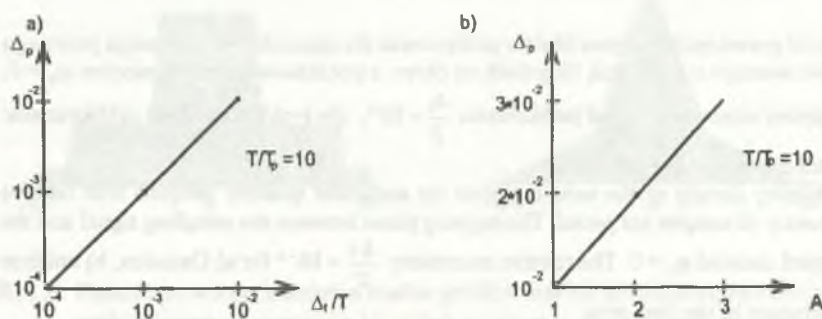


Rys. 4. Zależność granicznej niepewności próbkowania Δ_p w funkcji względnej częstości próbkowania $\frac{T}{T_s}$ dla $\frac{\Delta_t}{T} = const$

Fig. 4. Relation ship between limiting uncertainty of sampling Δ_p and the relative sampling frequency $\frac{T}{T_s}$ for $\frac{\Delta_t}{T} = const$

Na rys.4 przedstawiono zależności niepewności próbkowania Δ_p w funkcji względnej częstotliwości próbkowania $\frac{T}{T_r}$ zmieniającej się w zakresie od 2 do 50, który można uznać za reprezentatywny dla techniki pomiarowej. Parametrem dla tych zależności są wartości względne niepewności chwil próbkowania $\frac{\Delta_t}{T}$ wybrane z zakresu $10^{-4} \dots 10^{-2}$.

Na rys.5a i b przedstawiono odpowiednio zależności niepewności próbkowania w funkcji względnej niepewności chwil próbkowania oraz amplitudy A przebiegu próbkowanego dla stałej wartości stosunku $\frac{T}{T_r}$ równej 10.



Rys.5. Zależność niepewności próbkowania Δ_p w funkcji: a) względnej niepewności chwil próbkowania $\frac{\Delta_t}{T}$ dla $\frac{T}{T_r} = const$, b) amplitudy A przebiegu sinusoidalnego dla $\frac{T}{T_r} = const$

Fig.5. Relationship between sampling uncertainty Δ_p and A) relative sampling uncertainty $\frac{\Delta_t}{T}$ for $\frac{T}{T_r} = const$, b) amplitude A of sinusoid for $\frac{T}{T_r} = const$

2.2. Próbkowanie równomierne z losowym początkowym przesunięciem fazowym

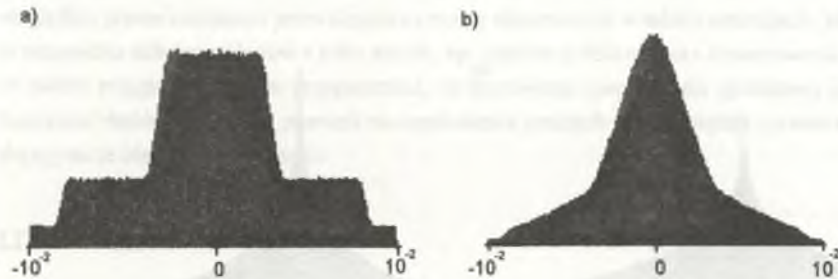
Załóżmy, że przebieg sinusoidalny jest próbkowany równomiernie, jednak początkowe przesunięcie fazowe jest różne od zera i losowo zmienne. Wyniki pomiarów można wówczas zapisać w postaci:

$$\hat{x}(t_k) = \sin \omega (kT_p + t_0 + \delta_r), \quad (7)$$

gdzie: t_0 jest losowym przesunięciem początkowym o rozkładzie jednostajnym w zakresie od $-0.5 T_p$ do $0.5 T_p$. Błąd próbkowania w takim przypadku określa wyrażenie

$$\delta_p = \sin \omega (kT_p + t_0 + \delta_t) - \sin \omega (kT_p + t_0). \quad (8)$$

Przykładowe histogramy błędów dla rozkładu jednostajnego i normalnego błędów chwil próbkowania przedstawiono na rys.6a i b.



Rys.6. Gęstość prawdopodobieństwa błędów próbkowania dla sinusoidalnie zmiennego przebiegu próbkowanego z częstością 10 próbek na okres, z początkowym przesunięciem losowym o rozkładzie jednostajnym, względnej niepewności chwil próbkowania $\frac{\Delta_t}{T} = 10^{-2}$, dla rozkładów chwil próbkowania: a) jednostajnego, b) normalnego

Fig.6. Probability density of sampling errors for sinusoidal signal sampled with relative frequency 10 samples for period. The beginning phase φ_0 is the probabilistic function with uniform distribution. The relative uncertainty $\frac{\Delta_t}{T} = 10^{-2}$, for a) Gaussian, b) uniform distribution of the time error

Zależności niepewności próbkowania w funkcji amplitudy A przebiegu sinusoidalnego i w funkcji względnej częstości próbkowania są w tym przypadku takie same jak to pokazano na rys.4 i 5.

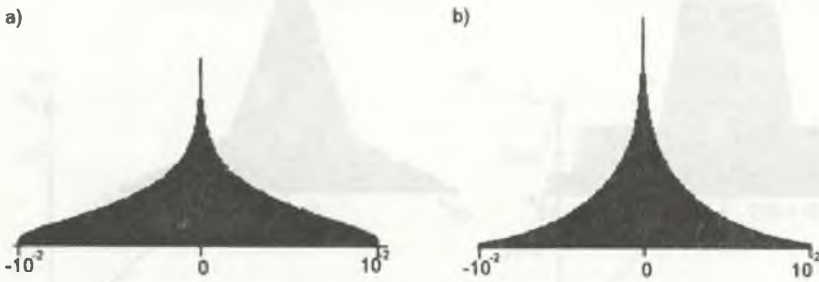
2.3. Próbkowanie losowe przebiegu sinusoidalnego

Zakłada się, że przebieg próbkowany jest sinusoidą, jednak pomiar dokonywany jest w dowolnym momencie w sposób losowy. Odpowiada to sytuacji, gdy odbiornik wymusza pomiar w dowolnym momencie. Błąd próbkowania określa wówczas wyrażenie

$$\delta_p = \sin \omega(t_p + \delta_t) - \sin \omega t_p, \quad (9)$$

gdzie: t_p jest losowym momentem próbkowania o rozkładzie jednostajnym w zakresie $0 \dots T$, T jest okresem sinusoidy, δ_t jest losowym błędem czasu próbkowania o rozkładzie jednostajnym lub normalnym.

Przykładowe histogramy błędów dla próbkowania losowego przedstawiają rys.7a i b. Zależności niepewności próbkowania w funkcji amplitudy A przebiegu sinusoidalnego i w funkcji względnej częstotliwości próbkowania są takie same, jak to pokazano na rys.4 i 5.



Rys.7. Gęstość prawdopodobieństwa dla przebiegu sinusoidalnego próbkowanego losowo w sposób jednostajny. Rozkład błędów chwil próbkowania jest: a) jednostajny,

b) normalny, przy założeniu, że niepewność względna wynosi $\frac{\Delta_t}{T} = 10^{-2}$

Fig.7. Probability density of sampling error for sinusoidal signal sampled in the probabilistic way. Probability distribution of the time errors is a) uniform, b) Gaussian with assumption that relative uncertainty $\frac{\Delta_t}{T} = 10^{-2}$

3. WNIOSKI

Jak to wynika z postaci przedstawionych przykładowych histogramów, różnice w rozkładach błędów próbkowania wynikają przede wszystkim z przyjęcia różnych rozkładów błędów chwil próbkowania. Dla małych wartości względnej częstotliwości próbkowania synchronicznego ujawniają się ponadto różnice w rozkładzie związane z „punktem pracy” na sinusoidzie (patrz rys.2). Uzyskane rozkłady są symetryczne, lecz o specyficznym kształcie. Jednak analiza własności niepewności próbkowania Δ_p , rozpatrywanej jako niepewność graniczna, pokazuje, że jest ona równa względnej niepewności chwil próbkowania $\frac{\Delta_t}{T}$ niezależnie od warunków pomiaru

(w przedstawionym zakresie zmian). Gdyby zależności te wyznaczyć dla innych sposobów definiowania niepewności proponowanych w zaleceniu [3], to okazałoby się, że dla różnych definicji uzyskuje się różne zależności. Wynika to z faktu, że praktycznie jedynie niepewność graniczna jest niezależna od rodzaju rozkładu. Ta istotna własność skłania do ogólnego wniosku, że w przypadku porównywania własności przetworników dla niepewności o różnych rozkładach jako miary błędu losowego powinno się używać niepewności granicznej.

Z prostoty zależności przedstawionych na rys.4 i 5 można również wysnuć wniosek, że w przypadku analizy błędów próbkowania przebiegów odkształconych będzie można uzyskać względnie proste zależności pozwalające na ocenę niepewności w takich sytuacjach, jak również w przypadku składania błędów z kilku źródeł, np. błędów próbkowania i kwantowania. Również w takim przypadku można przypuszczać, że stosowanie niepewności granicznej jako miary rozrzutu błędów losowych pozwoli na uzyskiwanie prostych relacji między zjawiskami powodującymi te błędy a ich efektami.

LITERATURA

1. Kulka Z., Libura A., Nadachowski M.: Przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe. WKiŁ, Warszawa 1987.
2. Marcyniuk A.: Teoria pomiaru. Podstawy metrologicznej interpretacji wyniku pomiaru. Skrypt Uczelniany Pol. Śl.,nr 687, Gliwice 1977.
3. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement. ISO, Geneve 1992.

Recenzent: Dr hab. inż. Leszek Kiełtyka, prof. Pol. Częstochowskiej

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 lutego 1996 r.

Abstract

Errors caused by time indefiniteness of sampling of varying in time measured quantity have been analysed in the paper. The analysis has been carried out in the simulation way for sinusoidal quantities sampled periodically and in a random way. The sampling errors have been defined as the difference between the nominal value of the measured quantity at the sampling moment and the value at moment which differs from nominal one by a time random error. Both Gaussian and uniform distributions of the time error have been considered. Results of the analysis have been presented in the paper, both in the form of histogram and as relationships between parameters of the sampling process and the limiting uncertainty of the sampling errors.

Andrzej LEBIEDZKI

POMIARY WSPÓŁCZYNNIKA STRAT DIELEKTRYCZNYCH W BADANIACH DIAGNOSTYCZNYCH URZĄDZEŃ ELEKTROENERGETYCZNYCH

Streszczenie. W artykule przedstawiono metody wyznaczania współczynnika strat dielektrycznych za pomocą analogowego układu mnożącego dużej dokładności oraz szybkiego przetwornika A/C w pomiarach napięcia i prądu płynących przez badane urządzenie elektroenergetyczne.

DIELECTRIC LOSS FACTOR MEASUREMENTS IN DIAGNOSTIC TESTING OF ELECTRICAL POWER ENGINEERING EQUIPMENT

Summary. In the paper methods of determining dielectric loss factor by means of high accuracy analogue multiplier and fast a/d converter in measurements of voltage and current flowing through the tested equipment are described.

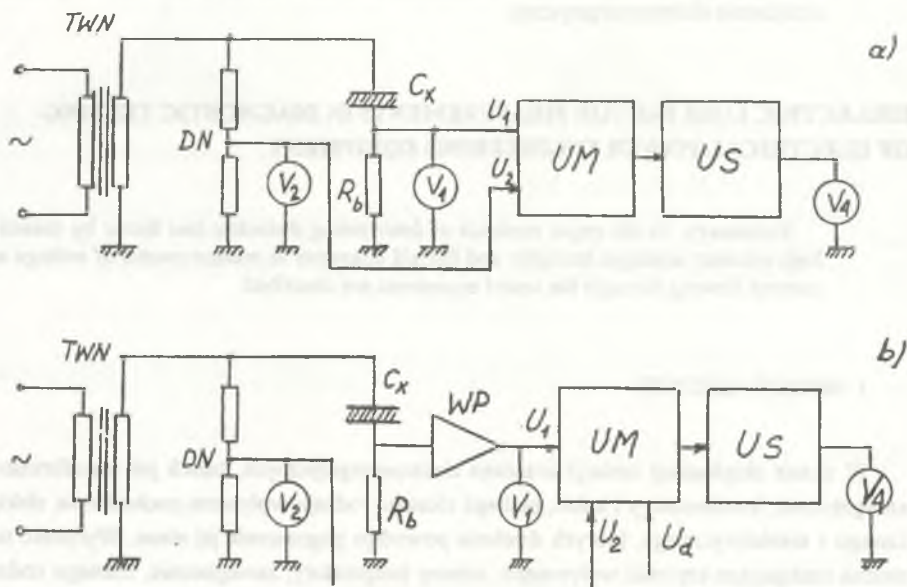
1. WPROWADZENIE

W czasie eksploatacji izolacja urządzeń elektroenergetycznych, takich jak transformatory energetyczne, kondensatory i kable, podlega różnego rodzaju wpływom pochodzenia elektrycznego i nieelektrycznego, których działanie powoduje pogorszenie jej stanu. Wyróżnić tutaj można następujące czynniki wpływające: zmiany temperatury, zawilgocenie, różnego rodzaju przepięcia lub przeciążenia, procesy starzeniowe. Z reguły występują łącznie działania kilku czynników, które powodują pogorszenie stanu izolacji i mogą doprowadzić do jej uszkodzenia. Do oceny stanu izolacji stosuje się wskaźniki typu rezystancyjnego, pomiary pojemności i współczynnika strat dielektrycznych oraz próby napięciowe. Pomiar współczynnika strat dielektrycznych badanego urządzenia ma na celu ocenę stanu izolacji. Szczególną wagę przywiązuje się do zmian czasowych wartości tgδ między kolejnymi pomiarami kontrolnymi. W ten sposób można wykryć zawilgocenie izolacji transformatorów energetycznych, występowanie wyładowań niezupełnych oraz określić intensywność procesu starzenia izolacji. Pomiary tgδ wykonuje się mostkiem Scheringa. Można też stosować metodę techniczną

z wykorzystaniem watomierza elektrodynamicznego o małym znamionowym współczynniku mocy, woltomierza i amperomierza dla obiektów o pojemnościach rzędu mikrofaradów. Stosując zamiast watomierza elektrodynamicznego analogowy układ mnożący dużej dokładności lub kartę pomiarową z szybkim przetwornikiem A/C można wyznaczyć współczynnik strat dielektrycznych w badaniach diagnostycznych urządzeń elektroenergetycznych.

2. POMIARY WSPÓLCZYNNIKA STRAT DIELEKTRYCZNYCH OBIEKTÓW NIEZIEMIANYCH Z ZASTOSOWANIEM UKŁADU MNOŻĄCEGO AD734

Schemat układu pomiarowego do wyznaczania współczynnika strat dielektrycznych dla obiektów niezziemionych przedstawiono na rys.1.



Rys.1. Schemat układu do badania obiektów niezziemionych: a) układ bez wzmacniacza pomiarowego, b) układ ze wzmacniaczem pomiarowym WP

Fig.1. Diagram of system for ungrounded objects testing: a) system without measuring amplifier, b) system with WP measuring amplifier

W układzie tym poprawnie mierzony jest prąd I_x płynący przez badaną pojemność C_x . Spadek napięcia U_1 na boczniku R_b podawany jest na wejście 1 układu mnożącego UM typu AD734.

Napięcie U_2 z rezystancyjnego dzielnika napięcia DN podawane jest na wejście 2 układu mnożącego. Zastosowany układ mnożący typu AD734 pozwala na mnożenie wartości chwilowych dwóch napięć zmiennych o częstotliwościach w zakresie $10 \div 10^7$ Hz. Niedokładność układu mnożącego dla znamionowych wartości napięć na obu wejściach ± 10 V wynosi 0,1%. Układ mnożący realizuje funkcję mnożenia wartości chwilowych napięć $u_1(t)$ i $u_2(t)$ zgodnie z zależnością (1)

$$u_d(t) = \frac{u_1(t) u_2(t)}{u_3} + u_d, \quad (1)$$

gdzie:

- $u_d(t)$ — przebieg czasowy napięcia na wyjściu układu mnożącego,
- $u_3 = 10$ — napięcie stabilizatora wewnętrznego układu odniesienia,
- u_d — napięcie stałe, które może być dodane do wyniku mnożenia.

W przypadku pomiaru dużych prądów płynących przez badany obiekt pojemnościowy, gdy $u_1 < 10$ V, należy stosować wzmacniacz napięciowy WP między bocznikiem R_b i wejściem u_1 układu mnożącego (rys. 1b). W tym przypadku występuje dodatkowy błąd pomiaru napięcia u_d związany z przesunięciem fazowym wprowadzonym przez wzmacniacz WP. Dla pomiarów wykonywanych przy stałej częstotliwości, np. $f = 50$ Hz, błąd ten ma wartość stałą i może być uwzględniony przez podanie na układ mnożący UM dodatkowego napięcia u_d kompensującego ten błąd. Napięcie na wyjściu układu uśredniającego US zastosowanego za układem mnożącym, ma postać

$$u_{\text{śr}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt + u_d = \frac{1}{u_3 T} \int_0^T u_1(t) u_2(t) dt + u_d. \quad (2)$$

Przy założeniu, że napięcia $u_1(t)$ i $u_2(t)$ mają przebiegi sinusoidalne przesunięte o kąt $\varphi = \varphi_X$, $u_1 = R_b I_X$, $u_X > u_b$, $u_d = 0$, $u_X = k_w u_2$, gdzie k_w — jest przekładnią napięciową dzielnika rezystancyjnego, wartość średnia napięcia na wyjściu układu ma postać

$$u_{\text{śr}} = \frac{R_b}{k_w u_3} \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{R_b}{k_w u_3} P_X, \quad (3)$$

gdzie P_X — straty mocy w badanym obiekcie.

Stąd

$$P_X = \frac{k_w u_3}{R_b} U_{\text{śr}}. \quad (4)$$

Średnia wartość napięcia na wyjściu układu mnożącego jest proporcjonalna do strat mocy w badanym obiekcie. Wzór powyższy wyprowadzono dla schematu przedstawionego na rys. 1a, tj. bez wzmacniacza WP. Mierząc równocześnie napięcia U_1 i U_2 można wyznaczyć wartość pojemności badanego obiektu zgodnie z zależnością

$$C_x = \frac{I_x}{\omega U_x} = \frac{U_1}{\omega R_b k_u U_2} \quad (5)$$

Przy założeniu, że $\text{tg} \delta < 1$, współczynnik strat dielektrycznych wyznaczyć można z zależności

$$\text{tg} \delta_x = \frac{P_x}{U_x I_x} = \frac{U_3 U_{4w}}{U_1 U_2} \quad (6)$$

Zakładając $u_1 = \text{const}$, $U_2 = \text{const}$, $U_3 = \text{const}$, woltomierz V_4 mierzy $\text{tg} \delta$.

Na niedokładność wyznaczenia współczynnika strat dielektrycznych $\Delta \text{tg} \delta_x$ mają więc wpływ niedokładności pomiaru napięć U_1 , U_2 , niestałość napięcia $U_3 = 10 \text{ V}$ i niedokładność pomiaru wartości średniej napięcia U_{4w} związana nie tylko z zastosowanym miliwoltomierzem, ale i niedokładnością samego układu mnożącego.

3. POMIAR WSPÓŁCZYNNIKA STRAT DIELEKTRYCZNYCH OBIEKTÓW UZIEMIANYCH

Schemat układu pomiarowego do wyznaczania współczynnika strat dielektrycznych obiektów uziemionych przedstawiono na rys.2. W układzie tym poprawnie mierzone jest napięcie, natomiast prąd płynący przez bocznik jest sumą prądu płynącego przez badany obiekt i rezystancyjny dzielnik napięcia.

$$I_b = I_x + I_{DN} \quad (7)$$

W układzie tym pomiary należy przeprowadzić dwukrotnie z włączonym obiektem badań i po jego odłączeniu od układu pomiarowego celem pomiaru mocy czynnej pobieranej przez dzielnik napięciowy DN.

Współczynnik strat dielektrycznych $\text{tg} \delta_x$ badanego obiektu wyznaczony jest z zależności

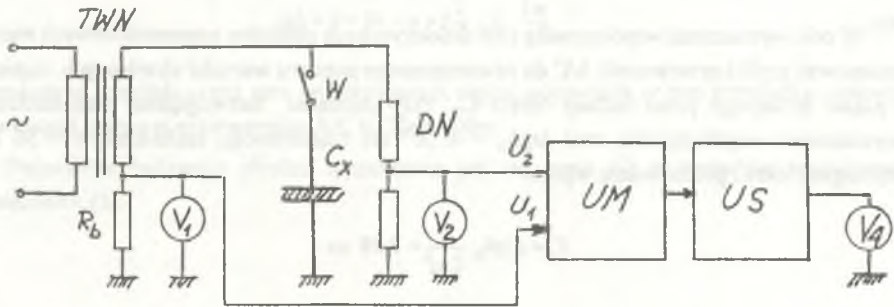
$$\text{tg} \delta_x = \frac{P_x}{U_x I_x} = \frac{U_3 (U_{4w}' - U_{4w}'')}{U_1 U_2} \quad (8)$$

gdzie:

U_{4w}' — napięcie na wyjściu układu uśredniającego z włączonym obiektem badań,

U_{4w}'' — napięcie na wyjściu układu uśredniającego po odłączeniu obiektu badań.

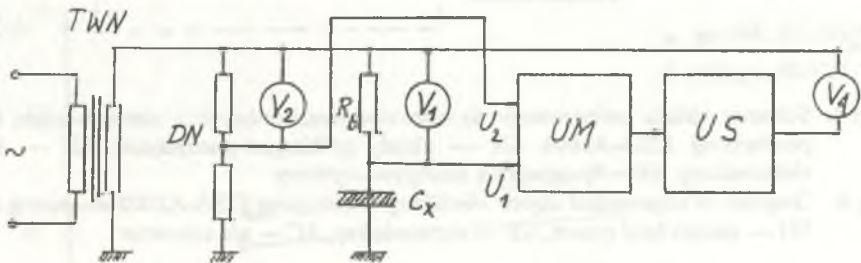
W układzie tym należy dobrać dzielnik napięciowy o takiej rezystancji, aby spełniony był warunek $U_{4tr}' \geq 2 U_{4tr}''$.



Rys.2. Schemat układu do badania obiektów uziemionych w metodzie poprawnie mierzonego napięcia

Fig.2. Diagram of system for grounded objects using correctly measurement voltage method

Dla obiektów uziemionych można zastosować również układ pomiarowy przedstawiony na rys.3.



Rys.3. Schemat układu do badania obiektów uziemionych w układzie poprawnie mierzonego prądu

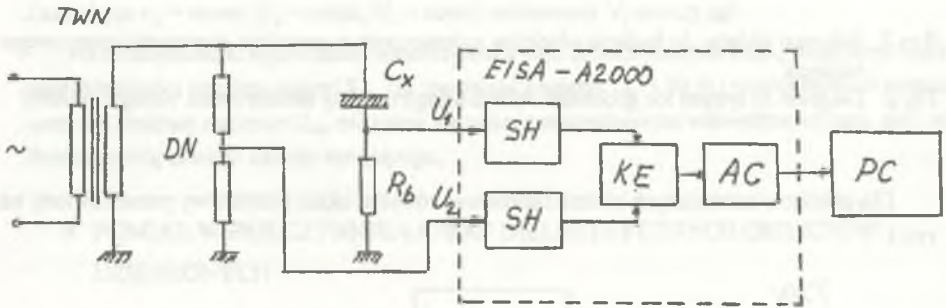
Fig.3. Diagram of system for grounded objects using correctly measured current method

W tym przypadku cały układ pomiarowy znajduje się na potencjale napięcia pomiarowego i wymaga zasilania za pomocą transformatora izolującego lub akumulatora. Odczyt woltomierzy musi odbywać się z bezpiecznej dla obsługi odległości lub z zastosowaniem trzykanałowego rejestratora cyfrowego. W tym przypadku $tg\delta$ wyznaczony jest z zależności (6).

4. POMIAR WSPÓLCZYNNIKA STRAT DIELEKTRYCZNYCH Z WYKORZYSTANIEM PRZETWORNIKA A/C

W celu wyznaczenia współczynnika strat dielektrycznych obiektów pojemnościowych można zastosować szybki przetwornik A/C do równoczesnego pomiaru wartości chwilowych napięcia i prądu płynącego przez badany obiekt C_x . Przy założeniu bezwzględnej niedokładności wyznaczenia współczynnika strat $\Delta \text{tg} \delta_x = \pm 10^{-3}$ dla częstotliwości technicznej $f = 50 \text{ Hz}$, wymagany okres próbkowania wynosi

$$T_r = \Delta \text{tg} \delta_x \frac{1}{2\pi f} = 3,28 \mu\text{s}.$$



Rys.4. Schemat układu pomiarowego do obiektów nieziemionych z zastosowaniem karty pomiarowej EISA-A2000. SH — układy próbkująco-pamiętające, KE — klucz elektroniczny, AC — przetwornik analogowo-cyfrowy

Fig.4. Diagram of ungrounded objects measuring system using EISA-A2000 measuring card. SH — sample hold system, KE — electronic key, AC — a/d converter

Rozdzielczość stosowanego przetwornika powinna być tego samego rzędu, tj. 10^{-3} mierzonej wartości chwilowej napięcia lub prądu. Taką rozdzielczość zapewnia przetwornik 12-bitowy o pojemności części cyfrowej $2^{12} - 1 = 4095$ bitów. Schemat układu pomiarowego do wyznaczenia współczynnika strat dielektrycznych z zastosowaniem karty pomiarowej EISA-A2000 firmy National Instruments przedstawiono na rys.4. Karta ta zawiera cztery wejścia analogowe dla równoczesnego pomiaru wartości chwilowych 4 napięć o wartościach znamionowych $\pm 5 \text{ V}$, układy próbkująco-pamiętające SH i 12-bitowy przetwornik A/C. Wykorzystując tylko dwa wejścia U_1 i U_2 czas potrzebny na pojedyncze przetwarzanie wynosi $2 \mu\text{s}$. Wyniki przetwarzania są gromadzone w pamięci komputera. Celem wyznaczenia współczynnika strat dielektrycznych

można określić przesunięcia czasowe t między rejestrowanymi przebiegami napięć U_1 i U_2 oraz okres T . Współczynnik strat dielektrycznych wyznacza się wówczas z zależności

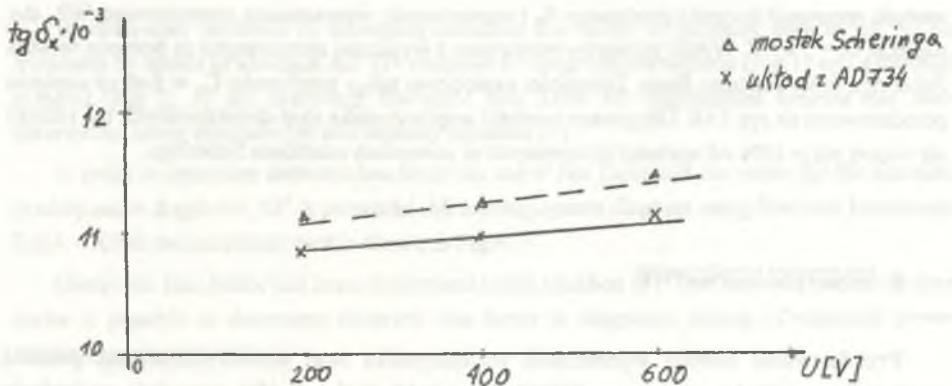
$$\operatorname{tg} \delta \approx \delta = 90 - \varphi = \left(\frac{T}{4} - t \right) \frac{2\pi}{T}. \quad (9)$$

Momentowi przejścia przez zero rejestrowanych napięć odpowiada w tym przypadku połowa pojemności cyfrowej przetwornika A/C tj. 2048 bitów.

Pojemność badanego obiektu wyznaczana jest tak samo jak w metodzie analogowej z zależności (5).

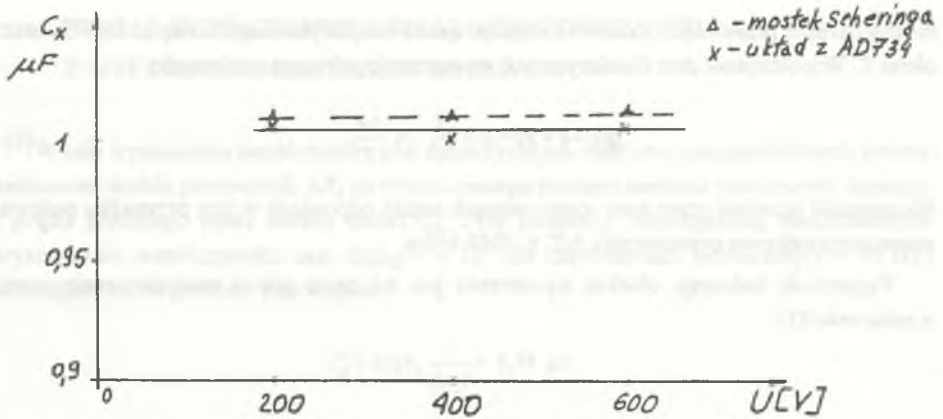
5. BADANIA LABORATORYJNE KONDENSATORÓW O IZOLACJI PAPIEROWO-OLEJOWEJ

Pomiary współczynnika strat dielektrycznych $\operatorname{tg} \delta_x$ i pojemności C_x kondensatora typu KBG-P o znamionowej pojemności $1 \mu\text{F} \pm 10\%$ i napięciu znamionowym 3 kV przeprowadzono w układzie pomiarowym z wykorzystaniem układu mnożącego AD734 AQ przedstawionym na rys. 1b.



Rys.5. Zależność $\operatorname{tg} \delta$ badanego kondensatora w funkcji napięcia pomiarowego

Fig.5. Dielectric loss factor voltage dependence of tested capacitor



Rys. 6. Zależność pojemności badanego kondensatora w funkcji napięcia pomiarowego
 Fig. 6. Capacity voltage dependence of tested capacitors

Do pomiaru napięć zastosowano multimetry cyfrowe typu V560 o zakresach znamionowych 10 V i 100 mV, kl. 0,5. Przekładnia napięciowa dzielnika napięcia DN była dobierana dla każdej wartości napięcia pomiarowego tak, aby napięcie $U_2 = \frac{10}{\sqrt{2}} = 7,07 V$. Podobnie dobierana była

wartość rezystancji bocznika prądowego R_b i wzmacnienie wzmacniacza pomiarowego WP, aby napięcie $U_1 = 7,07 V$. Wyniki pomiarów porównano z wynikami otrzymanymi za pomocą mostka Scheringa firmy Hartman Baun. Zależności napięciowe $\text{tg}\delta_x$ i pojemności C_x w funkcji napięcia przedstawiono na rys. 5 i 6. Otrzymane wartości współczynnika strat dielektrycznych nie różniły się więcej niż o 10% od wartości otrzymanych w pomiarach mostkiem Scheringa.

6. WNIOSKI KOŃCOWE

Przedstawione metody wyznaczania współczynnika strat dielektrycznych za pomocą analogowego układu mnożącego AD734 dużej dokładności (0,1%) pozwalają na badania profilaktyczne izolacji urządzeń energetycznych z wystarczającą dla tych celów niedokładnością. Metoda ta jest znacznie ekonomiczniejsza od stosowanej metody za pomocą mostka Scheringa. Stosowanie szybkiego przetwornika A/C w zaproponowanej karcie pomiarowej pozwala na całkowitą komputeryzację procesu pomiarowego. Koszt tej metody jest kilkanaście razy wyższy od metody analogowej, ale jednak niższy od kosztów związanych z zakupem mostka Scheringa z wysokonapięciowym wzorcem pojemności.

LITERATURA

1. Kuśmierk Z., Groszek S.: Technika pomiarów i badań urządzeń elektrotechnicznych. WNT, Warszawa 1993.
2. Kulka Z., Nadachowski M.: Zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych. WNT, Warszawa 1986.
3. Analog Devices catalogue. 1995.
4. Instrumentation Reference and catalogue. Test and measurement Process Monitoring and Control National Instruments 1995.
5. Przepisy eksploatacji urządzeń elektroenergetycznych. COSIW SEP, Warszawa 1994.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Jerzy Jaskulski

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 lutego 1996 r.

Abstract

In the paper methods of determining dielectric loss factor of capacity objects for 50 Hz frequency by means of analogue AD 734 multiplier for ungrounded systems (Fig. 1) and grounded systems (Fig 2, 3) are described. Dielectric loss factor for ungrounded systems has been determined using equation (6) and capacity equation (5).

In order to determine dielectric loss factor the use of fast 12-bit a/d converter for the assumed inadequacies $\Delta \operatorname{tg} \delta = \pm 10^{-3}$ is presented. Measuring system diagram using National Instrument E/SA - A200 measurement card is shown in Fig.4.

Dielectric loss factor has been determined using equation (9). The methods presented here make it possible to determine dielectric loss factor in diagnostic testing of electrical power engineering equipment.

Henryk URZĘDNICZOK

WPLYW PARAMETRÓW TORU TRANSMISJI SYGNAŁU CZĘSTOTLIWOŚCIOWEGO NA DOKŁADNOŚĆ PRZETWORNIKÓW „PARAMETR/OKRES”

Streszczenie. W artykule opisano wpływ toru transmisji częstotliwościowego sygnału wyjściowego z przetwornika pomiarowego typu „parametr-okres sygnału wyjściowego” na dokładność przetwarzania w całym torze pomiarowym. Opisano konstrukcję układu wyjściowego takiego przetwornika zapewniającą minimalizację tego wpływu — uzyskano ok. 20-krotne zmniejszenie dodatkowej niepewności wynikającej z wpływu rodzaju, długości i ułożenia zastosowanego kabla.

THE INFLUENCE OF THE OUTPUT SIGNAL TRANSMISSION SYSTEM ON THE ACCURACY OF "PARAMETER-TO-PERIOD" MEASURING CONVERTERS

Summary. The influence of parameters of the signal transmission system on the accuracy of the whole measuring circuit with „parameter-to-period„ converter has been described in the paper. An optimal structure of output circuit for one of this type converter, designed for minimization of additional errors caused by type, length and location of the applied cable has been presented. The optimal structure makes it possible to reduce the additional errors about 20 times.

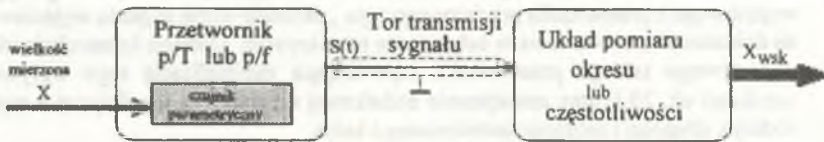
1. WPROWADZENIE

Sygnały częstotliwościowe [1] wykazują liczne zalety predystynujące je do wykorzystania w torach pomiarowych, głównie w miernictwie przemysłowym i automatycznych systemach pomiarowych. Znane są liczne układy przetworników wartości parametru czujnika pomiarowego (R,L,C) na sygnał częstotliwościowy [2], możliwa jest również optymalizacja konstrukcji tych układów ze względu na dokładność przetwarzania (liniowość, stabilność czasową, temperaturową itp.) [3, 4, 5, 6]. Ze względu na stosunkowo prostą konstrukcję istnieje możliwość integracji

układu elektrycznego przetwornika z samym czujnikiem [np.7]. Również metody pomiaru wielkości wyjściowej tego typu przetworników, tj. okresu lub częstotliwości¹ sygnału wyjściowego, zapewniają uzyskanie dużych dokładności, a przy odpowiedniej konstrukcji dalszej części toru pomiarowego, możliwe jest również uzyskanie dobrych właściwości dynamicznych [8]. Bardzo duża jest także odporność na zakłócenia.

W układach pomiarowych z wyjściowym sygnałem częstotliwościowym do pomiarów wielkości nieelektrycznych stosowane są czujniki parametryczne i układy generatorów elektronicznych lub automatyczne mostki równoważone przez zmianę częstotliwości. Przy pomiarach wielkości elektrycznych stosowane są liczne odmiany przetworników typu U/f.

Schemat blokowy typowego toru pomiarowego z sygnałem częstotliwościowym pokazano na rys. 1.



Rys. 1. Tor pomiarowy z sygnałem częstotliwościowym na wyjściu przetwornika
Fig. 1. The measuring circuit with frequency output converter

W układzie tym wielkość mierzona X zmienia wartość parametru czujnika włączonego w układ generatora elektronicznego. Miarą X_{wsk} wielkości mierzonej jest wartość okresu lub częstotliwości sygnału mierzonej na wyjściu toru transmisji. Na końcową niepewność wyniku odwzorowania $X - X_{wsk}$ składają się błędy powstające w każdym z ogniw tego toru pomiarowego, w tym błędy wynikające z wpływu toru transmisji sygnału częstotliwościowego.

W pracy omówione są wybrane zagadnienia dotyczące minimalizacji wpływu toru transmisji sygnałów częstotliwościowych na dokładność przetwarzania w torze pomiarowym. Przedstawiony jest również sposób minimalizacji dodatkowej składowej niepewności końcowego wyniku pomiaru (X_{wsk}) opracowany dla pewnej klasy przetworników generacyjnych typu p/T - multiwibratorów ze stałonapięciowym przeładowniem pojemności.

1) O tym, czy okres czy częstotliwość jest traktowana jako wielkość wyjściowa, decydują najczęściej względy praktyczne, np. liniowość (nominalna) charakterystyki statycznej, a także wymagania dotyczące właściwości dynamicznych [8].

2. WPŁYW PARAMETRÓW TORU TRANSMISJI SYGNAŁU NA DOKŁADNOŚĆ PRZETWARZANIA

Rozważając wpływ parametrów toru transmisji sygnału częstotliwościowego na dokładność pomiaru należy wziąć pod uwagę następujące zjawiska:

- występowanie zewnętrznych zakłóceń sygnału,
- wpływ obciążenia wyjścia przetwornika p/T , (p/f lub u/f) przez wejście tego toru,
- wpływ obciążenia wyjścia toru przez wejście układu pomiaru okresu (częstotliwości).

Zagadnienia dotyczące eliminacji zakłóceń są dobrze opracowane [np. 10] i nie będą przedmiotem rozważań. Wielkość mierzona jest w tym przypadku odwzorowana przez częstotliwość sygnału przenoszonego w torze transmisji, co dodatkowo podnosi odporność na zakłócenia (w stosunku do przypadku odwzorowania mierzonej wielkości przez amplitudę). Często stosowana metoda eliminacji zakłóceń przypadkowych, to uśrednianie poprzez zliczanie znacznej liczby okresów sygnału. Jest ona naturalna przy pomiarze częstotliwości, dogodna jednakże tylko przy pomiarach statycznych [8].

Obciążenie wyjścia przetwornika p/T przez wejście toru transmisji sygnału wpływa na realizowane przez ten przetwornik odwzorowanie wartości parametru czujnika na okres sygnału wyjściowego. Przykładowo dla przetworników generacyjnych może nastąpić zmiana warunków generacji [9]. O wielkości obciążenia wyjścia przetwornika decydują następujące czynniki:

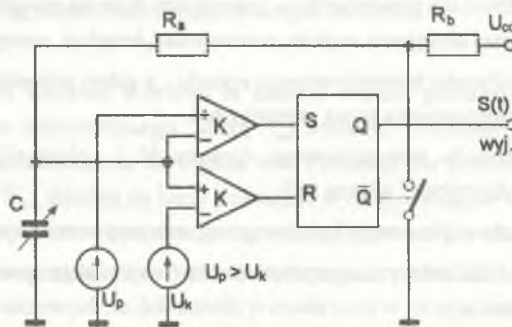
- wartości częstotliwości transmitowanego sygnału - a zatem pośrednio wartość wielkości mierzonej odwzorowywana przez częstotliwość,
- parametry przewodu połączeniowego (pojemność i upływność pomiędzy żyłami, rezystancja i indukcyjność własna żył),
- parametry układu wejściowego końcowego ogniwa toru pomiarowego (okresomierza),
- konstrukcja układu elektrycznego przetwornika (w tym także sposób montażu, rozmieszczenie elementów).

Należy zauważyć, że rozpatrywanie wyżej wymienionych czynników powinno się prowadzić łącznie, ponieważ zachodzi powiązanie pomiędzy nimi, np. impedancja wejściowa toru transmisji w ogólnym przypadku zależy od rodzaju przewodu, częstotliwości oraz od parametrów obciążenia tego toru. Istotne znaczenie ma kształt sygnału wyjściowego (jego widmo częstotliwościowe, szybkość narastania i opadania itp.). W niektórych sytuacjach (np. duże częstotliwości sygnału wyjściowego lub znaczna długość toru transmisji sygnału) należy uwzględnić również zjawiska falowe (dopasowanie falowe zarówno na wyjściu jak i na wejściu toru transmisji). Praktycznie rozważanie wpływu toru transmisji sygnału jest możliwe w konkretnych przypadkach, dla określonego typu przetworników p/f (p/T), określonych rodzajów połączenia i określonych parametrów obwodu wejściowego układu do pomiaru częstotliwości.

W praktyce przy konstruowaniu przetworników z wyjściem częstotliwościowym o zakresie zmian częstotliwości czy też o kształcie sygnału wyjściowego decydują czynniki w większym stopniu wpływające na właściwości metrologiczne całego toru pomiarowego niż parametry toru transmisji. Czynniki te są np. zakres zmienności parametru czujnika, uzyskanie dobrych właściwości temperaturowych, liniowości przetwarzania, prostota układu pozwalająca na jego integrację z czujnikiem itp. Po spełnieniu tego rodzaju ograniczeń i wytypowaniu optymalnego w danej sytuacji układu elektrycznego przetwornika p/f (p/T) wskazane może być uwzględnienie czynników, a przez to minimalizacja wpływu toru transmisji sygnału wyjściowego.

3. PRZYKŁAD KONSTRUKCJI UKŁADU WYJŚCIOWEGO MINIMALIZUJĄCEJ WPŁYW PARAMETRÓW TORU TRANSMISJI SYGNAŁU

Wyniki badań pewnej klasy układów przetworników p/T , badanych pod kątem ich przydatności do współpracy z czujnikami pojemnościowymi lub rezystancyjnymi przedstawione w pracy [3], wskazują na to, że najkorzystniejsze właściwości metrologiczne ma układ multiwibratora ze stałonapięciowym przeładowywaniem kondensatora. Schemat blokowy takiego układu pokazano na rys. 2.



Rys. 2. Układ multiwibratora jako przetwornik p/T

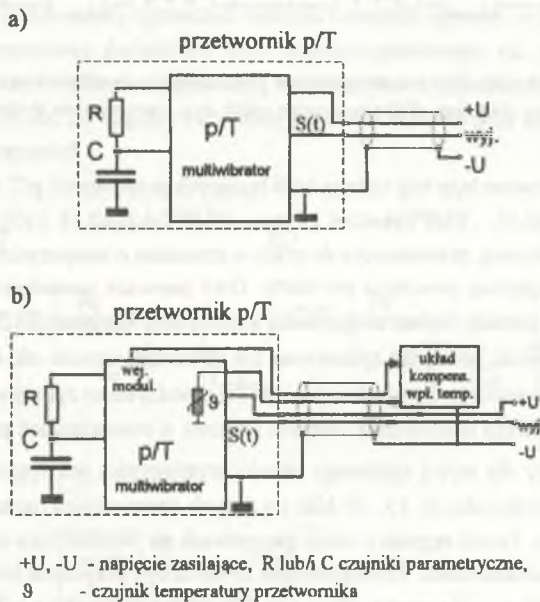
Fig. 2. A multivibrator as a „parameter-to-period” converter

W układzie tym następuje przeładowywanie kondensatora C , od napięcia U_p do U_k , poprzez rezystancje R_a przy rozładowywaniu lub R_a+R_b przy rozładowywaniu, przy zasilaniu ze źródła o stałym napięciu U_{cc} . Okres sygnału wyjściowego jest wprost proporcjonalny do pojemności C i rezystancji R_a , a zatem każdy z tych elementów może być wykorzystany jako czujnik. Możliwe

jest też uzyskanie przetwornika mnożącego przy jednoczesnym wykorzystaniu dwu czujników: pojemnościowego oraz rezystancyjnego.

Analogiczną strukturę multiwibratora realizuje monolityczny układ scalony typu NE555, z tą różnicą, że stałe napięcia odniesienia dla ładowania i rozładowania (U_p i U_d) uzyskuje się poprzez podział napięcia zasilania za pomocą dzielnika rezystancyjnego. Wykorzystanie układu monolitycznego poprawia właściwości temperaturowe. Dodatkowo w układzie tym istnieje możliwość korekcji wpływu temperatury na charakterystykę przetwarzania poprzez wykorzystanie wejścia napięcia odniesienia [5].

Wyjście przetwornika p/T jest łączone z dalszą częścią toru pomiarowego za pomocą kabla dwużyłowego lub czterożyłowego (w przypadku wykorzystania możliwości kompensacji temperaturowej), tak jak to pokazano na rys.3.

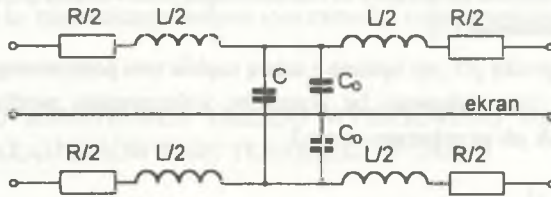


Rys. 3. Połączenie przetwornika p/T z dalszą częścią toru pomiarowego
 Fig. 3. The connection of p/T converter with next part of measuring circuit

W trakcie badań właściwości statycznych tego typu przetworników stwierdzono istotny wpływ rodzaju i długości toru transmisji sygnału częstotliwościowego na dokładność przetwarzania. W zastosowaniach praktycznych jest to znaczna niedogodność, ze względu na konieczność wzorcowania przetwornika łącznie z kablem przesyłającym sygnał wyjściowy do dalszej części toru pomiarowego. Zauważalny był również wpływ ułożenia kabla. Tego rodzaju efekt trudno jest

uwzględnić przy wzorcowaniu statycznym, w rezultacie jest on źródłem dodatkowej składowej niepewności wyniku pomiaru.

Uproszczony schemat zastępczy (w postaci elementów skupionych) dla dwużyłowego toru transmisji można przedstawić w postaci jak na rys.4. Dla torów o większej liczbie żył analogiczny schemat powinien uwzględniać większą liczbę pojemności pomiędzy poszczególnymi żyłami. Wartości parametrów elementów tego schematu zależne są od długości stosowanego kabla.



Rys. 4. Schemat zastępczy dla toru transmisji w postaci kabla dwużyłowego
Fig. 4. The equivalent diagram of the two-wire cable as a transmission system

W badaniach stosowane były trzy rodzaje kabli łączących przetwornik p/T z układem pomiaru okresu: YMPYekw4x0.15, YMPYekw2x0.15 oraz YMPYekz4x0.15 [10]. Są to kable o izolacji i powłoce polwinitowej, przeznaczone do pracy w otoczeniu o temperaturach $-25... +60^{\circ}\text{C}$, przy wilgotności względnej powietrza do 100%. Dwa pierwsze posiadają wspólny ekran dla wszystkich żył, trzeci posiada osobno ekranowaną każdą z żył. Rezystancja żyły jest nie większa niż $0.16 \Omega/\text{m}$, pojemność pomiędzy żyłami oraz żył do ekranu wynosi ok. $80...100 \text{ pF}/\text{m}$ ($130 \text{ pF}/\text{m}$ dla żył ekranowanych indywidualnie), a indukcyjności własne żył wynoszą ok. $0.8 \mu\text{H}/\text{m}$. Rezystancja izolacji osiąga bardzo duże wartości i została w rozważaniach pominięta.

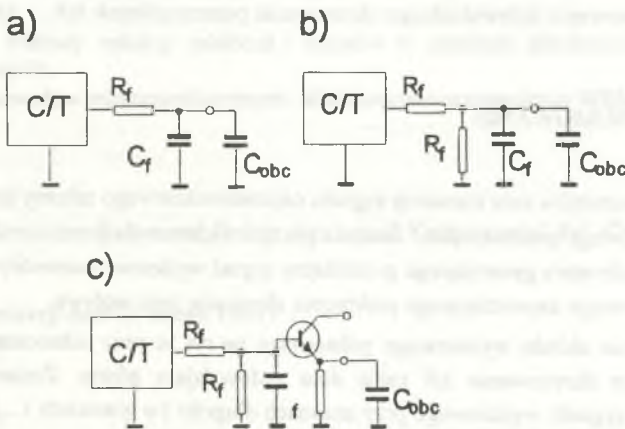
Sygnał wyjściowy dla wyżej opisanego układu przetwornika jest sygnałem prostokątnym o zakresie zmian częstotliwości ok. $15...50 \text{ kHz}$ i o dużych stromościach narastania zboczy (czas narastania rzędu 40ns). Postać sygnału o takich parametrach na wyjściu toru transmisji (o modelu jak na rys.4) jest zniekształcona. Zniekształcenie to może być przyczyną błędów powstających w ostatniej części toru pomiarowego. Znane są układy przetworników p/T generujące dogodniejszy do transmisji sygnał wyjściowy zbliżony do sinusoidy (generatory drgań harmonicznycch) [6, 9]. Charakteryzują się one ponadto dobrą stabilnością w czasie, lecz ich właściwości statyczne i dynamiczne są mniej korzystne — w szczególności charakterystyki przetwarzania są nominalnie nieliniowe, co stwarza konieczność indywidualnego wzorcowania w całym zakresie pomiarowym i korekcji (np. programowej) błędów nieliniowości. Wpływ parametrów toru transmisji sygnału wyjściowego na dokładność przetwarzania nie jest przez autorów wymienionych prac omawiany.

Drugą przyczyną błędów jest wpływ obciążenia wyjścia przetwornika p/T wnoszonego przez kabel. Powoduje ono zmianę warunków pracy przetwornika, a w efekcie zmianę częstotliwości generowanego sygnału.

Dla układu przetwornika p/T jak na rys.2 badano wpływ włączenia kabla do zacisków wyjściowych. Zmiany okresu mierzonego na wyjściu kabla, spowodowane jego dołączeniem do wejścia przetwornika, są porównywalne z błędami nieliniowości i błędami temperaturowymi tego samego przetwornika [3] i są na poziomie ok. 0.05% zakresu. Wpływ ten jest ponadto zmienny w zależności od ułożenia kabla (prosty, zwinięty itp.).

Analiza przyczyn wpływu obciążenia wyjścia przetwornika przez wejście kabla na pracę tego przetwornika, a także na dokładność pomiaru okresu sygnału na wyjściu kabla, prowadzona z uwzględnieniem uwag podanych w pkt. 2, pozwoliła na sformułowanie następujących wniosków:

1. Generowany sygnał o stromych zboczach może on zostać zniekształcony — mogą pojawić się oscylacje na wyjściu toru transmisji powodujące błędy pomiaru okresu sygnału. Dla uniknięcia tego efektu należy ograniczyć szybkość narastania sygnału na wyjściu przetwornika, np. przez zastosowanie dodatkowo filtra dolnoprzepustowego np. jak na rys.5a. Innym sposobem może być uzyskanie dopasowania falowego, jest to jednakże trudne do poprawnego zrealizowania, m. in. ze względu na zmiany parametrów kabla przy zmianach jego ułożenia (wyginanie, skręcanie).



Rys. 5. Układy wyjściowe minimalizujące wpływ toru transmisji na dokładność przetwarzania
 Fig. 5. The output circuits for minimization of transmission system influence on the accuracy of conversion

2. Podczas zmiany poziomu sygnału wyjściowego na przeciwny następuje przeładowanie pojemności pomiędzy żyłą sygnału wyjściowego i ekranem oraz dodatkowych pojemności w filtrze dolnoprzepustowym. Dla zmniejszenia tego efektu można zastosować dodatkowy rezystor szeregowy na wyjściu przetwornika (rys.5b). Wydłuża to jednak procesy przejściowe w układzie wyjściowym multiwibratora. W trakcie stany przejściowe następuje impulsowe zwiększenie poboru prądu ze źródła zasilania, co jest przyczyną zakłóceń wartości napięcia zasilającego, ze względu na elementy podłużne R i L schematu zastępczego. Powoduje to z kolei zmianę wartości napięć odniesienia na czas przeładowywania pojemności kabla (U_p i U_k na rys.2), ponieważ w układzie NE555 wartości tych napięć ustalone są przez podział napięcia zasilania. Skrócenie czasu przeładowywania pozwala na zmniejszenie powstających błędów przetwarzania. Można to osiągnąć przez obniżenie impedancji wyjściowej przetwornika p/T np. przez dodatkowe zastosowanie wtórnika emiterowego jak na rys.5c.
3. Ze względu na znaczne pojemności pomiędzy żyłami kabla zachodzi zjawisko zakłócania napięcia zasilającego w chwilach zmiany poziomu sygnału wyjściowego. Jest to, podobnie jak opisano wyżej, przyczyną błędów przetwarzania w przetworniku p/T. Analogiczne zjawisko dotyczy zakłócania wartości napięcia kompensującego zmiany temperaturowe dla konfiguracji z rys.3 — w czasie procesów przejściowych zakłócone napięcie kompensujące powoduje powstanie dodatkowych błędów przetwarzania. Uniknięcie tego efektu możliwe jest jedynie przez zastosowanie indywidualnego ekranowania poszczególnych żył.

4. PODSUMOWANIE

Wpływ parametrów toru transmisji sygnału częstotliwościowego zależy od konstrukcji układu wyjściowego przetwornika. Badania przeprowadzone dla przetwornika p/T opartego o układ multiwibratora generującego prostokątny sygnał wyjściowy pozwoliły na opracowanie układu wyjściowego zapewniającego praktyczną eliminację tego wpływu.

Zastosowanie układu wyjściowego pokazanego na rys.5c przy jednoczesnym stosowaniu indywidualnego ekranowania żył kabla dało zadowalające efekty. Zmiana odczytywanej częstotliwości sygnału wyjściowego przy zmianach długości (w granicach 1...10 m) i ułożenia kabla, a nawet po wprowadzeniu dodatkowej pojemności obciążenia rzędu 10 nF, nie przekraczała 0.5 Hz/25k Hz, tj. 0.002%. Uzyskano zatem ok. 20-krotne zmniejszenie omawianego wpływu. Jest to jednocześnie wartość o rząd mniejsza niż osiągalna nieliniowość i stabilność temperaturowa tego rodzaju przetwornika p/T.

LITERATURA

1. Jaworski J.: Matematyczne podstawy metrologii. WNT, Warszawa 1979.
2. Woolvet G.A.: Transducers in digital systems. Peter Peregrinus Ltd, Londyn 1977.
3. Urzędniczek H.: Comparative investigations of parameter-to-period measuring converters. Proceedings of XIII IMEKO World Congress, Torino 1994.
4. Urzędniczek H.: Wpływ pojemności rozproszenia na charakterystykę przetwarzania przetwornika C/T. Materiały XX Międzynarodowej Konferencji Metrologów, Szczecin 1988.
5. Tkocz K., Twardoń W., Urzędniczek H., Zakrzewski J.: Kompensacja temperaturowa pomiarowego przetwornika pojemnościowo-częstotliwościowego. ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 114, Gliwice 1991.
6. Kikowski M.: Analiza dokładności przetwarzania generacyjnego przetwornika z czujnikiem rezystancyjnym. Prace Instytutu Elektroniki Politechniki Śl., Gliwice 1994.
7. Albin M., Hassani m., Sali A.: A Smart Thin Film Sensor for outside Humidity Measurement. Materiały Symposium IMEKO, TC-4, Brussels, May 1993. Zakrzewski J., Urzędniczek H.: Dynamic properties of measuring circuits applied to frequency output transducers. Measurement 1993, nr 11.
8. Zakrzewski J., Urzędniczek H.: Dynamic properties of measuring circuits applied to frequency output transducers. Measurement 1993, nr 11.
9. Lasek L.: Analiza i synteza układów generacyjnych RC. ZN Pol. Śl., ser. Automatyka, z. 91, Gliwice 1988.
10. Ott H.W.: Metody redukcji zakłóceń i szumów w układach elektronicznych. WNT, Warszawa 1979.
11. Katalog przewodów telekomunikacyjnych. Wydawnictwo przemysłowe WEMA, Warszawa 1989.

Recenzent: Dr hab. inż. Leszek Kiełtyka, prof. Pol. Częstochowskiej

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 lutego 1996 r.

Abstract

Various types of measuring converters with parametric sensors (R, L, C, M) are used to measure nonelectric quantities in industrial measurements. To convert the sensor's parameter value into frequency or period of output signal different electronic oscillators or frequency balanced bridges are applied. The base structure of measuring circuit with "parameter-to-period" converter is shown in Fig.1. The accuracy of the whole circuit depends on the errors arising in the transmission system (transmission cable). When analyzing the influence of the transmission system parameters on the measurement accuracy, the following phenomena should be taken into

consideration: external electromagnetic disturbance, loading of the converter output by the cable and loading of the cable output by input of the period or frequency measuring device.

Results of investigations of the above mentioned effects are described in this paper. The investigations have been realized for a type of "parameter-to-period" converter, which has the best accuracy [3]. The structure of this converter is shown in Fig.2. When a cable has been connected to the output of this transducer directly, the arised additional errors have been equal to about 0.05% and their values have been comparable to other error values (nonlinearity, temperature influence). In addition, values of these errors have depended on type of the cabel and its location. To minimize the additional error a separate output circuit has been designed - Fig.5. When applying this circuit the reduction of the errors, caused by the output signal transmission system has reached 20 times.

Otylia PASECKA

POMIARY KONDUKTYWNOŚCI CIEPLNEJ RUR CIENKOŚCIENNYCH WYKONANYCH Z MATERIAŁÓW DOBRZE PRZEWODZĄCYCH CIEPŁO

Streszczenie. W artykule przedstawiono ogólną zasadę pomiaru konduktywności cieplnej. Dla rozważanego modelu fizycznego, składającego się z cienkościennej rury i grzejnika, określono warunki wymiany ciepła. Przez rurę przepływa płyn o stałych właściwościach fizycznych i o stałym przepływie objętości. Na rurze nawinięty jest grzejnik elektryczny o odpowiedniej długości. Podano zależności pozwalające na obliczenie konduktywności cieplnej rury.

MEASUREMENTS OF THERMAL CONDUCTIVITY OF THIN-WALLED PIPES MADE OF MATERIALS CONDUCTING HEAT

Summary. The general principle of thermal conductivity measurement has been presented in the paper. Conditions of heat exchange for the considered physical model consisting of a thin-walled pipe and a heater have been determined. It has been assumed that a fluid with constant physical properties and constant volume flow flows through the pipe. An electric heater of appropriate length is wound around the pipe. Relations enabling to calculate the pipe thermal conductivity have been given as well.

1. WSTĘP

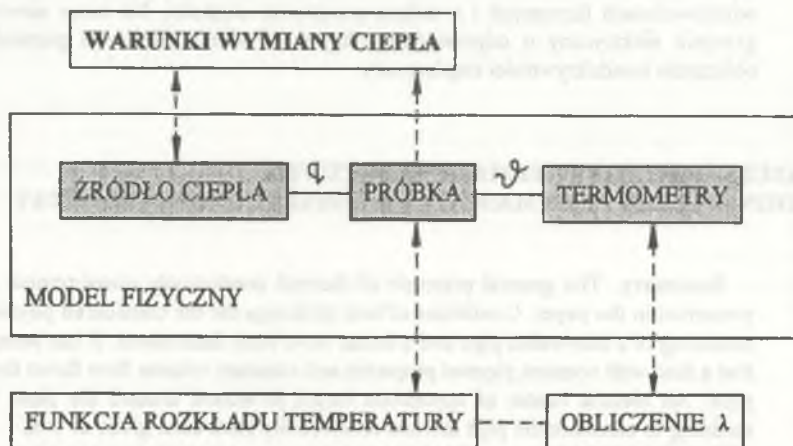
Konduktywność cieplna (przewodność cieplna właściwa) rur cienkościennych wykonanych z materiałów dobrze przewodzących ciepło jest istotnym parametrem związanym z konstrukcją przepływomierzy cieplnych bezkontaktowych. Wartości konduktywności cieplnej podawane w tablicach fizycznych różnią się znacznie od wartości rzeczywistych ze względu na skład chemiczny materiału rury. Ponadto konduktywność cieplna zależy od temperatury i dlatego zakresy temperatur w pomiarach konduktywności cieplnej i w pomiarach przepływu powinny być zbliżone.

2. OGÓLNA ZASADA POMIARU KONDUKTYWNOŚCI CIEPLNEJ

OGólny schemat ilustrujący zasadę pomiaru konduktywności cieplnej przedstawiony jest na rys. 1.

Badana próbka jest ciałem stałym, jednorodnym i izotropowym. Ze źródła ciepła do próbki doprowadzony jest strumień ciepła q .

Źródło ciepła i próbka są ze sobą ściśle związane warunkami wymiany ciepła i tworzą podstawowy model fizyczny, dla którego należy rozwiązać ogólne równanie przewodnictwa cieplnego wraz z odpowiednimi warunkami granicznymi. W wyniku rozwiązania otrzymuje się funkcję rozkładu temperatury próbki, następnie określa się punkty pomiaru temperatury i oblicza się konduktywność cieplną λ . Pomiary konduktywności cieplnej są więc pomiarami pośrednimi.



Rys. 1. Zasada pomiaru konduktywności cieplnej

Fig. 1. The principle of thermal conductivity measurement

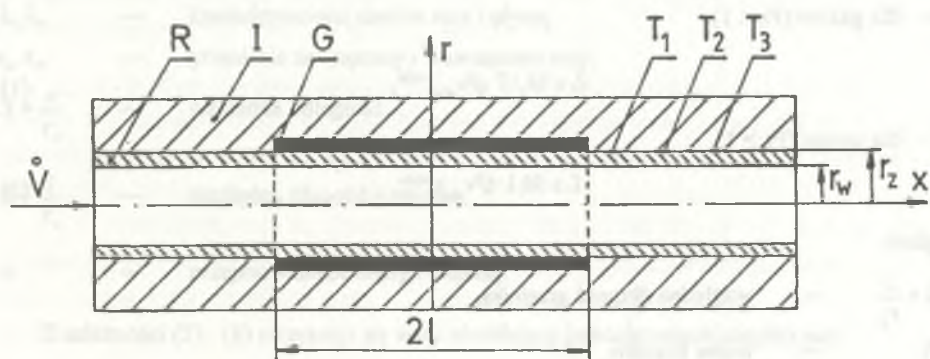
W praktyce wybiera się takie modele fizyczne, dla których rozwiązanie równania przewodnictwa cieplnego jest możliwe. Sprowadza się to najczęściej do zagadnień jednowymiarowej wymiany ciepła w warunkach ustalonych w czasie [3]. W tym celu należy przeprowadzić analizę modelu fizycznego i zapewnić odpowiednie warunki wymiany ciepła. W szczególności należy określić:

- kierunek przewodzenia i powierzchnię wymiany ciepła,
- straty ciepła do otoczenia i sposób izolacji cieplnej lub kompensacji strat,
- powierzchnie izotermiczne i sposoby zapewnienia stałej temperatury.

Funkcja rozkładu temperatury próbki zależy od jej kształtu i wymiarów geometrycznych, kondukcyjności cieplnej λ oraz od strumienia cieplnego.

3. MODEL FIZYCZNY

Badana próbka (rys.2) jest rurą cienkościenną o grubości ($r_z - r_w$) wykonaną z materiału dobrze przewodzącego ciepło (miedź, aluminium). Wartość kondukcyjności cieplnej dobrych przewodników ciepła wynosi $\lambda = (200 \dots 400) \text{ W/mK}$.



Rys.2. Model fizyczny rury cienkościennej i grzejnika. R — rura, I — izolacja cieplna, G — grzejnik, T_1, T_2, T_3 — punkty pomiaru temperatury

Fig.2. Physical model of a thin-walled pipe and a heater: R — pipe, I — heat insulation, G — heater, T_1, T_2, T_3 — points of temperature measurement

W celu zapewnienia odpowiednich warunków wymiany ciepła, zgodnie z zasadą ogólną przedstawianą w punkcie 2, wymiary podłużne rury powinny być dużo większe od jej średnicy. Kierunek przewodzenia ciepła powinien być podłużny, ponieważ gradient temperatury rury w kierunku poprzecznym jest bardzo mały, rzędu setnych części Kelvina [2]. Powierzchnia wymiany ciepła, ze względu na małą powierzchnię przekroju poprzecznego rury, powinna znajdować się na powierzchni rury. Ze względów praktycznych powinna to być powierzchnia zewnętrzna na której można nawinąć grzejnik elektryczny. Straty ciepła do otoczenia są pomijalnie małe w porównaniu z mocą grzejnika elektrycznego, jeżeli zapewni się dobrą izolację cieplną na zewnątrz rury. Powierzchnie izotermiczne rury są powierzchniami przekroju poprzecznego na początku i na końcu rury. Pozostaje więc do określenia charakter wymiany ciepła na wewnętrznej powierzchni rury.

Analiza teoretyczna oraz wyniki badań [1, 2] pozwalają na określenie charakteru wymiany ciepła na powierzchni wewnętrznej rury. Zakłada się, że przez rurę przepływa płyn (gaz lub ciecz) o stałych właściwościach fizycznych i stałej wartości przepływu objętości V , przy czym charakter przepływu powinien być laminarny.

Charakter przepływu nie jest jednak warunkiem wystarczającym do rozwiązania problemu. Bardzo istotnym parametrem jest długość grzejnika. Płyn o temperaturze początkowej θ_p , wpływający w strefę grzejnika jest podgrzewany, a profil temperatury i prędkości płynu jest niestabilizowany. Według badań stabilizacji profilu temperatury i prędkości [2] wymagane długości grzejnika w zakresie liczb Pecleta $10^3 \leq Pe \leq 10^6$ powinny wynosić:

— dla gazów ($Pr < 1$)

$$L \geq 26,67 (Pe_{\min})^{-0,08}, \quad (1)$$

— dla cieczy ($Pr > 1$)

$$L \geq 50,1 (Pe_{\min})^{-0,154}, \quad (2)$$

gdzie:

$L = \frac{l}{r_w}$ — względna długość grzejnika,

Pr — liczba Prandtla,

$Pe_{\min} = Re_{\min} Pr$,

Re_{\min} — liczba Reynolda określająca minimalny przepływ.

Ogólne równania przewodnictwa cieplnego dla rury i płynu wraz z odpowiednimi warunkami brzegowymi zostały przedstawione i rozwiązane w literaturze [1, 2].

Funkcja rozkładu temperatury wzdłuż osi x , dla $x \geq l$, ma postać

$$\theta = A e^{-Bx} \quad (3)$$

gdzie:

$$\theta = \theta(x) - \theta_k, \quad (4)$$

$$B = \sqrt{k Nu}, \quad (5)$$

$$A = \frac{P}{\pi r_w \lambda_p} \frac{1}{4 L Nu} \left(e^{\sqrt{k Nu} L} - e^{-\sqrt{k Nu} L} \right), \quad (6)$$

$$k = \frac{\lambda_p}{\lambda} \frac{r_w^2}{r_i^2 - r_w^2} \quad (7)$$

$$Nu = \frac{2 \alpha r_w}{\lambda_p} \quad (8)$$

gdzie:

- $\vartheta(x)$ — temperatura rury,
- ϑ_k — temperatura końcowa rury i płynu,
- λ, λ_p — konduktywności cieplne rury i płynu,
- r_i, r_w — promienie zewnętrzny i wewnętrzny rury,
- $X = \frac{x}{r_w}$ — względna odległość,
- $L = \frac{l}{r_w}$ — względna długość grzejnika,
- α — przejmowalność energii cieplnej.

Z zależności (3)...(8) otrzymuje się wzór określający konduktywność cieplną rury

$$\lambda = \frac{P}{4 \pi r_w L} \frac{r_w^2}{r_i^2 - r_w^2} \frac{e^{BL} - e^{-BL}}{AB^2} \quad (9)$$

Z zależności (9) wynika, że konduktywność cieplna λ zależy od mocy P grzejnika, wymiarów geometrycznych (r_w, r_i, L) oraz od wartości współczynników A i B , które wyznacza się z funkcji rozkładu temperatury (3). W tym celu wystarczy zmierzyć różnicę temperatur Θ w co najmniej dwóch punktach X_1, X_2 i rozwiązać układ równań [4]

$$\begin{cases} \Theta_1(X_1) = \vartheta_1(X_1) - \vartheta_k = A e^{-BX_1} \\ \Theta_2(X_2) = \vartheta_2(X_2) - \vartheta_k = A e^{-BX_2} \end{cases} \quad (10)$$

Dla $X_2 = 2 X_1$ rozwiązanie układu równań (10) jest proste, a wartości współczynników A i B wynoszą

$$A = \frac{\Theta_1^2}{\Theta_2}; \quad B = \frac{1}{X_1} \ln \frac{\Theta_1}{\Theta_2} \quad (11)$$

Dla kilku punktów pomiarowych temperatury rury wartości A i B wyznacza się logarytmując stronami zależność (3). Wówczas otrzymuje się zależność liniową

$$\ln \Theta_n = \ln A - B X_n, \quad (12)$$

gdzie: $n = 1, 2, 3 \dots$ — kolejne punkty pomiaru temperatury.

Wartości współczynników A i B wyznacza się aproksymując otrzymaną doświadczalnie charakterystykę $\Theta_n = f(X_n)$ zależnością liniową.

4. POMIARY I WNIOSKI

Przeprowadzono pomiary konduktywności cieplnej λ rury aluminiowej o średnicach $r_w = 3,5$ mm, $r_z = 4,0$ mm. Na rurze nawinięto grzejnik z drutu manganinowego o długości $2l = 140$ mm i rezystancji $R_G = 40 \Omega$. Maksymalna moc grzejnika, wynikająca z dopuszczalnej temperatury pracy ($\theta_{dop} \leq 80^\circ\text{C}$), wynosi $P_{max} = 140$ W. Do pomiaru różnicy temperatur zastosowano termoelementy Cu - Konst. umieszczone w trzech punktach (1, 2, 3) za grzejnikiem.

Pomiary wykonano dla kilku wartości przepływu objętości mocy grzejnika. Obliczone wartości konduktywności cieplnej zawarte były w granicach od 205,2 W/mK do 208,5 W/mK, a błąd metody oceniono na kilka %. Otrzymane wartości są zbliżone do wartości podawanych w tablicach fizycznych.

Przedstawiona metoda umożliwia pomiary konduktywności cieplnej rur cienkościennych stosowanych do budowy przepływomierzy cieplnych bezkontaktowych.

LITERATURA

1. Hering M.: Termokinetyka dla elektryków. WNT, Warszawa 1980.
2. Pasecka O.: Analiza przepływomierzy cieplnych bezkontaktowych z uwzględnieniem wpływu temperatury przepływającego płynu. Praca doktorska, Pol. Śl., Gliwice 1979.
3. Praca zbiorowa: Pomiary cieplne. WNT, Warszawa 1993.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Jerzy Jaskulski

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 lutego 1996 r.

Abstract

The general principle of thermal conductivity measurement has been presented in the paper. Conditions of heat exchange for the considered physical model consisting of a thin-walled pipe and a heater have been determined. It has been assumed that a fluid with constant physical properties and constant volume flow flows through the pipe. An electric heater of appropriate length is wound around the pipe.

Relations determining the function of temperature distribution outside the pipe behind the heater have been given. Thermal conductivity of the pipe depends on heater power, dimensions of the pipe and the heater and temperature distribution behind the heater. Relations enabling to calculate the pipe thermal conductivity have been given as well.

CONSTRUCTION OF A PIPE WITH HEATER IN DETERMINING THE MEASUREMENT OF THERMAL CONDUCTIVITY

Summary: Principles of a thin-walled pipe along with an electric heater for measurement of thermal conductivity are described. Conditions of heat exchange for the considered physical model consisting of a thin-walled pipe and a heater have been determined. It has been assumed that a fluid with constant physical properties and constant volume flow flows through the pipe. An electric heater of appropriate length is wound around the pipe.

1. WSTĘP

W niniejszym artykule przedstawiono ogólny schemat pomiaru przewodności cieplnej rurki cienkościennych. Zakładano, że przez rurkę przepływa ciecz o stałych właściwościach fizycznych i stałym przepływie objętościowym.

Podano zależności określające funkcję rozkładu temperatury wzdłuż rurki za grzejnikiem. Przewodność cieplna rurki zależy od mocy grzejnika, wymiarów rurki i grzejnika oraz od rozkładu temperatury wzdłuż grzejnika. Podano zależności umożliwiające wyznaczenie przewodności cieplnej rurki.

Bogusław KASPERCZYK

KONSTRUKCJA SONDY Z ELEKTRODAMI RTĘCIOWYMI DO POMIARÓW REZYSTYWNOSCI POWŁOK

Streszczenie. W artykule przedstawiono konstrukcję sondy z elektrodami rtęciowymi, przeznaczoną do pomiarów metodą dwupunktową rezystywności powłok na podłożach przewodzących. Autor eksperymentalnie wykazał, że wpływ zjawisk fizykochemicznych występujących w sondzie na wynik pomiaru małych rezystancji można wyeliminować.

CONSTRUCTION OF A PROBE WITH MERCURY ELECTRODES FOR MEASUREMENTS OF COATING RESISTIVITY

Summary. Construction of a probe with mercury electrodes for measurement of resistivity of coatings on conducting base by means of the two-point method has been presented in the paper. It has been experimentally proved that influence of physical-chemical phenomena on the results of small resistance measurement can be eliminated.

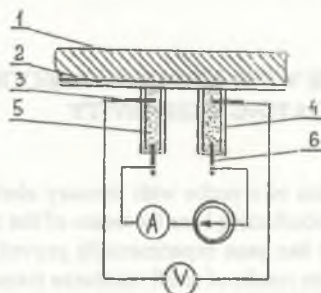
1. WPROWADZENIE

Pomiary rezystywności powłok na podłożach przewodzących i izolacyjnych realizowane są zarówno w trakcie przeprowadzania prac badawczych nad nowymi materiałami, jak i w kontroli przebiegu procesów technologicznych.

Różnicowane właściwości fizykochemiczne wielowarstwowych obiektów pomiarowych narzucają często istotne ograniczenia w wyborze sposobu pomiaru. Wyznaczenie rezystywności powłoki pokrywającej materiał przewodzący można zrealizować między innymi metodą dwupunktową, a omówiona w dalszej części pracy sonda z elektrodami rtęciowymi stanowi element układu realizującego pomiary według tej metody. Konstrukcja ma nowe rozwiązania nie występujące w urządzeniach opisanych w literaturze [1].

2. DWUPUNKTOWA METODA WYZNACZANIA REZYSTYWNOCI MATERIAŁU

Badany obiekt z naniesioną powłoką przykłada się jednostronnie do dwóch pomiarowych elektrod rtęciowych znajdujących się w niewielkiej, znanej i stałej odległości od siebie. Uproszczony schemat wzajemnego położenia elektrod (5) i badanego obiektu (1) przedstawia rys.1. Znajdująca się w każdej z nich rtęć jest doprowadzana do powierzchni powłoki i tworzy z nią zestyki elektryczne. Powierzchnia kołowa takiego zestyku jest znana i równa powierzchni przekroju rurki teflonowej wchodzącej w skład każdej elektrody. Pomiędzy doprowadzeniami prądowymi (6) obu elektrod wymuszany jest przepływ prądu elektrycznego o znanej wartości (A). Równocześnie dokonuje się pomiarów napięcia (V) pomiędzy doprowadzeniami napięciowymi (3) elektrod. Opierając się na uzyskanych wynikach pomiarów można obliczyć rezystancję występującą pomiędzy zestykami elektrycznymi elektrod i powłoki. Dwa zestyki elektrod rtęciowych z badanym obiektem występujące w trakcie pomiarów określają dwupunktowy charakter metody pomiaru.



Rys. 1. Pomiarowe elektrody rtęciowe w układzie z badanym obiektem. 1 — podłoże badanego obiektu, 2 — powłoka, 3 — doprowadzenie napięciowe, 4 — rurka teflonowa, 5 — słupek rtęci, 6 — doprowadzenie prądowe, A — amperomierz, V — woltomierz

Fig. 1. Measuring mercury electrodes and the tested object. 1 — base of the tested object, 2 — coating, 3 — voltage terminal, 4 — teflon pipe, 5 — column of mercury, 6 — current terminal, a — ammeter, V — voltmeter

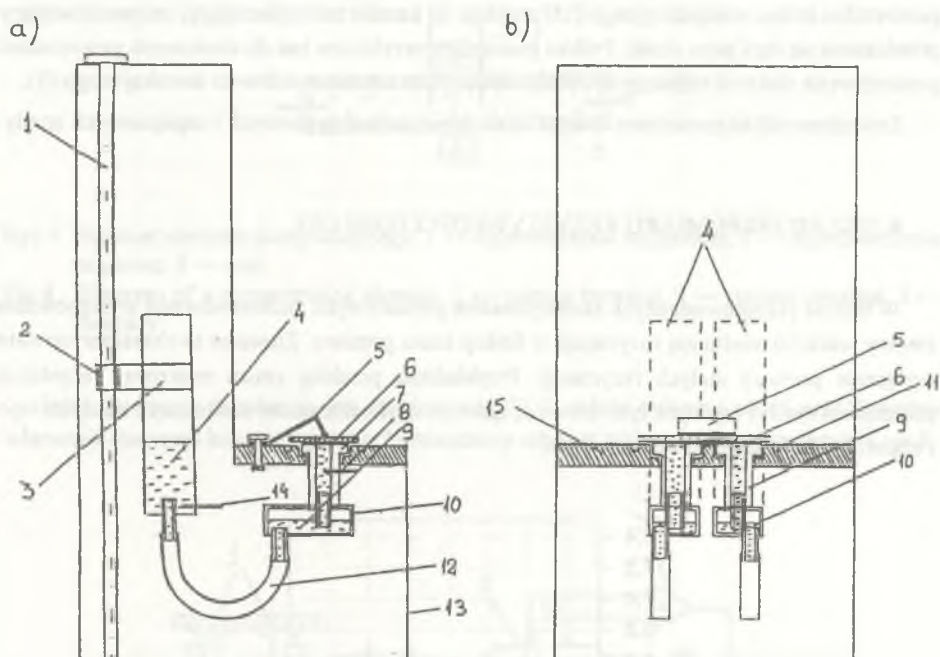
Wyznaczona rezystancja łącznie ze znanymi wartościami:

- powierzchni obu zestyków,
- grubości podłoża i powłoki określonymi dla badanego obiektu,
- odległości pomiędzy sondami,
- przewodności materiału podłoża

umożliwia na drodze analizy rozkładu pól elektrycznych w badanym obiekcie wyznaczenie rezystywności powłoki. Przykłady rozwiązania tego zagadnienia opisane są w literaturze [2, 3].

3. OPIS KONSTRUKCJI SONDY

Schemat konstrukcji sondy z elektrodami rtęciowymi przedstawia rys.2.



Rys.2. Uproszczony schemat funkcjonalny sondy z elektrodami rtęciowymi: a) przekrój boczny, b) przekrój czołowy; 1 — wałek gwintowany, 2 — tulejka, 3 — obejma, 4 — zbiorniczek z rtęcią, 5 — uchwyt dociskający badaną próbkę, 6 — badana próbka, 7 — pomiarowa elektroda rtęciowa, 8 — doprowadzenie napięciowe, 9 — rtęć, 10 — komora czyszcząca, 11 — kanałik zabezpieczający, 12 — wężyk teflonowy, 13 — obudowa metalowa, 14 — doprowadzenie prądowe, 15 — stolik manipulacyjny

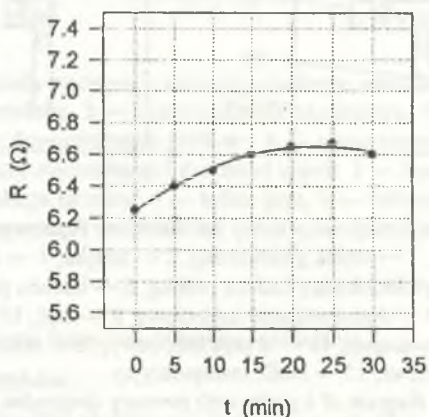
Fig.2. Simplified functional diagram of a probe with mercury electrodes: a) side section, b) front section. 1 — threaded shaft, 2 — sleeve, 3 — damping ring, 4 — container with mercury, 5 — holder tightening the tested object, 6 — tested object, 7 — measuring mercury electrode, 8 — voltage terminal, 9 — mercury, 10 — cleaning chamber, 11 — protective channel, 12 — teflon hose, 13 — metal casing, 14 — current terminal, 15 — manipulation table

W metalowej obudowie (13) zamontowane są dwa zbiorniczki z rtęcią (4), dwie komory czyszczące (10) oraz dwie pomiarowe elektrody rtęciowe (7). Zbiorniczek z rtęcią połączony jest wężykiem teflonowym (12) z komorą czyszczącą (10). W każdym zbiorniczku z rtęcią znajduje się elektroda prądowa (14), a w sondzie elektroda napięciowa (8). Położenie zbiorniczków z rtęcią można zmieniać przesuwając je w pionie jednocześnie za pomocą wałka gwintowanego (1) i tulejki (2). Doprowadzenie rtęci do powierzchni badanej próbki następuje poprzez przemieszczenie zbiorniczka z rtęcią w dół. Rtęć wypełnia wtedy komorę czyszczącą, a następnie wewnętrzny kanał sondy docierając do powierzchni próbki. Wokół obu sond rtęciowych na powierzchni stolika manipulacyjnego (15) znajduje się kanałek zabezpieczający, uniemożliwiający przedostanie się rtęci poza stolik. Próbka pomiarowa przyłożona jest do czołowych powierzchni pomiarowych elektrod rtęciowych i dociskana za pośrednictwem uchwyty dociskającego (5).

Zewnętrzny układ pomiarowy dołącza się do doprowadzeń prądowych i napięciowych sondy.

4. UKŁAD DO POMIARU REZYSTYWNOŚCI POWŁOKI

W trakcie przeprowadzanych eksperymentów pomiarowych zaobserwowano występowanie zmiany wartości mierzonej rezystancji w funkcji czasu pomiaru. Zjawisko to charakteryzowało wyłącznie pomiary małych rezystancji. Przykładowy przebieg zmian mierzonej rezystancji przedstawia rys.3. Przyczyną tych zmian są zjawiska fizykochemiczne zachodzące na styku rtęci i materiału doprowadzeń napięciowych.

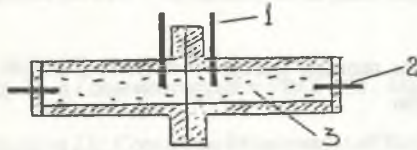


Rys.3. Zmiany mierzonej rezystancji w funkcji czasu pomiaru (wg układu z rys.1)

Fig.3. Changes of the measured resistance vs. time of measurement (according to the diagram shown in Fig.1)

W celu wyeliminowania wpływu tych zjawisk na wynik pomiaru autor zastosował dodatkowy element kompensujący przedstawiony na rys.4, włączany w układ pomiarowy w sposób opisany w dalszej części artykułu.

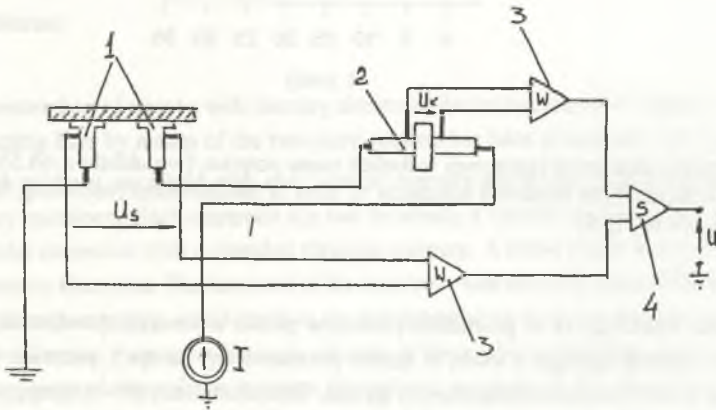
Konstrukcja elementu kompensującego jest ściśle związana z konstrukcją pomiarowych elektrod rtęciowych. Odległość pomiędzy doprowadzeniami napięciowymi (1) w elemencie kompensującym jest równa dwukrotnej odległości doprowadzenia napięciowego w elektrodzie rtęciowej od czoła tej elektrody. Średnica kanału elementu jest równa średnicy kanału elektrody.



Rys.4. Schemat elementu kompensującego; 1 — doprowadzenia napięciowe, 2 — doprowadzenia prądowe, 3 — rtęć

Fig.4. Diagram of a compensating element. 1 — voltage terminal, 2 — current terminal, 3 — mercury

Jeżeli mierzona rezystancja jest mniejsza od 100Ω , należy połączyć układ umożliwiający włączenie elementu kompensującego. Uproszczony schemat takiego układu przedstawia rys.5.



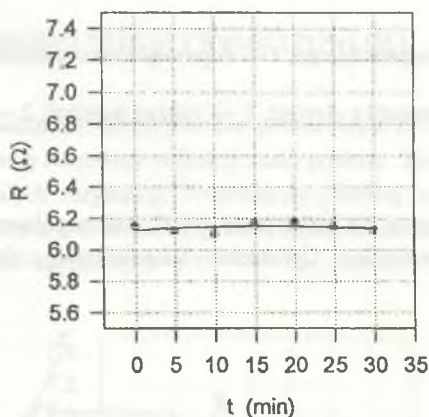
Rys.5. Uproszczony schemat układu do pomiaru małych rezystancji; 1 — sonda, 2 — element kompensujący, 3 — wzmacniacz, 4 — sumator

Fig.5. Simplified diagram of a circuit for small resistance measurement. 1 — probe, 2 — compensating element, 3 — amplifier, 4 — adder

Układ ten realizuje elektronicznie odejmowanie napięć: U_s występującego pomiędzy doprowadzeniami napięciowymi elektrod sondy i U_k pomiędzy doprowadzeniami napięciowymi elementu kompensującego. Mierzone na wyjściu układu napięcie U nie jest obciążone wpływem pasywnych zjawisk fizykochemicznych występujących w elektrodach pomiarowych i może bezpośrednio posłużyć do obliczenia rezystancji próbki. Dodatkowo wyeliminowano również wpływ na wynik pomiaru rezystancji słupków rtęci znajdujących się pomiędzy doprowadzeniami napięciowymi elektrod rtęciowych a powierzchnią powłoki.

W przypadku pomiarów dużych rezystancji ($R > 100 \Omega$) sondę należy włączyć w sposób przedstawiony na rys. 1.

Rysunek 6 przedstawia rezultaty pomiarów rezystancji próbki w układzie z włączonym elementem kompensującym.



Rys. 6. Zmiany mierzonej rezystancji w funkcji czasu pomiaru (wg układu z rys.5)

Fig.6. Changes of the measured resistance vs. time of measurement (according to the diagram shown in Fig.5)

Wyniki wskazują, że w przypadku pomiarów próbki o niewielkiej rezystancji, połączenie elementu kompensującego z sondą w sposób przedstawiony na rys.5, pozwala wyeliminować wpływ na wynik pomiaru niepożądanych zjawisk fizykochemicznych występujących w sondzie.

5. WNIOSKI

Opisana sonda z pomiarowymi elektrodami rtęciowymi umożliwia przeprowadzenie pomiarów rezystancji dla próbek. Dobór układu pomiarowego jest uzależniony od przewidywanej wartości rezystancji, ale w każdym przypadku następuje minimalizacja wpływu konstrukcji sondy na wynik pomiaru.

LITERATURA

1. Prober z sondą rtęciową i charakterografem PRCI - 83. Materiały informacyjne PIE Unitra Cemi.
2. Mivamoto N., Nishizawa J.I.: Contactless Measurement of Resistivity of Slices Semiconductor Materials. The Review of Scientific Instrument vo.38, 1967.
3. Starobogatow R.O.: Razcziet szutirujuszczewo soprotiwlenia gibridhowo. SKWID. Metrologia vo.6, 1985.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Jerzy Jaskulski

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 lutego 1996 r.

Abstract

Construction of a probe with mercury electrodes for measurement of resistivity of coatings on conducting base by means of the two-point method has been presented in the paper.

The probe is equipped with two vertical mercury electrodes connected separately to two mercury containers. Each electrode has two terminals; a current terminal and a voltage one. The electrodes cooperate with a chamber cleaning mercury. A tested object is horizontally applied to the mercury electrodes. Displacement of the containers with mercury causes filling of the electrode channels with mercury, which leads to the contact between mercury and the coating. The tested object resistance (resistance between contacts of electrodes) is determined in an indirect way by measurement of the voltage between the voltage terminals of the electrodes and the current flowing through the electrodes. Conductivity of the coatings can be determined x by analysis of the distribution of electric fields basing on the following data: dimensions of the tested object and the probes, resistivity of the base and the measured resistance.

It has been experimentally proved that influence of physical-chemical phenomena on the results of small resistance measurement can be eliminated.

In order to do it the probe should be connected to the additional compensating element in the way shown in the paper.

