

Janusz GUZIK

Brunon SZADKOWSKI

ANALIZA BŁĘDÓW KONWERTERA PRĄD-NAPIĘCIE  
PRZY PRZETWARZANIU SKRAJNIE MAŁYCH PRĄDÓW  
O INFRANISKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI ( $10^{-3}$ -10)Hz

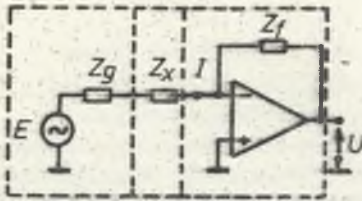
**Streszczenie.** Przeprowadzono analizę błędów konwertera prąd-napięcie do przetwarzania skrajnie małych prądów o infraniskiej częstotliwości ( $10^{-3}$ -10)Hz występujących w niektórych badaniach dielektryków. Przedstawiono schematy zastępcze uwzględniające istotne czynniki powodujące błąd konwertera prąd-napięcie w obszarze założonych zastosowań. Rozpatrzono wpływ skończonych parametrów rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego (współczynnik wzmocnienia, impedancja wejściowa i wyjściowa, współczynnik tłumienia sygnału wspólnego), jego niezrównoważenia i szumów. Na podstawie analizy dokonano wyboru ograniczenia na wartość rezystancji sprzężenia zwrotnego z punktu widzenia udziału poszczególnych składników błędu konwertera prąd-napięcie. W rozpatrywanym zakresie częstotliwości ( $10^{-3}$ -10)Hz występujące błędy przetwarzania (błąd amplitudowy, błąd fazowy, błąd niezrównoważenia, błąd szumowy) można zminimalizować poprzez dobór parametrów konwertera, a w szczególności poprzez dobór wzmacniacza operacyjnego o jak najmniejszych prądach polaryzacji).

## 1. Wprowadzenie

Przedstawiona analiza związana jest z opracowaniem układów pomiarowych do badania dielektryków w zakresie infraniskich częstotliwości [10, 11, 12, 13]. Podstawowym elementem w takich układach jest konwerter prąd-napięcie ze wzmacniaczem operacyjnym. Przetwarzanie skrajnie małych prądów płynących przez badany dielektryk (tj. porównywalnych z prądami polaryzacyjnymi wzmacniaczy) w nietypowym zakresie infraniskich częstotliwości powoduje istotne trudności w budowie odpowiednich konwerterów. Zastosowane w cytowanych pracach rozwiązania wymagały specjalnego doboru elementów lub obwodów pomocniczych, przy czym zasady doboru nie zostały rozważone w sposób wystarczający. Znanie w literaturze opisy konwerterów stosowanych w innych zakresach częstotliwości [1, 2, 3, 5, 6, 7, 8] nie mogą być bezpośrednio wykorzystane do założonych celów.

## 2. Wpływ rzeczywistych parametrów wzmacniacza operacyjnego

Podstawowy układ do pomiaru prądu za pomocą konwertera prąd-napięcie z wykorzystaniem wejścia odwracającego wzmacniacz zamieszczono na rys. 1.



Przez  $E$  i  $Z_g$  oznaczono parametry generatora (tj. siłę elektromotoryczną i impedancję wewnętrzną), natomiast  $Z_x$  reprezentuje impedancję badanej próbki dielektryka. Równanie przetwarzania konwertera, w przypadku zastosowania idealnego wzmacniacza, jest następujące [5]:

Rys. 1. Podstawowy układ do pomiaru prądu w dielektryku za pomocą konwertera I/U

Fig. 1. Basic system for current measurement in the dielectric by means of I/U converter

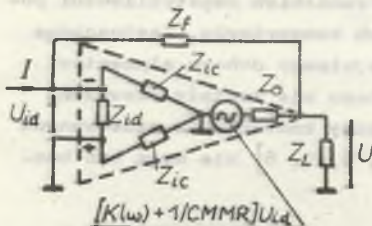
$$\left. \begin{aligned} U &= -I Z_f \\ \varphi &= -\pi \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

gdzie:

- $I$  - prąd wejściowy,
- $Z_f$  - impedancja pętli sprzężenia zwrotnego,
- $U$  - napięcie wyjściowe,
- $\varphi$  - przesunięcie fazowe konwertera.

W przypadku wzmacniacza rzeczywistego w równaniu przetwarzania należy uwzględnić następujące parametry:

- a)  $|K(\omega)|$  - skończoną wartość współczynnika wzmocnienia,
- b)  $Z_{id}$  - skończoną wartość impedancji wejściowej wzmacniacza dla sygnału różnicowego,
- c)  $Z_{ic}$  - skończoną wartość impedancji wejściowej wzmacniacza dla sygnału sumacyjnego,
- d)  $Z_o$  - skończoną wartość impedancji wyjściowej wzmacniacza,
- e) CMRR - skończoną wartość współczynnika tłumienia sygnału wspólnego.



Rys. 2. Schemat zastępczy rzeczywistego konwertera I/U

Fig. 2. Equivalent scheme of real I/U converter

Odpowiedni schemat zastępczy rzeczywistego konwertera przedstawiono na rys. 2. W rozpatrywanym zakresie częstotliwości ( $10^{-3}$ - $10$ Hz) można przyjąć, że wzmocnienie  $|K(\omega)|$  przyjmuje wartość równą wzmocnieniu stałoprądowemu  $K_o$  oraz że poszczególne impedancje wzmacniacza mają charakter rezystancyjno-pojemnościowy (wpływ indukcyjności jest pomijalnie mały).

Stosując wzmacniacze, dla których  $|Z_o| \ll |Z_{id}|$ ,  $|K(\omega)| \gg (CMRR)^{-1}$  oraz  $|Z_{ic}| \gg |Z_{id}|$  oraz dobierając obciążenie  $|Z_L|$  tak, by  $|Z_L| \gg |Z_o|$ , można równanie przetwarzania rzeczywistego konwertera w zakresie infraniskich częstotliwości opisać za pomocą zależności:

$$\left. \begin{aligned} U &= -I Z_f \frac{1}{1 + \frac{1}{K_o} \left(1 + \frac{Z_f}{Z_{id}}\right)} \\ \varphi &= \arg \left[ \frac{-Z_f}{1 + \frac{1}{K_o} \left(1 + \frac{Z_f}{Z_{id}}\right)} \right] \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

W dalszym ciągu będziemy rozważać błąd amplitudowy  $\delta_A^\circ$ :

$$\left| \delta_A^\circ \right| = \left| \frac{\left[ \frac{U(\omega)}{I(\omega)} \right]_{rz} - \left[ \frac{U(\omega)}{I(\omega)} \right]_{id}}{\left[ \frac{U(\omega)}{I(\omega)} \right]_{id}} \right| \quad (3)$$

i błąd fazowy  $\delta_\varphi^\circ$  konwertera prąd-napięcie:

$$\delta_\varphi^\circ = \frac{1}{\pi} \arg \left\{ \left[ \frac{U(\omega)}{I(\omega)} \right]_{rz} \right\} \quad (4)$$

gdzie:  $\left[ \frac{U(\omega)}{I(\omega)} \right]_{rz}$ ,  $\left[ \frac{U(\omega)}{I(\omega)} \right]_{id}$  oznaczają transmitancje rzeczywistego i idealnego konwertera.

Rozwijając wyrażenie  $\left[ 1 + K_o^{-1} \left( 1 + Z_f/Z_{id} \right) \right]^{-1}$  z równania (2) w szereg Taylora oraz przyjmując  $Z_{id} = R_{id} \parallel C_{id}$  i  $Z_f = R_f C_f$ , gdzie symbol "||" oznacza równoległe połączenie rezystancji i pojemności, błąd amplitudowy  $\left| \delta_A^\circ \right|$  opisać można zależnością:

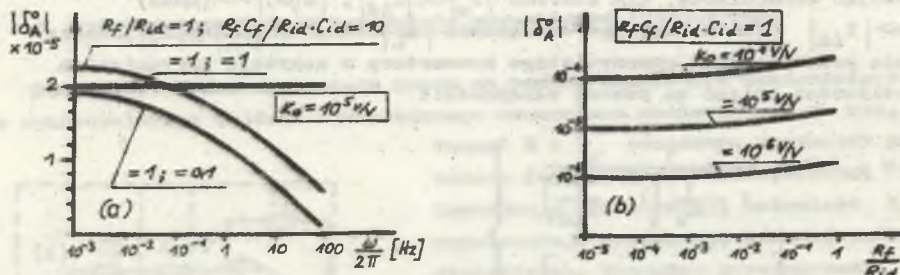
$$\left| \delta_A^\circ \right| = K_o^{-1} \left[ 1 + \frac{R_f}{R_{id}} \left( \frac{1 + \omega^2 R_{id} C_{id} R_f C_f}{1 + \omega^2 R_f^2 C_f^2} \right)^2 \right]^2 + \omega^2 \left[ \frac{R_{id} C_{id} R_f C_f}{1 + \omega^2 R_f^2 C_f^2} \right]^2 \frac{R_f}{R_{id}} \quad (5)$$

Zauważmy, że wprowadzając warunek  $R_f C_f = R_{id} C_{id}$  uniezależnimy wyrażenie (5) do częstotliwości, co prowadzi do równania:

$$\left| \delta_A^\circ \right| = K_o^{-1} \left( 1 + R_f/R_{id} \right). \quad (6)$$

W praktyce warunek ten można łatwo spełnić przez dopasowanie pojemności wzmacniacza wraz z pojemnościami montażowymi tak, by  $C_f = R_{id} C_{id}/R_f$ . Wykres zmian  $\left| \delta_A^\circ \right|$  w funkcji częstotliwości  $\omega$  dla różnych wartości stosunków  $R_f C_f/R_{id} C_{id}$  i  $R_f/R_{id}$  oraz  $K_o = 10^5$  V/V zamieszczono na rys. 3a,b.





Rys. 3. Zależność błędu amplitudowego  $|\delta_A^0|$  od częstotliwości (a) i od wartości stosunku  $R_f/R_{id}$  (b)

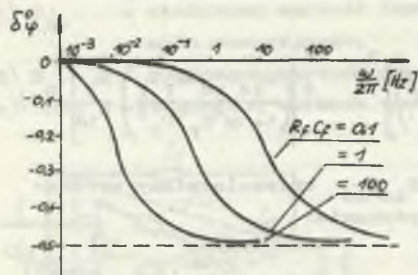
Fig. 3. Amplitude error  $|\delta_A^0|$  dependence of frequency (a) and ratio value  $R_f/R_{id}$  (b)

Z rys. 3 wynika, że niedopasowanie pojemności  $C_f, C_{id}$  wg podanego warunku powoduje wzrost błędu  $|\delta_A^0|$  przy zmniejszeniu częstotliwości pomiarowej; im silniejsze niedopasowania pojemności, tym większe są błędy.

Dobór odpowiednio dużej wartości współczynnika wzmocnienia  $K_0$  (np.  $10^5 - 10^6$ ) V/V oraz dopasowanie pojemności  $C_f$  i  $C_{id}$  pozwala ograniczyć błąd  $|\delta_A^0|$  w całym zakresie częstotliwości do wartości mniejszych od 0,001%.

Błąd fazowy konwertera  $\delta_\varphi^0$  (por. równania (4) i (2)) można podobnie jak w przypadku błędu  $|\delta_A^0|$  (por. równania (3) i (5)) sprowadzić do postaci:

$$\delta_\varphi^0 = \frac{1}{\pi} \arctg \left\{ - \frac{\omega R_{id} R_f [(K_0 + 1) C_f + C_{id}]}{(K_0 + 1) R_{id} + R_f} \right\} \cong \frac{1}{\pi} \arctg (-\omega R_f C_f). \quad (7)$$



Rys. 4. Zależność błędu fazowego  $\delta_\varphi^0$  konwertera I/U od częstotliwości

Fig. 4. Phase error  $\delta_\varphi^0$  dependence of I/U converter on frequency

Wykres charakterystyki częstotliwościowej błędu fazowego konwertera przedstawiono na rys. 4; Z przedstawionego wykresu wynika możliwość minimalizacji błędu  $\delta_\varphi^0$  przez zmniejszanie wartości iloczynu  $R_f \cdot C_f$ , co może być w sprzeczności z postulatem dopasowania pojemności w celu zmniejszenia błędu amplitudowego. Minimalizacja błędu fazowego jest istotna w przypadku zrównoważonych układów pomiarowych [10] i wówczas konieczny jest kompromisowy dobór  $R_f C_f$ .

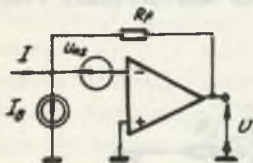
### 3. Wpływ niezrównoważenia wzmacniacza

Niezrównoważenie wzmacniacza operacyjnego jest jednym z głównych błędów konwertera prąd-napięcie, przeznaczanego do pomiaru prądów porównywalnych z prądami polaryzacji wzmacniacza. Odpowiedni do rozważań schemat zastępczy konwertera uwzględniający główne źródła błędów: wejściowe napięcie niezrównoważenia  $U_{os}$  i wejściowy prąd polaryzacji  $I_B$  wzmacniacza przedstawiono na rys. 5. Dla podanego schematu zastępczego obowiązuje równanie:

$$U = - (I + I_B) R_f + U_{os}, \quad (8)$$

skąd po uwzględnieniu definicji (równanie (3)) otrzymujemy zależność określającą błąd niezrównoważenia konwertera  $|\delta_N^o|$ :

$$|\delta_N^o| = \left| \frac{I_B}{I} - \frac{U_{os}}{I R_f} \right|. \quad (9)$$



Rys. 5. Schemat zastępczy niezrównoważonego konwertera I/U

Fig. 5. Equivalent scheme of unbalanced I/U converter

W praktyce minimalizację błędu  $|\delta_N^o|$  przeprowadza się trzema sposobami:

- wprowadzając na wejście nieodwracające wzmacniacza rezystor kompensujący  $R_k$  o wartości  $R_k \cong R_f$  [2], przez co można uzyskać około 5...7-krotne zmniejszenie składowej błędu  $|\delta_N^o|$  wywołanej prądem polaryzacji  $I_B$ ,
- stosując dodatkowe układy aktywne, kompensujące prąd polaryzacji  $I_B$  konwertera, co okupione jest jednak węższym (w zakresie częstotliwości) zapasem stabilności całego układu [3],
- wykorzystując możliwość zewnętrznej kompensacji napięcia niezrównoważenia  $U_{os}$  za pomocą potencjometru lub układów potencjometrycznych [5].

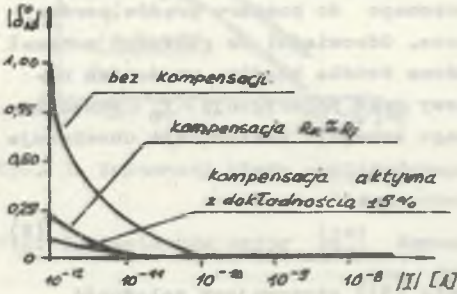
Zalecenia te są sprawdzone dla pomiarów prądów  $|I| \geq (10^2 - 10^3) I_B$ .

W rozważanym obszarze zastosowań konwertera sytuację dodatkowo komplikuje fakt, że szybkość narastania skrajnie małych prądów o infranielkiej częstotliwości są porównywalne z dryftem termicznym i czasowym źródła niezrównoważenia wzmacniacza. Zmusza to do termostatyzacji układu konwertera oraz do dokonywania dużej liczby pomiarów w krótkim, to znaczy porównywalnym

z okresem sygnału pomiarowego czasie, by dokonać koniecznej obróbki statystycznej sygnału wyjściowego, co można zrealizować za pomocą mikroprocesora [10]. Zagadnienie to może ulec uproszczeniu przy przyjęciu założenia,

że konwerter i układ kompensujący wpływy niezrównoważenia wykonane są na wzmacniaczach umieszczonych na wspólnym podłożu (np. Bi-FET B082D - B084D produkcji NRD). Uwzględniając silną korelację dryftów termicznych i czasowych źródeł niezrównoważenia [9] można trudności tej uniknąć.

Zależność błędu niezrównoważenia  $|\delta_N^0|$  od prądu wejściowego  $|I|$  dla różnych sposobów kompensacji  $I_B$  i  $U_{OS}$  przedstawiono na rys. 6. Dokładność kompensacji za pomocą dodatkowego układu aktywnego nie może być osiągalna dowolnie, jest ona zależna od poziomu szumów zastosowanych elementów.



Rys. 6. Zależność błędu niezrównoważenia  $|\delta_N^0|$  konwertera I/U dla różnych sposobów kompensacji jego źródeł

Fig. 6. Unbalance error  $|\delta_N^0|$  of I/U converter for different ways of compensation of its sources

#### 4. Wpływ szumów wzmacniacza

Na szumy konwertera prąd-napięcie składają się zarówno szumy samego wzmacniacza, będące wypadkową szumów białych, wybuchowych i typu  $1/f$  oraz szumy termiczne rezystorów użytych do jego budowy. W interesującym nas zakresie częstotliwości ( $10^{-3}$  -  $10$ ) Hz decydującą rolę odgrywają szumy typu  $1/f$  samego wzmacniacza [9]. Oznacza to występowanie krytycznych warunków przetwarzania skrajnie małych prądów dla najniższej częstotliwości z założonego zakresu, tj. dla  $10^{-3}$  Hz. Odpowiedni do rozważań schemat zastępczy konwertera dla szumów przedstawia rys. 7. Zastępcze wyjściowe napięcie szumów określone jest równaniem [4]:

$$U_{no}^2 = \sqrt{(e^2)^2 + (i^2 R_f)^2 + (e_f^2)^2} \approx \sqrt{(e^2)^2 + (i^2 R_f)^2}, \quad (10)$$

gdzie:

$e^2$  - zastępcze wejściowe napięcie szumów,

$i^2$  - zastępczy wejściowy prąd szumów,

$e_f^2$  - zastępcze napięcie szumów termicznych rezystora  $R_f$ .

Sumowy błąd konwertera  $|\delta_{ni}^0|$  (po uwzględnieniu definicji - równanie (3)) odniesiony do wejścia wzmacniacza można określić zależnością:

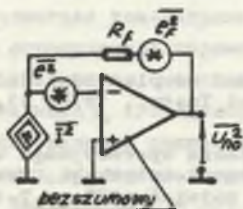


$$|\delta_{ni}^0| = \frac{\sqrt{(\overline{e^2})^2 + (\overline{i^2 R_f})^2}}{R_f |I|} \quad (11)$$

Mając na uwadze fakt, że dla  $f=f_{\min}$   $\overline{e^2} = \overline{e(f)^2} = \overline{e_{\max}^2}$ ,  $\overline{i^2} = \overline{i(f)^2} = \overline{i_{\max}^2}$ , maksymalny szumowy błąd konwertera  $|\delta_{ni}^0 \max|$  nie może przekroczyć wartości:

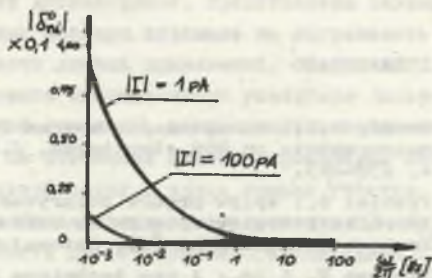
$$|\delta_{ni}^0 \max| \leq \frac{\sqrt{(\overline{e_{\max}^2})^2 + (\overline{i_{\max}^2 R_f})^2}}{R_f |I|} \quad (12)$$

Oszacujmy wartość tego błędu przy przyjęciu następujących wartości [9]:  $\overline{e^2} = \overline{e_{\max}^2} = 10^{-6}V$ ,  $\overline{i^2} = \overline{i_{\max}^2} = 10^{-13}A$ . Dodatkowo niech  $R_f = 10^{12}\Omega$ ,  $|I| = 10^{-12}A$ . Stąd  $|\delta_{ni}^0 \max| \leq 0,1$ . Zależność błędu  $|\delta_{ni}^0|$  od częstotliwości przedstawiono na rys. 8; jest ona monotonicznie malejąca. Występowanie w rzeczywistym układzie konwertera skończonych wartości pojemności  $C_{id}$  i  $C_f$  powoduje naturalną filtrację dolnoprzepustową o częstotliwości odcięcia odpowiednio:  $(2\pi C_f R_f)^{-1}$  i  $(2\pi C_{id} R_f)^{-1}$ , co jednak nie ogranicza poziomu szumów dla najniższej częstotliwości pomiarowej (niezbędne jest statystyczne opracowanie sygnału) [4].



Rys. 7. Schemat zastępczy konwertera I/U dla szumów

Fig. 7. Noise equivalent scheme of I/U converter



Rys. 8. Zależność szumowego błędu  $|\delta_{ni}^0|$  konwertera I/U od częstotliwości

Fig. 8. Noise error  $|\delta_{ni}^0|$  dependence of I/U converter on frequency

### 5. Wnioski końcowe

Najbardziej istotnymi czynnikami mającymi wpływ na ograniczenie dokładności przetwarzania konwertera prąd-napięcie w założonym obszarze zastoowań są:

- a) niezrównoważenie wzmacniacza,
- b) szумы własne wzmacniacza,
- c) skończone wartości rzeczywistych parametrów wzmacniacza.

Każdy z wymienionych czynników nakłada ograniczenia na wartość rezystancji pętli sprzężenia zwrotnego  $R_f$ . Łącząc wymagania z punktu widzenia udziału poszczególnych czynników (a) - (c), należy żądać, aby:

$$R_f \geq \frac{|U_{os}|}{|I_B|} \quad (13)$$

W praktyce warunek (13) jest znacznie złagodzony, wymaga on jednak jednoczesnej kompensacji wpływu  $U_{os}$  i  $I_B$ . Analizowane błędy konwertera są funkcjami częstotliwości. Przytoczone równania i wykresy wskazują, że w rozważanym zakresie częstotliwości ( $10^{-3}$  - 10)Hz) można poszczególne błędy zmniejszyć poprzez odpowiedni dobór parametrów konwertera.

Zastosowanie konwerterów I/U w układach pomiarowych (np. wg rys. 1 lub bardziej złożonych [10]) wymaga rozważenia błędów wprowadzonych przez inne obwody tych układów, na przykład dla układu z rys. 1 - wpływ parametrów źródła zasilania (impedancji wewnętrznej, udziału harmonicznych, składowej stałej itp.). Odpowiednia analiza może być przeprowadzona tylko w odniesieniu do konkretnego rozwiązania układowego, przy czym możliwe jest tutaj bezpośrednio wykorzystanie znanych w literaturze metod analizy różnych układów [5, 10].

#### LITERATURA

- [1] Boudry M.R.: An automatic system for broadband complex admittance measurements on MOS structures. J.Phys.E: Sci Instr., 1978, 11, 3, s. 237-247.
- [2] Franiel S.: Wpływ prądów polaryzacji wzmacniacza operacyjnego w przetworniku fotoelektrycznym na dokładność pomiaru ekstynkcji. Zeszyty Naukowe Politechniki Śl., Automatyka z. 81, Gliwice 1987, s.7-17.
- [3] Freeman V. i in.: A new technique for automatic C-V and G-V measurement. Colorado State University, Fort Collins, 1979.
- [4] Hasse L., Spiralski L.: Szumy elementów i układów elektronicznych. WNT, Warszawa 1981.
- [5] Kulka Z., Nadachowski M.: Analogowe układy scalone. WKiŁ, Warszawa 1983.
- [6] Nelson R.N.: A capacitance and conductance adaptor for the DVM. J.Phys.E:Sci. Instr., 1980, 13,4, s.376-379.
- [7] Ociepka J.: Błąd fazowy przetwornika I/U ze wzmacniaczem operacyjnym. PAK, 1982, 8-9, s.244-246.
- [8] Oresini Q.: Conversion of immitance parameters to DC voltages. IEEE Trans. on Instr. and Meas., 1973, 6, s.196-198.
- [9] Spiralski L.: Miernictwo układów scalonych. WKiŁ, Warszawa 1979.
- [10] Szadkowski B.: Synteza metod pomiaru immitancji. Zeszyty Naukowe Politechniki Śl., Elektryka z.93, Gliwice 1984.



- [11] Szadkowski B., Zieleźnik L.: Wybór obwodu wejściowego do badań dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych w niezerównoważonych układach pomiarowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śl., Elektryka z.48, Gliwice 1974.
- [12] Zieleźnik L.: Analiza metod pomiaru dyspersyjnych zmian współczynnika stratności i pojemności dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych. Rozprawa doktorska, Gliwice 1977.
- [13] Ziolo K.: Analiza częstotliwościowo-pojemnościowej metody pomiaru zawilgożenia izolacji papierowej impregnowanej olejem. Rozprawa doktorska, Gliwice 1983.

Recenzent: Doc. dr hab. inż. Zygmunt Kuśmierk

Wpłynęło do Redakcji 20 czerwca 1987 r.

АНАЛИЗА ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ТОК - НАПРЯЖЕНИЕ  
ПРИ ПРЕОБРАЗОВАНИИ ЭКСТРЕМАЛЬНО МАЛЫХ ТОКОВ  
ИНФРАНИЗКОЙ ЧАСТОТЫ ( $10^{-3} - 10$ ) Гц

Р е з ю м е

Проведен анализ погрешностей преобразователя ток-напряжение при преобразовании экстремально малых токов инфранизкой частоты ( $10^{-3} - 10$ ) гц, имеющих место в некоторых исследованиях диэлектриков. Представлены эквивалентные схемы, учитывающие существенные факторы влияющие на погрешность преобразователя ток-напряжение в области данных применений. Обсуждено влияние ограниченных параметров реального операционного усилителя (коэффициент увеличения, входной и выходной импеданс, коэффициент ослабления общего сигнала), его сдвига и шумов. На основании анализа произведен выбор диапазона значений сопротивления обратной связи с точки зрения участия обсуждаемых элементов погрешности преобразователя ток-напряжение. В обсуждаемом частот ( $10^{-3} - 10$ ) гц погрешности преобразования (амплитудная погрешность, фазовая погрешность, погрешность сдвига, шумовая погрешность) можно доводить до минимума через подбор параметров конвертера (преобразователя), особенно путем подбора операционного усилителя (с наименьшими токами поляризации).

ANALYSIS OF ERRORS OF A CURRENT - TO - VOLTAGE  
CONVERTER WHEN CONVERSIONING EXTREME WEAK CURRENTS  
OF INFRA - LOW FREQUENCY RANGE ( $10^{-3}$  - 10) Hz

S u m m a r y

Analysis of errors of a current - to - voltage converter for extreme weak currents conversion of infra - low frequency range ( $10^{-3}$  - 10) Hz occurring in some research of dielektrics has been carried out. Equivalent diagrams, taking into account some factors that cause the current - to - voltage converter error in a field of assumed applications have been presented. An effect of finite parameters of the real operational amplifiers (amplification factor, input and output impedance, common mode rejection ratio) and its unbalancing and noise have been considered. On the basis of the analysis, a selection of the feedback resistance value limit has been made from the view-point of particular error components participation of the current - to - voltage converter. In the considered frequency range ( $10^{-3}$  - 10) Hz the conversion errors to occur (amplitude error, phase error, unbalance error, noise error) can be minimized through the selection of the converter parameters and especially through the selection of operational amplifier (of the polarization currents as weak as possible).