

Janusz TOKARSKI
Brunon SZADKOWSKI

ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI METROLOGICZNYCH MIERNIKA NAPIĘCIA POWROTNEGO

Streszczenie. W artykule przedstawiono zmienioną, udoskonaloną konstrukcję układu pomiarowego miernika napięcia powrotnego. Przedstawiono analizę najważniejszych właściwości metrologicznych oraz niektóre wyniki badań przeprowadzonych na modelu fizycznym.

ANALYSIS OF METROLOGICAL PROPERTIES OF A RECOVERY VOLTAGE METER

Summary. The paper presents an improved version of the construction of the recovery voltage meter measuring circuit. Analysis of the most important metrological properties of this meter as well as the results of investigations of the meter physical model are given in the paper.

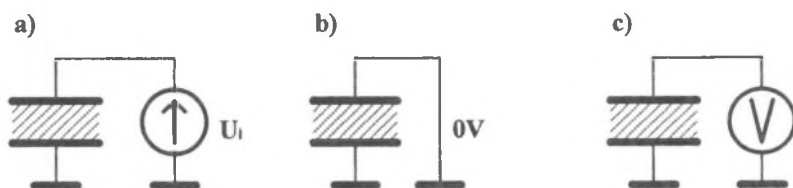
1. WPROWADZENIE

Pomiary napięć powrotnych stosowane są w diagnostyce izolacji urządzeń elektroenergetycznych [2, 3, 7, 8]. Proces pomiaru napięcia powrotnego składa się z trzech faz:

- ładowania badanej próbki izolacji napięciem stałym U_1 przez ściśle określony czas t_1 ,
- rozładowywania próbki poprzez zwarcie jej elektrod również w ściśle określonym czasie t_2 ,
- pomiaru napięcia powrotnego U_p na rozwartych zaciskach badanej próbki.

Dwie pierwsze fazy są przygotowaniem do pomiaru, warunkującym pojawienie się napięcia powrotnego, natomiast faza trzecia to właściwy pomiar [1, 3, 5, 8÷10]. Najbardziej interesujące z punktu widzenia diagnostyki izolacji parametry to: maksymalna wartość napięcia powrotnego U_{pmax} , początkowa szybkość narastania napięcia powrotnego dU_p/dt oraz czas osiągnięcia maksimum t_{pmax} . Na ogół konieczne jest przeprowadzenie serii pomiarów napięcia

powrotnego dla czasów ładowania t_f i rozładowania t_r zmieniających się w granicach od kilkudziesięciu milisekund do kilku tysięcy sekund [1, 2, 3, 6, 7, 8]. Zbiór wyników z całej serii pomiarów pozwala wnioskować o stanie i jakości badanej izolacji [8, 9].

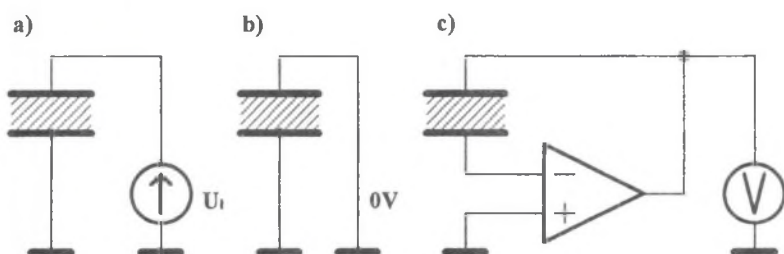


Rys. 1. Pomiar napięcia powrotnego: (a) faza ładowania, (b) - faza rozładowania, (c) - faza pomiaru napięcia powrotnego

Fig. 1. Measurement of the recovery voltage: (a) stage of charging, (b) - stage of discharging, (c) - stage of recovery voltage measurement

Najistotniejszą trudnością techniczną pomiaru napięcia powrotnego jest konieczność całkowitego odizolowania badanej próbki od układów zewnętrznych, tak aby prąd upływu był równy zero. Klasyczny układ pomiarowy stwarza bardzo duże trudności konstrukcyjne, polegające przede wszystkim na konieczności obniżenia prądów upływu do poziomu wielokrotnie niższego niż własny prąd upływu badanej izolacji, co z kolei wiąże się z koniecznością stosowania trudno dostępnych i bardzo drogich elementów elektronicznych.

W pracy [10] zaproponowano nową koncepcję układu do pomiaru napięcia powrotnego, w którym uzyskano skuteczną redukcję prądów upływu. Realizację kolejnych faz pomiaru napięcia powrotnego z uwzględnieniem nowej koncepcji przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Fazy pomiaru napięcia powrotnego: a) ładowanie, b) rozładowanie, c) pomiar w układzie z aktywną kompensacją prądów upływu

Fig. 2. Stages of the recovery voltage measurement: a) charging, b) discharging, c) measurement in the circuit with active compensation of leakage currents

W ostatniej fazie pomiaru następuje włączenie badanej próbki izolacji w obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego dokładnego wzmacniacza operacyjnego z wysokonapięciowym wyjściem. Wyjście wzmacniacza dostarcza do wysokopotencjałowej elektrody dodatkowy prąd I_k , kompensujący wszystkie prądy upływu I_u od strony elementu pomiarowego oraz pozostałych elementów układu: źródła wysokiego napięcia i przełączników. Prąd płynący przez próbkę izolacji jest prądem wejściowym wzmacniacza o znikomo małej wartości, a silne, ujemne sprzężenie zwrotne sprowadza potencjał drugiej elektrody do potencjału masy.

Przedstawioną koncepcję układu pomiarowego wykorzystano w konstrukcji mikroprocesorowego miernika napięcia powrotnego [15]. Najważniejsze właściwości nowo opracowanego miernika to:

- automatyczna generacja serii pomiarowych o zadanych parametrach,
- przetwarzanie i pamiętanie najważniejszych wyników pomiarowych,
- pełna, cyfrowa rejestracja wybranych charakterystyk czasowych napięcia powrotnego.

W pierwszym wariantcie układu pomiarowego miernika zastosowano osobne obwody elektroniczne uaktywniane kolejno w każdej z faz:

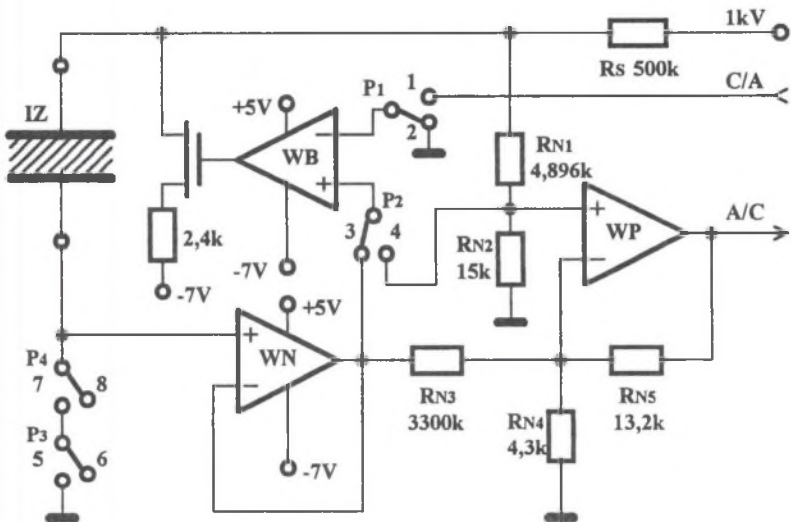
- wysokonapięciowy, sterowany cyfrowo, równoległy regulator napięcia – w fazie ładowania,
- wysokonapięciowy tranzystor pełniący rolę klucza analogowego - w fazie rozładowania,
- precyzyjny wzmacniacz operacyjny z wysokonapięciowym wyjściem – w fazie pomiaru.

Zrealizowany w taki sposób układ pomiarowy, merytorycznie poprawny i prawidłowo działający, zawierał pewną ilość powtarzających się, niewykorzystywanych jednocześnie elementów. Przeprowadzono modyfikację zmierzającą do uproszczenia układu pomiarowego, polegającą na zastąpieniu trzech włączanych kolejno podukładów – jednym układem o zmieniających w kolejnych fazach funkcjach.

2. ZMODYFIKOWANY UKŁAD POMIAROWY MIERNIKA NAPIĘCIA POWROTNEGO

Uproszczony schemat układu pomiarowego, zawierającego istotnie mniej elementów, a tym samym bardziej niezawodnego, tańszego i mniejszego, przedstawia rysunek 3. Podstawowym elementem układu jest wzmacniacz błędny z wysokonapięciowym tranzystorem polowym na wyjściu. Tranzystor objęty jest ujemnym sprzężeniem zwrotnym, ograniczającym jego wzmocnienie napięciowe do wartości około 200, jak również ograniczającym maksymalną wydajność prądową do wartości około 3mA. Jako wzmacniacza błędny użyto precyzyjnego wzmacniacza operacyjnego typu OPA27 [14]. Konfiguracje połączeń wzmacniacza błędny, właściwe dla poszczególnych faz pomiaru ustalane są poprzez sterowane cyfrowo elektroniczne klucze analogowe P₁-P₃ (układ scalony CD4053) oraz elektromechaniczny styk P₄, w postaci przekaźnika typu M15E12. Wzmacniaczem zapewniającym minimalną wartość prądu płynącego przez badany układ izolacji jest wzmacniacz WN o ekstremalnie małym prądzie wejściowym, pracujący w układzie wtórnika napięciowego. Zastosowano jeden z dwóch precyzyjnych wzmacniaczy operacyjnych znajdujących się wewnątrz układu scalonego typu

LMC6082 [11]. Drugi z wzmacniaczy tego układu wykorzystano w różnicowym wzmacniaczu pomiarowym WP. Wzmacniacz pomiarowy zawiera wejściowy, wysokonapięciowy dzielnik pomiarowy R_{N1} i R_{N2} oraz niskonapięciowy dzielnik pomiarowy R_{N3} , R_{N4} i R_{N5} . Napięcie wyjściowe wzmacniacza pomiarowego jest proporcjonalne do różnicy potencjałów na zaciskach badanego układu izolacji i odpowiada zakresowi napięć wejściowych przetwornika A/C ($K = 1/250$). Układ pomiarowy zasilany jest z źródła wysokiego napięcia o wartości 1 kV poprzez szeregową rezystancję R_s , pełniącą rolę ogranicznika prądu. Elementy elektroniczne układu zasilane są dwoma napięciami: +5V i -7V.



Rys.3. Uproszczony schemat zmodyfikowanego układu pomiarowego (WB - wzmacniacz błędów, WP - różnicowy wzmacniacz pomiarowy, WN - wtórnik napięciowy z wysokorezystancyjnym wejściem, IZ - badany układ izolacji, T - wysokonapięciowy tranzystor polowy z kanałem typu N)

Fig.3. Simplified diagram of the modified measuring circuit (WB – error amplifier, WP – instrumentation amplifier, WN – voltage follower with high resistance input, IZ – tested insulation system, T – high voltage, N channel FET)

Przed rozpoczęciem pomiaru układ znajduje się w stanie neutralnym, w którym podobnie jak w fazie rozładowania, na zaciskach badanego układu izolacji wymuszone jest napięcie o zerowej wartości. W fazie ładowania badanego układu izolacji napięciem U_i (ustawienie przełączników: 1, 4, 5 i 7), wzmacniacz błędów pracuje w konfiguracji równoległego stabilizatora napięcia. Sygnał proporcjonalny do stabilizowanego napięcia wyjściowego U_i pochodzi z rezystancyjnego dzielnika pomiarowego R_{N1} , R_{N2} . Sygnał ten porównywany jest przez

wzmacniacz WB z napięciem referencyjnym pochodzącym z przetwornika A/C zaprogramowanego na określoną wartość napięcia wyjściowego. Zwarte przełączniki P_3 oraz P_4 umożliwiają podanie napięcia U_i na zaciski badanego układu izolacji i naładowanie jego pojemności geometrycznej. W fazie rozładowania (ustawienie przełączników 2, 4, 5 i 7), wzmacniacz nadal pracuje w konfiguracji równoległego stabilizatora, przełączone zostaje jedynie źródło napięcia referencyjnego: z wyjściowego napięcia przetwornika C/A na potencjał masy. W efekcie powoduje to pojawienie się zerowego potencjału na wysokonapięciowej elektrodzie układu izolacji. Zwarte przełączniki P_3 oraz P_4 umożliwiają podanie zerowego napięcia na zaciski badanej izolacji i rozładowanie jego pojemności geometrycznej.

Faza pomiaru napięcia powrotnego (ustawienie przełączników 2, 3, 6 i 8, tak jak na rys.3), rozpoczyna się otwarciem kluczy P_3 oraz P_4 . W szeregowym połączeniu P_3 oraz P_4 , elektroniczny przełącznik P_3 gwarantuje precyzyjne określenie momentu rozwarcia, natomiast P_4 zapewnia, z opóźnieniem kilku milisekund potrzebnych na rozłączenie styków, odpowiednio dużą wartość impedancji rozwarcia. Wzmacniacz błędu WB z wysokonapięciowym, tranzystorowym wyjściem pracuje w konfiguracji z aktywną kompensacją prądów upływu, przedstawionej wcześniej na rys.2c. Wzmacniacz błędu, poprzez silne ujemne sprzężenie zwrotne, sprowadza potencjał niskonapięciowej elektrody badanego układu do potencjału masy oraz dostarcza do wysokonapięciowej elektrody układu pomiarowego prąd kompensujący upływności tej elektrody. Ekstremalnie małą wartość zewnętrznego prądu płynącego przez badaną izolację zapewnia wtórnik napięciowy WN (typowa wartość prądu polaryzacji wzmacniacz LMC6082 wynosi 10fA w temperaturze pokojowej).

Wzmocnienie napięciowe tranzystora na wyjściu wzmacniacza błędu powoduje znaczący wzrost wypadkowego wzmocnienia z otwartą pętlą sprzężenia. Duże wzmocnienie z otwartą pętlą oraz obciążenie wyjścia wzmacniacza błędu dużą pojemnością bramka - źródło tranzystora polowego, mogą być przyczyną niestabilności układu po zamknięciu pętli silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego. Zmusza to do zastosowania dodatkowej kompensacji częstotliwościowej wzmacniacza jak i kompensacji wpływu obciążenia pojemnościowego.

3. BŁĄD NASTAWY CZASU ŁADOWANIA T_L I CZASU ROZŁADOWANIA T_R

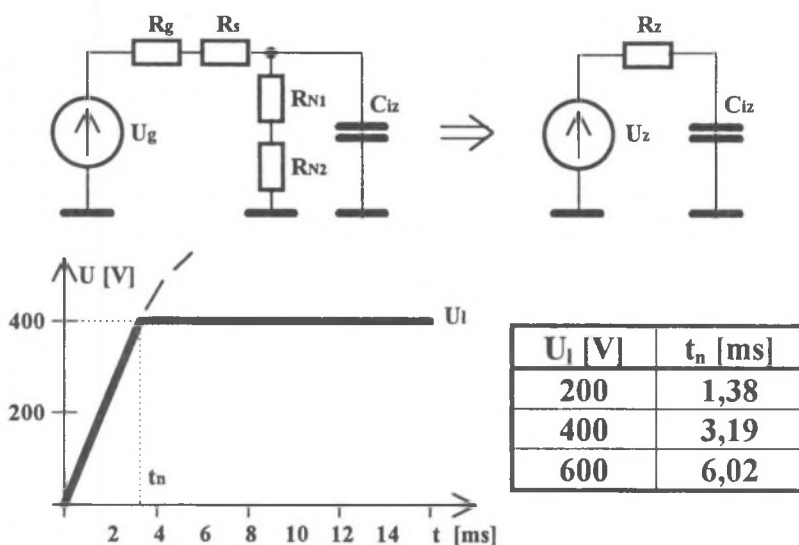
Dokładność odmierzenia czasów ładowania t_l i rozładowania t_r w bezpośredni sposób wpływa na wynik pomiaru napięcia powrotnego. Mikroprocesorowy układ sterujący miernika wypracowuje sygnały określające czasy trwania obu faz z charakterystyczną dla układów cyfrowych wysoką precyzją i powtarzalnością, zależną w głównej mierze od dokładności i stabilności rezonatora kwarcowego synchronizującego pracę mikrokontrolera. Maksymalna niepewność określenia częstotliwości generatora kwarcowego nie przekracza 0,001%. Można więc przyjąć porównywalną wartość niepewności określenia czasów t_l i t_r oraz założenie, że jest ona pomijalnie mała w stosunku do innych błędów.

Również pomijalnie małą wartość błędu wprowadza skończony czas reakcji kluczy analogowych. Maksymalny czas opóźnienia przełączenia klucza w stosunku do sygnału sterujące-

go, dla układu typu CD4053 wynosi 100 ns, co stanowi jedną milionową część minimalnej wartości odczytanych czasów.

4. CZAS NARASTANIA NAPIĘCIA ŁADUJĄCEGO U_L

W przypadku gdy momenty rozpoczęcia i zakończenia poszczególnych faz są precyzyjnie określone, decydującego znaczenia nabiera czas dochodzenia do zadanej wartości napięcia U_L , w przypadku fazy ładowania i czas dochodzenia do zerowej wartości napięcia w przypadku fazy rozładowania.



Rys.4. Obwód ładowania pojemności geometrycznej układu izolacji, schemat zastępczy, wykres czasowy oraz przykładowe wyniki obliczeń czasu narastania napięcia (U_g - źródło wysokiego napięcia 1 kV, R_g - wewnętrzna rezystancja źródła wysokiego napięcia 10 k Ω , R_s - dodatkowa rezystancja szeregową 500 k Ω , $R_{N1} + R_{N2}$ - rezystancja dzielnika pomiarowego 4911 k Ω , C_{iz} - pojemność geometryczna układu izolacji 12 nF, U_z - zastępcza siła elektromotoryczna 906 V, R_z - zastępcza rezystancja 462 k Ω)

Fig.4. Circuit of charging the insulation system geometrical capacity, equivalent diagram, waveform and exemplary calculation results of the voltage rise time (U_g - high-voltage source 1 kV, R_g - resistance of the high-voltage source 10 k Ω , R_s - additional series resistance 500 k Ω , $R_{N1} + R_{N2}$ - resistance of the measuring divider 4911 k Ω , C_{iz} - geometrical capacity of the insulation system 12 nF, U_z - equivalent emf 906 V, R_z - equivalent resistance 462 k Ω)

W chwili rozpoczęcia fazy ładowania napięcie na wysokonapięciowej elektrodzie jest równe zero. Napięcie referencyjne z przetwornika A/C, włączone na odwracające wejście wzmacniacza błędu powoduje jego przesterowanie i całkowite zablokowanie tranzystora. Pojemność geometryczna C_{iz} badanego układu izolacji ładowana jest w liniowym obwodzie (rys.4), powodując stały wzrost napięcia aż do momentu osiągnięcia zadanej wartości napięcia U_i , przy której włącza się regulator, nie dopuszczając, poprzez odpowiednie wysterowanie tranzystora, do dalszego wzrostu napięcia. Wyznaczenie czasu narastania napięcia ładującego t_n sprowadza się do obliczenia czasu, po którym pojemność C_{iz} naładuje się od zera do zadanej wartości napięcia U_i , w zastępczym obwodzie złożonym z zastępczej siły elektromotorycznej i zastępczej szeregowej rezystancji. Wykonano obliczenia czasu t_n dla różnych wartości napięcia U_i , wykorzystując zależność (1). Wyniki obliczeń umieszczono na rys.4.

$$t_n = R_z C_{iz} \ln \frac{U_z}{U_z - U_i}, \quad (1)$$

gdzie: U_z i R_z - napięcie i rezystancja zastępcza,
 C_{iz} - pojemność geometryczna układu izolacji,
 U_i - napięcie ładowania.

Za pomocą oscyloskopu cyfrowego i modelu fizycznego miernika napięcia powrotnego wykonano pomiar porównawczy czasu narastania dla napięcia ładującego $U_i = 400$ V. Uzyskano porównywalne wartości: wartość obliczoną równą 3,19 ms oraz wartość zmierzoną równą 3,4 ms.

5. CZAS OPADANIA NAPIĘCIA W FAZIE ROZŁADOWANIA

W chwili rozpoczęcia fazy rozładowania, napięcie na wysokonapięciowej elektrodzie jest równe U_i . Potencjał masy, włączony na odwracające wejście wzmacniacza błędu, powoduje jego przesterowanie, co z kolei powoduje maksymalne wysterowanie tranzystora. Ujemne sprzężenie zwrotne wywołane istnieniem rezystancji w obwodzie źródła tranzystora powoduje, że zachowuje się on jak źródło prądowe. Pojemność geometryczna C_{iz} badanego układu izolacji, wstępnie naładowana do napięcia U_i , rozładowywana jest w liniowym obwodzie (rys.5), powodując stałe opadanie napięcia aż do momentu osiągnięcia zerowej wartości, przy której włącza się regulator, nie dopuszczając, poprzez odpowiednie wysterowanie tranzystora, do dalszego obniżania się napięcia. Wyznaczenie czasu opadania napięcia t_o sprowadza się do obliczenia czasu, po którym wstępnie naładowana pojemność C_{iz} rozładuje się do zerowej wartości, w zastępczym obwodzie złożonym z zastępczej siły elektromotorycznej i zastępczej szeregowej rezystancji. Wykonano obliczenia czasu opadania t_o dla różnych wartości napięcia U_o , wykorzystując zależność 2. Wyniki obliczeń umieszczono na rysunku 5.

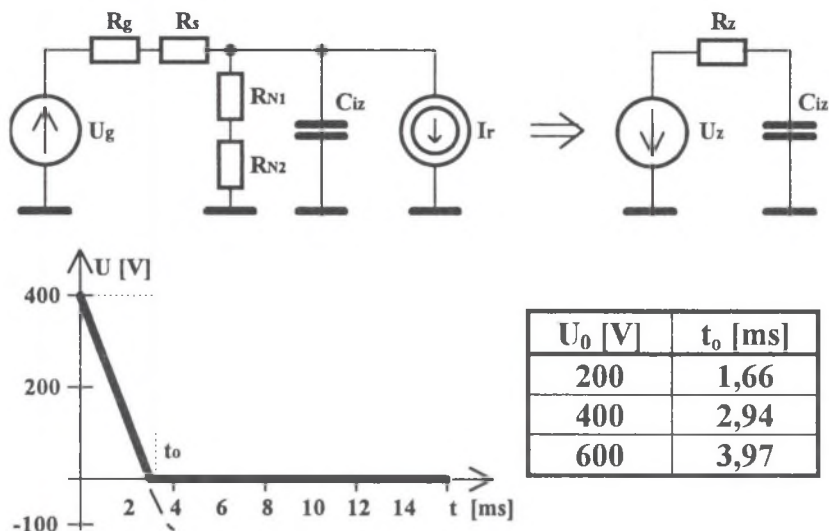
$$t_o = R_z C_{iz} \ln \frac{U_z - U_o}{U_z}, \quad (2)$$

gdzie: U_z i R_z - napięcie i rezystancja zastępcza,

C_{iz} - pojemność geometryczna układu izolacji,

U_0 - napięcie początkowe równe co do wartości napięciu ładowania.

Za pomocą oscyloskopu cyfrowego i modelu fizycznego miernika napięcia powrotnego wykonano pomiar porównawczy czasu opadania t_0 dla napięcia początkowego $U_0 = 400$ V. Uzyskano porównywalne wartości: wartość obliczoną równą 2,94 ms oraz wartość zmierzoną równą 3,1 ms.



Rys.5. Obwód rozładowania pojemności geometrycznej układu izolacji, schemat zastępczy, wykres czasowy oraz przykładowe wyniki obliczeń czasu opadania napięcia (U_g - źródło wysokiego napięcia 1 kV, R_g - wewnętrzna rezystancja źródła wysokiego napięcia 10 k Ω , R_s - dodatkowa rezystancja szeregowo 500 k Ω , $R_{N1} + R_{N2}$ - rezystancja dzielnika pomiarowego 4911 k Ω , C_{iz} - pojemność geometryczna układu izolacji 12 nF, U_0 - napięcie początkowe 400 V, I_r - źródło prądowe - 3,2 mA, U_z - zastępcza siła elektromotoryczna 906 V, R_z - zastępcza rezystancja 462 k Ω)

Fig.5. Circuit of discharging the insulation system geometrical capacity, equivalent diagram, waveform and exemplary calculation results of the voltage fall time (U_g - high - voltage source 1 kV, R_g - resistance of the high-voltage source 10 k Ω , R_s - additional series resistance 500 k Ω , $R_{N1} + R_{N2}$ - resistance of the measuring divider 4911 k Ω , C_{iz} - geometrical capacity of the insulation system 12 nF, U_0 - initial voltage 400V, I_r - current source - 3,2 mA, U_z - equivalent emf 906 V, R_z - equivalent resistance 462 k Ω)

6. BŁĄD NASTAWY NAPIĘCIA ŁADUJĄCEGO U_L

Obwód nastawy napięcia ładującego składa się z trzech podstawowych elementów:

- programowanego generatora napięcia referencyjnego w postaci 12-bitowego przetwornika C/A z wyjściem napięciowym typu MAX538ACPA [13],
- wzmacniacza błędu z wysokonapięciowym tranzystorem wyjściowym,
- precyzyjnego, rezystancyjnego dzielnika pomiarowego.

Każdy z tych elementów może być źródłem rozbieżności pomiędzy wartością napięcia zadaną poprzez klawiaturę a wartością napięcia ładującego U_L , wytwarzaną na zaciskach pomiarowych miernika.

W wykorzystanej w układzie najdokładniejszej wersji przetwornika C/A, wewnętrzne błędy mają łączną wartość nie przekraczającą pojedynczego kwantu, czyli 0,025% (przetwornik 12-bitowy). Zdecydowanie większy wpływ ma dryft temperaturowy zewnętrznego napięcia referencyjnego, osiągający wartość 0,05% w stosunkowo niewielkim, wynoszącym 20°C, zakresie temperatur. Łączna względna niepewność nastawy napięcia na wyjściu przetwornika C/A nie przekracza 0,075%.

Wzmacniacz błędu jest źródłem niedokładności spowodowanej napięciem niezrównoważenia i jego dryftem temperaturowym. Zastosowany wzmacniacz typu OPA27 wykazuje wyjątkowo małą wartość napięcia niezrównoważenia (25 μV), jak również bardzo małą zmienność temperaturową tego napięcia (0,4 $\mu\text{V/K}$). Ze względu na bardzo dużą wartość wzmocnienia wzmacniacza z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego, błędy związane z jego skończoną wartością są pomijalnie małe (poniżej 1 ppm). Wypadkowa niepewność wzmacniacza błędu nie przekracza 0,002%.

Pomiarowy dzielnik rezystancyjny, w porównaniu z innymi elementami, wykazuje duży dryft temperaturowy. Spowodowane to jest zastosowaniem do jego konstrukcji popularnych, metalizowanych rezystorów typu MPR-24, o maksymalnej wartości współczynnika temperaturowego 25 ppm/K. Dobór rezystorów dzielnika został wykonany za pomocą dokładnego multimetru i dlatego wykazuje bardzo dużą dokładność początkową. Niemniej jednak przy zmianie temperatury o $\pm 10^\circ\text{C}$ należy spodziewać się zmiany wartości podziału nawet o 0,025%.

Szacunkowa niepewność nastawy napięcia, uwzględniająca wszystkie źródła niedokładności, wynosi 0,1%, dla przyjętego zakresu temperatur od 10°C do 30°C. W celu uzyskania wyższej precyzji nastawy lub zwiększenia zakresu temperatur należałoby zastosować stabilniejsze temperaturowo źródło napięcia referencyjnego i stabilniejsze temperaturowo rezystory w dzielniku pomiarowym.

Za pomocą precyzyjnego multimetru typu HP 34401A i modelu fizycznego miernika napięcia powrotnego wykonano pomiar błędu nastawy napięcia ładującego. W celu wyznaczenia charakterystyki błędu wymuszono w sposób ciągły fazę ładowania. Do zacisków pomiarowych miernika napięcia powrotnego przyłączono multimetr wzorcowy. Za pomocą klawiatury miernika zadawano kolejne wartości napięcia ładującego, notując jednocześnie wartości napięć wskazywanych przez wzorcowy multimetr. Wyniki pomiarów umieszczono w tabeli 1. Z przedstawionych pomiarów wynika, że zmierzona wartość bezwzględnego błędu

nastawy napięcia nie przekracza wartości 0,12 V w całym zakresie nastawianych napięć, co stanowi 0,015% maksymalnej nastawialnej wartości napięcia.

Tablica 1

Wyniki pomiarów

Lp.	Nastawa [V]	U_1 [V]	ΔU [V]
1	100	99,99	0,01
2	200	199,97	0,03
3	300	299,95	0,05
4	400	399,93	0,07
5	500	499,92	0,08
6	600	599,91	0,09
7	700	699,89	0,11
8	800	799,88	0,12 ←

Wielokrotnie mniejsza wartość zmierzonego błędu nastawy napięcia od oszacowanej niepewności spowodowana jest przeprowadzeniem pomiarów sprawdzających w temperaturze podobnej do tej, w której przeprowadzane były wzorcowania i korekty wskazań.

7. BŁĄD POMIARU NAPIĘCIA POWROTNEGO U_P

Tor pomiaru napięcia powrotnego składa się z pięciu podstawowych elementów:

- 12-bitowego przetwornika kompensacyjnego A/C typu MAX187ACPA [12],
- wzmacniacza operacyjnego (LMC6082),
- precyzyjnego, wysokonapięciowego, rezystancyjnego dzielnika pomiarowego,
- precyzyjnego, niskonapięciowego, rezystancyjnego dzielnika pomiarowego,
- wtórnika napięciowego (LMC6082).

Każdy z tych elementów może być źródłem różnego rodzaju błędów.

Napięcie niezrównoważenia, jego dryft temperaturowy oraz błąd kwantowania przetwornika A/C mają łączną wartość nie przekraczającą 0,03%. Zdecydowanie największy wpływ ma dryft temperaturowy wewnętrznego napięcia referencyjnego, osiągający wartość 0,07% w przypadku zmiany temperatury o 20°C. Łączna względna niepewność pomiaru napięcia przez przetwornik A/C nie przekracza 0,1%.

We wzmacniaczu operacyjnym, tworzącym wraz z dzielnikami rezystancyjnymi wzmacniacz pomiarowy, łączny wpływ napięcia niezrównoważenia, dryftu tego napięcia oraz skończonej wartości wzmocnienia z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego, nie przekracza 0,01% zakresu napięć wyjściowych.

Wysokonapięciowy, pomiarowy dzielnik rezystancyjny jest tym samym dzielnikiem, który używany jest w układzie zadawania napięcia ładującego i zgodnie z wcześniejszymi

rozważaniami niepewność tego dzielnika w zakresie od 10°C do 30°C nie powinna przekroczyć 0,025%

Niskonapięciowy, pomiarowy dzielnik rezystancyjny umożliwia uwzględnienie różnicy potencjału niskonapięciowej elektrody i potencjału masy. Ponieważ w praktycznym układzie różnica ta nie przekracza dziesiątych części miliwolta i jest do pominięcia w stosunku do setek woltów mierzonego napięcia, również niepewność niskonapięciowego dzielnika nie ma istotnego znaczenia.

Napięcie nierównoważenia **wtórnik napięciowego** i jego dryft temperaturowy (łącznie około 0,2 mV) sumują się z mierzonym na zaciskach przyrządu napięciem (setki woltów), zmieniając jego wartość w pomijalnie małym stopniu (na poziomie dziesiątych części ppm).

Szacunkowa niepewność pomiaru napięcia powrotnego, uwzględniająca wszystkie źródła niedokładności, wynosi 0,15%, dla przyjętego zakresu temperatur od 10°C do 30°C. W celu uzyskania wyższej precyzji pomiaru (co raczej nie jest potrzebne) lub zwiększenia zakresu temperatur należałoby zastosować stabilniejsze temperaturowo źródło napięcia referencyjnego i stabilniejsze temperaturowo rezystory w dzielniku pomiarowym.

Za pomocą precyzyjnego multimetru typu HP 34401A i modelu fizycznego miernika napięcia powrotnego wyznaczono charakterystykę błędu toru pomiarowego miernika. W tym celu wymuszono w sposób ciągły fazę ładowania. Do zacisków pomiarowych miernika napięcia powrotnego przyłączono multimetr wzorcowy. Za pomocą klawiatury miernika zadawano kolejne wartości napięcia ładującego, notując jednocześnie wartości napięć wskazywanych przez wzorcowy multimetr. Wyniki pomiarów umieszczono w tabeli 2. Z przedstawionych pomiarów wynika, że zmierzona wartość bezwzględnego błędu pomiaru napięcia nie przekracza wartości -0,14V w całym zakresie mierzonych napięć, co stanowi 0,015% maksymalnej nastawialnej wartości napięcia.

Tabela 2

Wyniki pomiarów

Lp.	U_{lp} [V]	U_l [V]	ΔU [V]
1	100,39	100,25	-0,14 ←
2	200,37	200,25	-0,12
3	300,35	300,25	-0,10
4	400,33	400,25	-0,08
5	500,32	500,25	-0,07
6	600,31	600,25	-0,06
7	700,29	700,25	-0,04
8	800,28	800,25	-0,03

Wielokrotnie mniejsza wartość zmierzonego błędu pomiaru napięcia od oszacowanej niepewności spowodowana jest przeprowadzeniem pomiarów sprawdzających w temperaturze podobnej do tej, w której przeprowadzane były wzorcowania i korekty wskazań.

8. PODSUMOWANIE

Opisany miernik napięcia powrotnego jest zmodyfikowaną wersją miernika wcześniej opracowanego przez autorów [15]. Wersja ta jest znacznie prostsza i tym samym tańsza, przy czym pod względem właściwości metrologicznych – w pełni wystarczająca do założonych celów, co potwierdziły przeprowadzone i opisane badania. Uzyskana niepewność pomiaru 0,15% (uwzględniająca wszystkie źródła niedokładności) jest całkowicie wystarczająca, a nawet można stwierdzić, że w diagnostyce izolacji elektrotechnicznej – tak duża dokładność nie jest potrzebna. Należy tutaj wyjaśnić, że najważniejsze było zminimalizowanie błędów spowodowanych prądami upływnościowymi i to osiągnięto dzięki odpowiedniej konstrukcji miernika (błędy z tytułu upływności mogłyby osiągać nawet kilkaset procent). Pozostałe przyczyny błędów nie były przedmiotem specjalnych starań minimalizujących wartości błędów, a niepewność łączna 0,15% uzyskana została przy zastosowaniu typowych podzespołów. A zatem otrzymany wynik świadczy przede wszystkim o skutecznym rozwiązaniu problemu minimalizacji błędów spowodowanych prądami upływnościowymi.

LITERATURA

1. Gross B.: On Discharge Voltage and Return Voltage Curves for Absorptive Capacitors. *Physical Review*, Vol. 62, Nr 1, 15, 1942.
2. Vajda D.: *Issledowanja powrezdijenij izolacii*. Tłum. z węg., wyd. Energija, Moskwa 1968.
3. Nemeth E.: *Zerstörungsfreie Prüfung von Isolationen mit der Methode der Entlade und Rückspannungen*. XI Internatinal Wiss. Koll. TH Illmenau, 1966.
4. Pluciński M., Szadkowska T.: *Badanie warstwowych materiałów izolacyjnych prądem stałym*. *Przegląd Elektr.* 1967, nr 10.
5. Pluciński M., Szadkowska T., Szadkowski B.: *Układ do pomiaru napięć powrotnych*. ZN Pol. Śl. ser. „Elektryka”, z. 37, Gliwice 1973.
6. Szadkowska T.: *Analiza metod pomiaru funkcji charakteryzującej wolnozmiennie polaryzacje dielektryków stałych*. Rozprawa doktorska, Wyd. Elektryczny Politechniki Śląskiej, Gliwice 1975.
7. Bognar A., Kalocsai L., Csepes G., Nemeth E., Schmidt J.: *Diagnostic Tests of High Voltage Oil-Paper Insulating Systems (in Particular Transformer Insulation) Using DC Dielectrometrics*. CIGRE Session, report 15/33-08, 26 th August - 1 th September 1990.
8. Schlag A. G.: *The Recovery Voltage Method for Transformer Diagnosis*. Wyd. Tettex Instrument, 1994/5.
9. Kuenen J. C., Meijer G. C.: *Measurement of dielectric absorption of capacitors and analysis of its effects on VCO's*. *IEEE Trans. on Instr. And Meas.*, V.45, no 1, Febr. 1996.
10. Tokarski J., Szadkowska T., Szadkowski B.: *Układ do pomiaru napięć powrotnych w dielektrykach*. ZN Pol. Śl. ser. „Elektryka”, nr 162, Gliwice 1998, s.11-21.

11. National Semiconductor Corporation: LMC6082 Precision CMOS Dual Operational Amplifier. Operational Amplifiers Databook - 1993 Edition. s. od 1-824 do 1-833, USA 1992.
12. MAXIM: MAX187 - 5V, Low-Power, 12-Bit Serial ADCs. 1995 New Releases Data Book Volume IV, s. od 7-14 do 7-60, USA 1994.
13. MAXIM: MAX538 - 5V, Low-Power, Voltage-Output, 12-Bit Serial DACs. 1995 New Releases Data Book Volume IV, s. od 9-39 do 9-52, USA 1994.
14. Burr-Brown: Linear Products IC Data Book 1996/1997. Ultra-Low Noise Precision Operational Amplifiers OPA27/OPA37, s. 2.8 - 2.22, USA 1996.
15. Tokarski J., Szadkowski B., Bogacz R.: Miernik napięcia powrotnego. ZN Pol. Śl. ser. „Elektryka” (przyjęto do druku w 2000 r.).

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Zygmunt KUŚMIEREK

Wpłynęło do Redakcji dnia 10 marca 2000 r.

Abstract

Measurements of recovery voltages are used in diagnostic of transformer and electric machine insulation systems. There are three stages of the recovery voltage measurement process: a stage of charging the tested insulation sample with a dc voltage, a stage of discharging the sample and a stage of the recovery voltage measurement between the opened terminals of the tested sample. The most interesting parameters as far as diagnostic of insulation is concerned are: the maximum value of the recovery voltage, the time of reaching the maximum value and the voltage initial rate-of-rise. The recovery voltage measurement is correct when it is made in the system circuit insulated entirely so that there is no current leakage, which causes considerable constructional problems in the classical measuring system circuit and requires the use of expensive, high-voltage electronic elements.

A new idea of the circuit for recovery voltage measurement ensuring the effective compensation of the leakage currents is proposed in the paper. The principle of operation of the compensating circuit consists in applying an additional current to the high-voltage electrode which is to compensate all the leakage currents due to the supply source, switches and the measuring element. An operational amplifier with negative feedback loop ensures fully automatic operation of the compensating circuit. The essential advantage of the proposed measuring circuit is decrease in number of complex, high-voltage elements.

The meter was thoroughly investigated both theoretically and practically. The analysis of the basic metrological properties of the meter dealing with the errors of the charging and discharging times settings, the error of the charging voltage setting and, first of all, the error of the recovery voltage measurement was made. The analysis took into account the rise time of the charging voltage, the fall time in the stage of discharging, the errors of instrument rational

amplifiers, the error of the measuring divider and the errors of A/C and C/A converters. The theoretical analysis results were compared to the results of the taken verifying measurements.

The worked out recovery voltage meter, despite the simple and cheap construction, has very good metrological properties. The obtained uncertainty of the recovery voltage measurement equal to 0,15% which takes into account all the sources of inaccuracy, is quite sufficient for diagnostic of insulation. Owing to the suitable construction of the measuring circuit the multiple decrease of the errors caused by leakage currents, inaccuracy of the charging and discharging times settings and inaccuracy of the charging voltage setting has been achieved.