

Tadeusz SKUBIS

Marek WÓJCIK

STANOWISKO DO PRECYZYJNYCH POMIARÓW BŁĘDÓW DZIELNIKÓW INDUKCYJNYCH

Streszczenie. W artykule przedstawiono koncepcję i opisano konstrukcję nowego stanowiska do dokładnych pomiarów błędów precyzyjnych, jednodekadowych dzielników napięcia zmiennego, realizującego metodę bootstrap. Przeanalizowano błąd własny stanowiska, wynikający z nieuniknionych zmian rozkładu potencjałów wewnątrz układu w czasie pomiarów i opisano realizację sposobu zmniejszenia tego błędu.

THE SYSTEM FOR PRECISE MEASUREMENTS OF THE ERRORS OF INDUCTIVE VOLTAGE DIVIDERS

Summary. The concept and construction of the new system for high accuracy measurements of the errors of precise one-decade AC inductive voltage dividers is described. The errors are measured by bootstrap method. The system error is analysed. General source of this error are unavoidable changes of the potential distribution in circuit during measurements. The way of the minimalisation of this error is described.

УСТАНОВКА ДЛЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИНДУКТИВНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

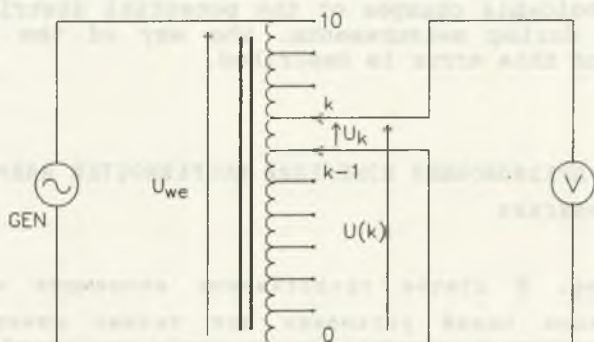
Резюме. В статье представлена концепция и описана конструкция новой установки для точных измерений погрешностей прецизионных однодекадных делителей переменного напряжения. Установка использует посредственный метод измерения погрешностей делителей, так называемый бут-страп метод. Исполнен анализ собственной погрешности

установки, вытекающей из неизбежных изменений распределения потенциалов внутри установки во время измерений. Описан также способ уменьшения этой погрешности.

1. WPROWADZENIE

Wzorcowanie indukcyjnego dzielnika napięcia (IDN) wymaga precyzyjnego pomiaru jego błędów w funkcji częstotliwości, napięcia wejściowego i obciążenia. Charakterystyczną cechą IDN są małe wartości błędów, np. przy $f=1$ kHz błędy modułowe mogą być mniejsze od $1 \cdot 10^{-6}$, a błędy kątowe mniejsze od $5'$ [1], [2]. Pomiar tak małych wartości błędów jest trudnym problemem technicznym, należącym do obszaru miernictwa precyzyjnego, w którym stosuje się specyficzne metody, techniki i układy pomiarowe.

Jedną z pośrednich metod pomiaru błędów dzielników jednodokadowych jest metoda bootstrap, która umożliwia wykonanie wzorcowania dzielnika sprawdzanego bez konieczności zastosowania wzorcowego dzielnika odniesienia (rys.1), [2], [5]. Metoda polega na wykonaniu dokładnych pomiarów napięć U_k kolejnych sekcji dzielnika w taki sposób, by w czasie całej procedury rozływ prądów pomiarowych i pasożytniczych we wszystkich obwodach pomiarowych pozostawał nie zmieniony. Jest to podstawowe i jedyne założenie metody.



Rys.1. Idea procedury bootstrap

Fig.1. Pictorial diagram of the bootstrap method

Przekładnię $D(k)$ sprawdzanego dzielnika na odczepie k oraz błąd δ_k tej przekładni opisują równania definicyjne [4]:

$$D(k) = U_{wy}(k) / U_{we}, \quad (1)$$

$$\delta_k = D(k) - k/10, \quad (2)$$

gdzie $U_{wy}(k)$ jest napięciem między początkiem uzwojenia a odczepem k , U_{we} jest napięciem wejściowym dzielnika, a $k/10$ jest nominalną wartością przekładni na odczepie k . Napięcia U_{we} oraz $U_{wy}(k)$ można wyrazić jako sumy zmierzonych napięć U_1 poszczególnych sekcji. Po podstawieniu otrzymuje się:

$$D(k) = \frac{\left(\sum_{i=1}^k U_1 \right)}{\left(\sum_{i=1}^{10} U_1 \right)}. \quad (3)$$

Jest to ogólne, podstawowe równanie metody bootstrap, jednak nie wykorzystywane praktycznie w tej formie. Równanie to zostanie przekształcone formalnie do innej postaci, wykorzystywanej bezpośrednio w układach pomiarowych, a jednocześnie wskazującej metrologiczne korzyści metody bootstrap.

Napięcia U_1 wszystkich sekcji sprawdzanego dzielnika są prawie jednakowe. Każde z nich można wyrazić formalnie jako sumę jednego stałego składnika U_0 oraz indywidualnych małych odchylek bezwzględnych ΔU_1 , czyli:

$$U_1 = U_0 + \Delta U_1. \quad (4)$$

Podstawiając wzór (4) do (3) otrzymuje się:

$$D(k) = \frac{kU_0 + \sum_{i=1}^k \Delta U_1}{10U_0 + \sum_{i=1}^{10} \Delta U_1}. \quad (5)$$

Wykorzystując pojęcie odchyłki względnej $\Delta^{\circ}U_1$ otrzymuje się:

$$\Delta^{\circ}U_1 = \Delta U_1 / U_0, \quad (6)$$

$$D(k) = \frac{k}{10} \left(\frac{1 + \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \Delta^{\circ}U_1}{1 + \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} \Delta^{\circ}U_1} \right). \quad (7)$$

Podstawiając wzór (7) do (2) i uwzględniając wzór przybliżony obowiązujący dla $\Delta^{\circ}U_1 \ll 1$, otrzymuje się równanie błędu dzielnika sprawdzanego:

$$\delta_k \approx \frac{k}{10} \left(\frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \Delta^{\circ}U_1 - \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} \Delta^{\circ}U_1 \right). \quad (8)$$

Błąd ten jest proporcjonalny do różnicy średnich odchyłek względnych, przy czym średnie oblicza się dla napięć pierwszych k sekcji oraz dla wszystkich sekcji.

W układzie pomiarowym wielkościami mierzonymi są odchyłki napięć ΔU_1 oraz napięcie referencyjne U_0 . Z równania (8) wynika, że jeżeli wystąpią błędy systematyczne pomiaru odchyłek ΔU_1 oraz jeżeli są one jednakowe dla $i=1..10$, to nie wpływają na wynik. Jeżeli błędy te nie są jednakowe albo jeżeli wyniki pomiarów odchyłek ΔU_1 zawierają znaczące niepewności, to ich wpływ na wynik pomiaru błędu dzielnika jest zmniejszony przez procedurę na skutek uśrednienia poszczególnych serii wyników i dodatkowo przez odjęcie tych średnich. Jeżeli w układzie wystąpią synchroniczne i proporcjonalne zmiany napięć ΔU_1 oraz U_0 , to nie wpłyną one na obliczoną wartość δ_k , co wynika z równania (6).

2. KONCEPCJA UKŁADU POMIAROWEGO

Układ pomiarowy stanowiska jest udoskonaloną wersją układów stosowanych wcześniej [3], [4]. Zmiany polegają na zastosowaniu

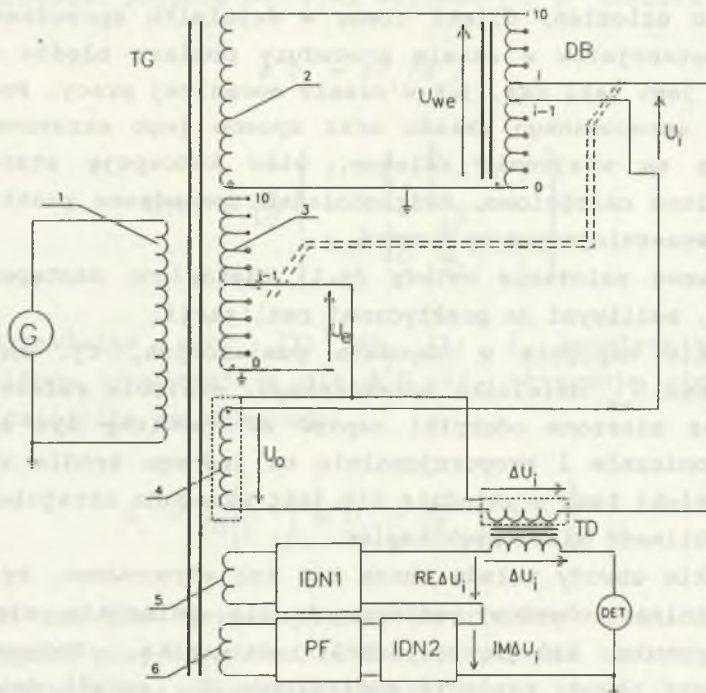
efektywniejszego układu podwójnych ekranów oraz skuteczniejszego systemu uziemień, dzięki czemu w dzielniku sprawdzanym DB rozkład potencjałów w czasie procedury pomiaru błędów metodą bootstrap jest taki sam, jak w czasie normalnej pracy. Ponieważ struktura opracowanego układu oraz sposób jego ekranowania i uziemienia są wzajemnie zależne, więc koncepcję stanowiska przedstawiono całościowo, uwzględniając sprawdzone praktycznie elementy wcześniejszych opracowań.

Podstawowe założenie metody (p.1) zastąpiono następującymi warunkami, możliwymi do praktycznej realizacji:

1. Wszystkie napięcia w obwodach pomiarowych, tj. napięcie wejściowe U_w dzielnika sprawdzanego, napięcie referencyjne U_0 oraz mierzone odchyłki napięć ΔU_1 powinny być zależne synchronicznie i proporcjonalnie od jednego źródła zasilania. Dzięki temu w układzie nie jest wymagana skrajnie wysoka stabilność mierzonych napięć.
2. Wszystkie obwody układu muszą być tak ekranowane, by prądy pasożytnicze obwodów pomiarowych nie zmieniały się przy przełączaniu kolejnych sekcji dzielnika. Dotyczy to zwłaszcza obwodu napięcia odniesienia U_0 , sekcji dzielnika badanego oraz tych części układu, których potencjały zmieniają się po przełączeniu odczepów DB.

Na rys.2 przedstawiono schemat ideowy układu pomiarowego spełniającego te warunki.

Podstawowym podzespołem układu jest transformator TG, zasilany z generatora G (uzwojenie 1). Z uzwojenia wyjściowego 2 zasilany jest dzielnik badany DB napięciem U_w . Na sekcjach DB występują kolejne napięcia U_1 , a początek uzwojenia tego dzielnika jest stale uziemiony, jak w czasie normalnej pracy. Liczba zwojów uzwojenia 4 jest dziesięciokrotnie mniejsza niż uzwojenia 2, dzięki czemu $U_0 \approx U_1$. Małe różnice napięć $\Delta U_1 = U_1 - U_0$ są transformowane przez transformator TD, w celu uzyskania galwanicznej separacji napięcia różnicowego od dzielnika badanego. Napięcia wtórne ΔU_1 są kompensowane przez regulowane dwa składowe napięcia, $Re\Delta U_1$ oraz $Im\Delta U_1$. Uzwojenia 5 i 6 o małych liczbach zwojów są źródłami składowych napięć kompensacyjnych.



Rys. 2. Koncepcja układu pomiarowego

Fig. 2. General idea of the measurement circuit

DN1 oraz DN2 są wielodekadowymi dzielnikami napięć, umożliwiającymi nastawienie z dużymi rozdzielczościami składowych napięć kompensacyjnych. Składowa $Im\Delta U_1$ jest przesunięta w fazie o kąt $\pi/2$ w stosunku do napięcia wejściowego za pomocą przesuwnika fazowego PF. Biegunowości składowych napięć kompensacyjnych mogą być zmieniane niezależnie od siebie, dzięki czemu możliwe jest skompensowanie napięcia wtórnego ΔU_1 we wszystkich kwadrantach układu współrzędnych. Detektor DET wskazujący stan kompensacji jest stale uziemiony, a cały obwód kompensacyjny napięcia wtórnego ΔU_1 ma niski potencjał, bez względu na nastawę DB.

Początki kolejnych sekcji DB mają coraz wyższe potencjały, przez co w czasie procedury pomiarowej potencjał uzwojenia 4

musi się zmieniać. Powodowałyby to systematyczne, niekontrolowane zmiany rozptywu prądów pasożytniczych między uzwojeniem 4 a jego otoczeniem, czyli w konsekwencji zmiany napięcia odniesienia U_0 . Te zmiany mogłyby zupełnie uniemożliwić wykonanie pomiarów błędów DB, a na pewno pogorszyłyby dokładność procedury. Z tego powodu uzwojenie 4, a także uzwojenie pierwotne transformatora TD są ekranowane elektrycznie, a potencjały tych ekranów są zmieniane synchronicznie z przełączaniem sekcji DB. Potencjał tych ekranów (U_e) jest wymuszany z kolejnych odczepów uzwojenia 3, które ma taką samą liczbę zwojów, jak uzwojenie 2, a jego początek jest uziemiony.

Układ umożliwia precyzyjne zmierzenie wszystkich różnic ΔU_1 metodą kompensacyjną przy zastosowaniu detektora zera o uziemionym wejściu i dużej czułości.

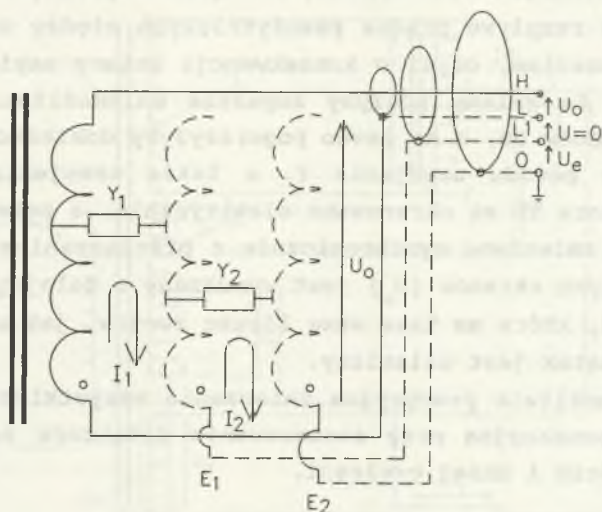
3. USTALENIE NAPIĘCIA REFERENCYJNEGO

Napięcie referencyjne U_0 jest narażone na zmiany przy przełączaniu odczepów DB nie tylko z powodu zmian potencjału w stosunku do sąsiadujących części o dobrej konduktancji, ale także na skutek zmian przepływu (amperozwojów) w rdzeniu ferromagnetycznym transformatora TG, spowodowanych zmieniającym się prądem obciążenia. Oba te efekty wpływowe zminimalizowano przez wykonanie uzwojenia referencyjnego przewodem o dwu koncentrycznych ekranach o różnych potencjałach (rys.3).

Ponieważ oba ekrany są prowadzone wzdłuż przewodu uzwojenia referencyjnego, więc w nich także indukuje się siła elektromotoryczna o wartości U_0 . Początek ekranu zewnętrznego jest uziemiony, natomiast początek ekranu wewnętrznego, bliższego żyły, jest połączony ze źródłem potencjału U_0 , który zawsze musi być taki, jak potencjał początku uzwojenia referencyjnego (oznaczenie wyprowadzenia L). Wzdłuż uzwojenia są rozłożone admitancje rozproszenia:

Y_1 - między przewodem uzwojenia referencyjnego a ekranem wewnętrznym;

Y_2 - między ekranem wewnętrznym a ekranem zewnętrznym.



Rys. 3. Koncepcja ekranowania uzwojenia referencyjnego
 Fig. 3. General idea of screening of the reference winding

Na admittance Y_1 nie występuje różnica potencjałów, wobec czego nie płynie prąd między przewodem uzwojenia referencyjnego a ekranem E_1 ($I_1 = 0$). Uzyskuje się efekt dobrego ekranowania elektrycznego uzwojenia. Na admittance Y_2 występuje różnica potencjałów zależna od nastawy DB, ale prąd upływnościowy I_2 nie płynie w uzwojeniu referencyjnym, a jedynie w ekranach. Nie powoduje on zmiany przepływu w rdzeniu ferromagnetycznym, ponieważ kierunki tego prądu w obu ekranach są przeciwne.

Napięcie referencyjne U_0 wyprowadzone jest przewodem koncentrycznym w potrójnym ekranie, przy czym dodatkowy ekran, najbliższy żyły, stanowi wyprowadzenie tej końcówki uzwojenia, która ma niższy potencjał.

Eksperymentalnie potwierdzono bardzo dobrą skuteczność tego sposobu ekranowania przy częstotliwości do 1 MHz [5].

4. REALIZACJA STANOWISKA POMIAROWEGO

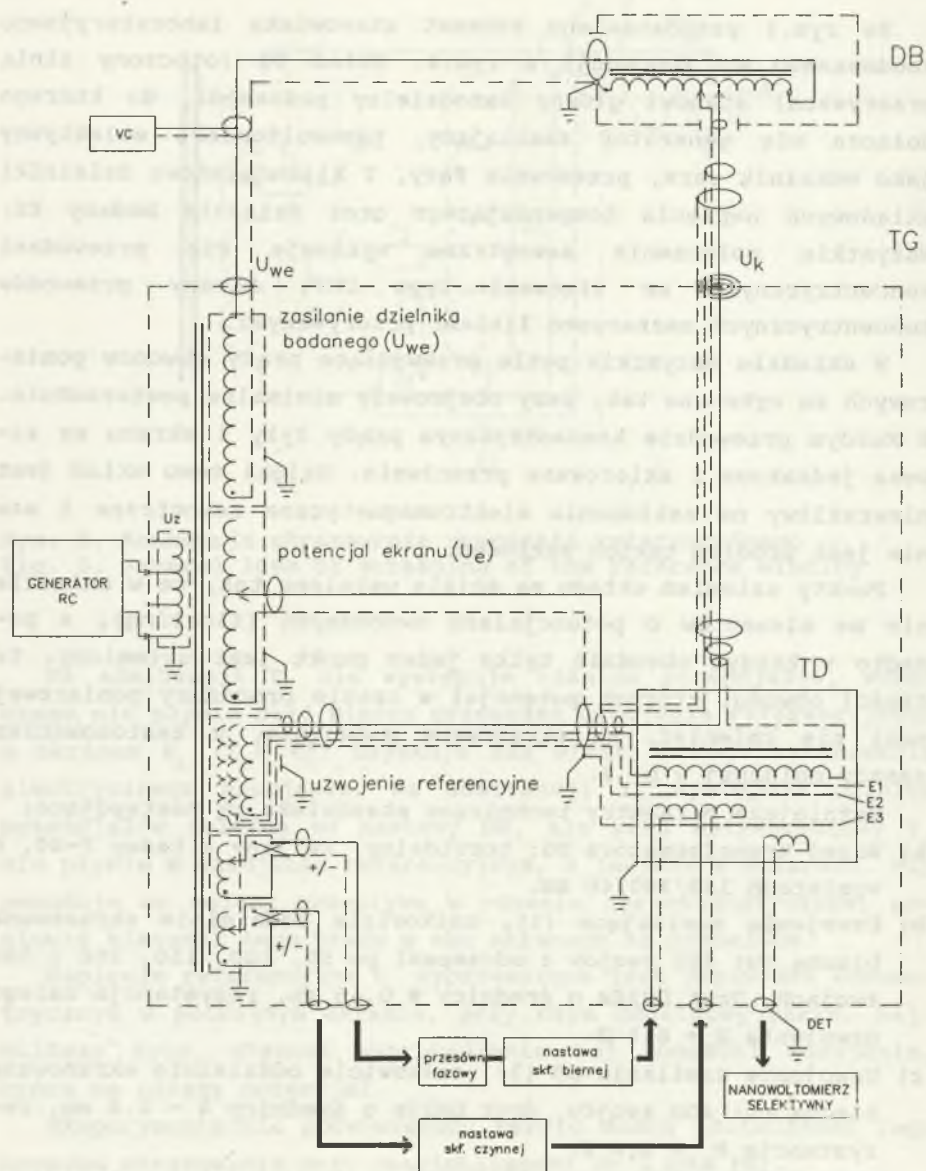
Na rys.4 przedstawiono schemat stanowiska laboratoryjnego zbudowanego wg koncepcji z rys.2. Układ TG (otoczony linią przerywaną) stanowi główny samodzielny podzespół, do którego dołącza się generator zasilający, nanowoltomierz selektywny jako wskaźnik zera, przesuwnik fazy, 2 kilkudekadowe dzielniki składowych napięcia kompensującego oraz dzielnik badany DB. Wszystkie połączenia zewnętrzne wykonuje się przewodami koncentrycznymi ze złączami typu UHF. Ekranu przewodów koncentrycznych zaznaczono liniami przerywanymi.

W układzie wszystkie pętle przewodzące prądy obwodów pomiarowych są wykonane tak, żeby obejmowały minimalne powierzchnie. W każdym przewodzie koncentrycznym prądy żyły i ekranu są zawsze jednakowe i skierowane przeciwnie. Dzięki temu układ jest niewrażliwy na zakłócenia elektromagnetyczne zewnętrzne i sam nie jest źródłem takich zakłóceń.

Punkty uziemień układu są ściśle ustalone tak, że w układzie nie ma elementów o potencjałach swobodnych (floating), a ponadto w każdym obwodzie tylko jeden punkt jest uziemiony. Te części obwodu, których potencjał w czasie procedury pomiarowej musi się zmieniać, są ekranowane podwójnie, z zastosowaniem zasady opisanej w p. 2.

Ważniejsze parametry techniczne stanowiska są następujące:

- a) Rdzeń transformatora TG: toroidalny, zwijany z taśmy P-80, o wymiarach 130/100/40 mm.
- b) Uzwojenie zasilające (1), całkowicie oddzielnie ekranowane blachą Cu: 400 zwojów z odczepami po 50, 100, 150, 200 i 300 zwojach. Drut DN2Es o średnicy Φ 0,45 mm, rezystancja całego uzwojenia $R_1 = 6,5 \Omega$.
- c) Uzwojenie zasilania DB (2), całkowicie oddzielnie ekranowane blachą Cu: 400 zwojów, drut DN2Es o średnicy $\Phi = 0,8$ mm, rezystancja $R_2 = 3,8 \Omega$.
- d) Uzwojenie potencjałowe (3), całkowicie oddzielnie ekranowane blachą Cu: 400 zwojów z odczepami dziesiętnymi, drut DN2Es o średnicy $\Phi = 0,8$ mm, rezystancja $R_3 = 3,8 \Omega$.



Rys.4. Schemat stanowiska pomiarowego
 Fig.4. Diagram of the laboratory circuit

- e) Uzwojenie referencyjne (4): 40 zwojów, przewód koncentryczny podwójnie ekranowany. Całe uzwojenie ekranowane dodatkowo blachą Cu. Parametry uzwojenia i jego połączeń wewnątrz TG:
- rezystancje: uzwojenia $R_4 = 6,6 \Omega$, ekranu wewnętrznego $R_{4w} = 2,5 \Omega$, ekranu zewnętrznego $R_{4z} = 1,5 \Omega$;
 - pojemność między uzwojeniem i ekranem wewnętrznym $C_1 = 1800 \text{ pF}$; konduktancja równoległa $G_1 = 0,71 \mu\text{S}$;
 - pojemność między ekranami $C_2 = 3080 \text{ pF}$; konduktancja równoległa $G_2 = 0,92 \mu\text{S}$.
- f) Uzwojenia zasilania torów kompensacji napięcia różnicowego: składowej czynnej (5): 4x1 zwój; składowej biernej (6): 10x1 zwój; drut DNEJ o średnicy $\Phi = 1 \text{ mm}$. Ekranowane wspólnie blachą Cu.
- g) Transformator detekcyjny TD: rdzeń toroidalny, zwijany z taśmy P-80, o wymiarach 70/40/20 mm. Uzwojenie pierwotne: 200 zwojów, 2 uzwojenia wtórne po 100 zwojów, uzwojenie detekcyjne: 200 zwojów. Drut DN2Es o średnicy $\Phi = 0,35 \text{ mm}$. Ekranry z folii Cu o grubości 0,05 mm.

5. CHARAKTERYSTYKA METROLOGICZNA STANOWISKA

Stanowisko umożliwia wzorcowanie dzielników napięcia przemiennego o dziesięciu jednakowych sekcjach. Jeśli wzorcowany dzielnik jest obciążony impedancją zewnętrzną, to musi mieć oddzielny przełącznik do procedury bootstrap, niezależny np. od przełącznika, do którego są dołączone niższe dekady lub impedancja obciążenia. Dopuszczalne napięcie wejściowe, jakie może być doprowadzone z układu do dzielnika sprawdzanego, jest zależne od częstotliwości. Określają go relacje:

$$\begin{aligned}
 U_{dop} [\text{V}] &= 0,3f; & \text{dla } f &= 40 \dots 1000 \text{ Hz}, \\
 U_{dop} &= 300 \text{ V}; & \text{dla } f &= 1000 \dots 5000 \text{ Hz}.
 \end{aligned}$$

Największe źródła błędów są następujące:

1. Zmiany napięcia odniesienia U_0 .

Występują one po przełączeniu sekcji DB i są spowodowane nieperfekcyjną realizacją idei podwójnego ekranowania obwodu

napięcia U_0 (tj. uzwojenia referencyjnego w transformatorze TG, uzwojenia pierwotnego w transformatorze TD i podwójnie ekranowanych dwu przewodów łączących). Wynikający stąd błąd metody jest trudny do wyznaczenia. Oszacowano, że względna zmiana napięcia U_0 po przełączeniu sąsiednich sekcji DB nie przekracza $\delta_0^\circ = 2 \cdot 10^{-7}$.

2. Ograniczona czułość kompensacji różnicowych napięć wtórnych.

Gdy detektor wskazuje stan skompensowania napięcia ΔU_1 , to pozostaje jeszcze błąd napięciowy bezwzględny pobudliwości $\delta(\Delta U_1)$, który nie przekracza $0,5 \mu V$ dla każdej składowej.

3. Ograniczona dokładność składowych napięć kompensacyjnych.

Zależy ona od błędów i niepewności dzielników oraz przesuwника fazowego, dołączonych z zewnątrz do układu TG w torach obu składowych oraz od błędów samego transformatora TG. Błędy skrajne i niepewności każdego z dzielników indukcyjnych nie przekraczają granic: $\delta_1 \leq 1 \cdot 10^{-6}$, $\gamma_1 \leq 2,5 \cdot 10^{-6} \cdot f$, gdzie γ_1 jest błędem kątowym w radianach, a f jest częstotliwością w hercach. Błędy przesuwника fazowego przy danej częstotliwości są stałe i nie przekraczają wartości $\delta_2 = 1 \cdot 10^{-3}$ dla modułu i $\gamma_2 = 0,005$ rad dla kąta fazowego. Niepewności przesuwника oszacowano na $\delta_3 \leq 10^{-6}$ oraz $\gamma_3 \leq 5 \cdot 10^{-4}$ rad.

Uwzględniając te składniki oraz równanie procedury (8) oszacowano, że skrajny modułowy błąd całego stanowiska przy $U_{we} = 100$ V i $f = 1$ kHz nie przekracza $4 \cdot 10^{-7}$. Analiza sposobu składania błędów cząstkowych wykracza poza ramy tego artykułu, a eksperymentalne wyznaczenie charakterystyk błędów stanowiska wymagałoby skomplikowanych badań.

6. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

Praktyczna realizacja metody bootstrap wymagała zwrócenia szczególnej uwagi na te wszystkie detale układu pomiarowego, które mogłyby naruszyć założenia metody. Eksperymentalna weryfikacja spełnienia tych założeń nie jest łatwa, a przy żądanej

najwyższej dokładności jest niemożliwa ze względu na brak wzorców. Błąd własny układu zmniejszono do minimum przez minimalizację zidentyfikowanych źródeł błędów składowych. Resztkowy błąd własny stanowiska oszacowano pośrednio, w sposób, jaki się stosuje dla narzędzi o liczalnym błędzie. Uzyskana wartość tego błędu poniżej $0,5 \cdot 10^{-6}$ pozwala na wykorzystanie stanowiska do wzorcowania dzielników o błędzie rzędu kilku ppm. Umożliwia także badania wpływu skuteczności ekranowania na wyniki wzorcowania, co ma duże znaczenie dla doskonalenia ekranowania innych precyzyjnych układów pomiarowych oraz w dydaktyce.

LITERATURA

1. Dudziewicz J. (red.): Etalony i precyzyjne pomiary wielkości elektrycznych. WKiŁ, Warszawa 1982.
2. Jaskulski J.: Indukcyjne dzielniki napięcia. Prace Naukowe IME Pol. Wr., Monografie 24/5, Wrocław 1984.
3. Skubis T.: Konstrukcja i błędy indukcyjnych dzielników napięcia. Normalizacja 1979, nr 4.
4. Skubis T.: Pomiary błędów indukcyjnych dzielników napięcia. ZN Pol. Śl. ser. Elektryka nr 55, Gliwice 1976.
5. Skubis T., Klonz M.: High Frequency Self-Calibrating Measurement Transformer as a mV-Scaling Standard. Digest of CPEM, Paryż 1992.

Recenzent: prof. dr hab. inż. Leszek Kiełtyka

Wpłynęło do Redakcji 15 marca 1994

Abstract

High accuracy standard inductive voltage dividers (IVD) are most often calibrated by means of bootstrap method. More accurate reference standard divider is unnecessary. Differences between separate section voltage of the tested IVD and certain

settled reference voltage U_0 are measured, and next a ratio error of this IVD is calculated according to the equation (8). The $\Delta^{\circ}U_1$ terms in this equation denote the relative voltage deviations of the separate sections. These are defined by equations (4) and (6).

The measurement circuit idea of the voltage deviations is presented in the Fig.2. All voltages in the measurement loops of this circuit are supplied from only one source and these are synchronous and proportional one to another. This allows for moderate stability of measured voltages only. All loops are screened in order to keep constant the parasitic currents after switching the successive sections of the IVD under test. This is especially important for reference voltage circuit U_0 . The concept of the screening of the relevant winding is shown in the Fig.3. This winding is realised by a concentric cable in the double screen. The potential of the inner screen, supplied by winding 3, is always the same as the potential of the winding U_0 . All time one end of the outer screen is connected to the ground. With this connections the capacitive current I_1 all time is equal to zero. The capacitive current I_2 being dependend on the IVD setting, flows only in screens. More over, net amperturns of this current in ferromagnetic core are equal to the zero.

Full diagram of the laboratory circuit is presented in the Fig.4. The details of the screening as well as the grounded points are shown. All connections are made by concentric cables. The currents in inner and outer are always equal but flow in opposite directions, giving residual only influence of the leakage electromagnetic fields.

This circuit can be used for calibration of the AC IVD, consisted of ten equal sections (marked by DB in Fig.4), in frequency range from 40 Hz to 5000 Hz. Assessed extreme error of the circuit is below $5 \cdot 10^{-7}$.