ZESZYTY
NAUKOWE
POLITECHNIKI
ŚLĄSKIEJ

Tadeusz SKUBIS

METODY WZORCOWANIA ELEKTRYCZNYCH NARZĘDZI POMIAROWYCH ODTWARZAJĄCYCH STOSUNEK DWU WARTOŚCI

P. 3348/95

ELEKTRYKA
Z .143

50 - LECIE
POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ

GLIWICE
1995

POLITECHNIKA ŚLĄSKA

ZESZYTY NAUKOWE

Nr 1290

POLITECHNIKA ŚLĄSKA Biblioteka Główna Gliwice

I.3348/95

Tadeusz SKUBIS

METODY WZORCOWANIA ELEKTRYCZNYCH NARZĘDZI POMIAROWYCH ODTWARZAJĄCYCH STOSUNEK DWU WARTOŚCI

50 - LECIE
POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ

GLIWICE 1995

OPINIODAWCY
Prof. zw. dr hab. inż. Marian Miłek
Dr hab. inż. Jerzy Jaskulski
Profesor Politechniki Wrocławskiej

KOLEGIUM REDAKCYJNE

REDAKTOR NACZELNY — Prof. dr hab. inż. Jan Bandrowski
REDAKTOR DZIAŁU — Doc. dr inż. Zofia Cichowska
SEKRETARZ REDAKCJI — Mgr Elżbieta Leśko

REDAKCJA
Mgr Aleksandra Kłobuszowska

REDAKCJA TECHNICZNA
Alicja Nowacka

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Śląskiej

PL ISSN 0072 - 4688

Wydawnictwo Politechniki Śląskiej
ul. Kujawska 3, 44-100 Gliwice

Nakł. 110+83 egz. Ark. wyd. 10 Ark. druk. 10,125 Papier offset. kl. III 70x100,80g
Oddano do druku 30.05.1995 Podpis. do druku 30.05.1995 Druk ukończ. w czerwcu 1995
Cena 4,00 (40.000)

Fotokopie, druk i oprawę wykonano w : "ROLEK", Gliwice, ul.Kazimierza Wielkiego 4

SPIS TREŚCI

str.

SPIS WAZNIEJSZYCH OZNACZEŃ UZYWANYCH W PRACY 13

1. WPROWADZENIE 17
1.1. Wstęp 17
1.2. Zakres pracy 18
1.3. Terminologia i oznaczenia 19
1.4. Osiągane dokładności stosunku dwu wartości 19

2. CHARAKTERYSTYKA WZORCÓW STOSUNKU DWU WARTOŚCI 22
2.1. Klasyfikacja 22
2.1.1. Definicje i charakterystyka klasy 22
2.1.2. Wzorce jednostosunkowe 24
2.1.3. Wzorce wielostosunkowe 26
2.2. Definicje przekładni 26
2.3. Narzędzie pomiarowe a jego model matematyczny 28
2.4. Źródła błędów 30
2.5. Kierunki minimalizacji błędów 33
2.6. Ogólne warunki wyznaczania błędów 37

3. METODA SEKWENCYJNO-CYKLICZNA 39
3.1. Charakterystyka metody 39
3.2. Założenia metody sekwencyjno-cyklicznej 42
3.3. Cykliczne przestawienie elementów zbioru (p+q)-elementowego 44
3.4. Opis procedury pomiarowej 49
3.5. Wyznaczenie poprawki przekładni nominalnej 54
3.6. Wybór struktury połączeń immitancji 56
3.7. Dobór wartości immitancji 59
3.8. Użycie metody dla wzorców o dowolnej przekładni 60

4. METODA PRZESTAWIENIA 3 WZORCÓW 62
4.1. Charakterystyka metody 62
4.2. Przestawienie elementów zbioru czteroelementowego . 62
4.3. Sprawdzanie narzędzi wielostosunkowych 64
4.3.1. Idea procedury pomiarowej 64
4.3.2. Wyznaczenie poprawki przekładni 67
4.3.3. Niepewność poprawki 68
4.4. Procedura samosprawdzania narzędzi wielostosunkowych 68
4.4.1. Idea procedury pomiarowej 68
4.4.2. Analiza procedury w przypadku narzędzi stałoprądowych 74

5. METODY POŚREDNIE 76
5.1. Charakterystyka ogólna 76
5.2. Ustalenie napięcia odniesienia 79
5.3. Przełącznik odczepów dzielnika 81
5.4. Wybór punktów wzorcowania dzielników wielodekadowych 82

6. METODY BEZPOŚREDNIEGO PORÓWNANIA 85
6.1. Metoda przekładni wzorcowej 85
6.1.1. Charakterystyka metody 85
6.1.2. Przypadki praktyczne zastosowania metody 89
6.2. Metoda porównania dwu wzorców liczalnych 92

7. METODY MINIMALIZACJI BŁĘDÓW OBCIĄŻENIOWYCH 101
7.1. Źródła błędów obciążeniowych 101
7.2. Metoda pomiaru błędu od obciążenia dzielnika indukcyjnego 102
7.3. Metoda symetryzacji obciążenia 104

8. WYBRANE PROBLEMY INSTRUMENTALIZACJI 106
8.1. Podzespoły układów o dużej powtarzalności 106
8.2. Węzły torów pomiarowych 110
8.3. Definicje wzorców składowych impedancji i ich realizacje 111
8.4. Ekranowanie i uziemianie układów 115
8.5. Detektory 122

9. PRZYKŁADY 126
9.1. Sprawdzenie dzielnika metodą sekwencyjno-cykliczną 126
9.2. Ograniczenie przedziału niepewności przekładni dwu dzielników 132
9.3. Minimalizacja błędu obciążeniowego dzielnika indukcyjnego w procedurze wzorcowania przetwornika AC/DC 137
9.3.1. Rola dzielnika indukcyjnego w procedurze wzorcowania przetwornika AC/DC 137
9.3.2. Konstrukcja dzielnika 140
9.3.3. Przykładowe wyniki wzorcowania przetwornika AC/DC 141

10. PODSUMOWANIE 145

LITERATURA 148

STRESZCZENIA 157

CONTENTS

p.

LIST OF SOME MORE IMPORTANT DENOTATIONS USED IN THE MONOGRAPH 13

1. INTRODUCTION 17
1.1. Preface 17
1.2. The scope of the work 18
1.3. Terminology and denotations 19
1.4. The attainable accuracy of the ratio of two values . 19

2. CHARACTERISTICS OF RATIO STANDARDS OF TWO VALUES 22
2.1. Classification 22
2.1.1. Definitions and class characteristics 22
2.1.2. Single-ratio standards 24
2.1.3. Multi-ratio standards 26
2.2. Definitions of the ratio 26
2.3. An instrument and its mathematical model 28
2.4. Sources of errors 30
2.5. Trends of error minimization 33
2.6. General conditions of error determination 37

3. SEQUENTIAL-CYCLIC METHOD 39
3.1. Description of the method 39
3.2. Some assumptions of the sequential-cyclic method ... 42
3.3. Cyclic transposition of elements of the (p+q) - element set 44
3.4. Description of the measuring procedure 49
3.5. Determination of the nominal ratio correction 54
3.6. Choice of the structure of immitance connections ... 56
3.7. Choice of immitance values 59

3.8. Application of the method to standards at any ratio 60

4. METHOD OF TRANSPOSITION OF 3 STANDARDS 62
4.1. Description of the method 62
4.2. Transposition of elements of 4-element set 62
4.3. Calibration of multi-ratio instruments 64
4.3.1. Idea of the measuring procedure 64
4.3.2. Determination of the ratio correction 67
4.3.3. Uncertainty of the correction 68
4.4. Selfcalibration method for multi-ratio instruments . 68
4.4.1. Idea of the measuring procedure 68
4.4.2. Analysis of the procedure for DC instruments 74

5. INDIRECT METHODS 76
5.1. General description 76
5.2. Determination of the reference voltage 79
5.3. Switch of divider taps 81
5.4. Calibration point choice of multi-decade dividers .. 82

6. METHODS OF DIRECT COMPARISON 85
6.1. The method of standard ratio 85
6.1.1. Description of the method 85
6.1.2. Application of the method 89
6.2. The method of comparison between two calculable standards 92

7. METHODS OF MINIMIZATION OF LOAD ERRORS 101
7.1. Sources of load errors 101
7.2. The method of measurement of the error caused by inductive divider load 102
7.3. The method of load symmetrization 104

8. SOME PRACTICAL PROBLEMS OF APPLICATION 106
8.1. Units of precise circuits 106
8.2. Nodes of measuring ciruits 110
8.3. Definitions of standards for impedance components and their realization 111

8.4. Grounding and screening of circuits 115
8.5. Detectors 122

9. EXAMPLES 126
9.1. Calibration of the divider by sequential-cyclic method 126
9.2. Limitation of ratio uncertainty range of two dividers 132
9.3. Minimization of inductive divider load error in calibration procedure of AC/DC transfer 137
9.3.1. Inductive divider in calibration procedure of AC/DC transfer 137
9.3.2. Divider construction 140
9.3.3. Exemplary results of AC/DC transfer calibration 141

10. CONCLUDING REMARKS 145

REFERENCES 148

SUMMARIES 157

INHALTSVERZEICHNIS

S.

VERZEICHNIS DER VERWENDETEN FORMELZEICHEN 13

1. EINLEITUNG 17
1.1. Einführung 17
1.2. Arbeitsbereich 18
1.3. Terminologie und Formelzeichen 19
1.4. Erreichten Genauigkeiten des Verhältnis der zwei Werte 19

2. CHARAKTERISTIK DER NORMALE DES VERHÄLTNISSES DER ZWEI WERTE 22
2.1. Klassifikation 22
2.1.1. Definitionen und Charakteristik der Klasse .. 22
2.1.2. Einzellverhältnisnormale 24
2.1.3. Mehrfachverhältnisnormale 26
2.2. Definitionen und Übersetzungsverhältnis 26
2.3. Meßwerkzeug und sein matematisches Modell 28
2.4. Fehlerquellen 30
2.5. Richtungen der Fehlersminderung 33
2.6. Allgemeine Bedingungen der Fehlerbestimmung 37

3. SEQUENTIEL-ZYKLISCHES VERFAHREN 39
3.1. Verfahrenscharakteristik 39
3.2. Vorauszetzungen des sequentiell-zyklischen Verfahrens 42
3.3. Zyklische Transposition der Elemente der Menge mit (p+q)-Elementen 44
3.4. Beschreibung des Meßverfahrens 49
3.5. Bestimmung der Korrektion des Nennübersetzungsver-

hältnis 54
3.6. Wahl der Verbindungstruktur der Zweipolfunktionen .. 56
3.7. Auswahl der Zweipolfunktionwerte 59
3.8. Anwendung des Verfahrens für Normale mit beliebigen Übersetzungsverhältnissen 60

4. DAS VERFAHREN DER UMSTELLUNG DER DREI NORMALE 62
4.1. Verfahrenscharakteristik 62
4.2. Transposition der Elemente der Menge mit 4 Elementen 62
4.3. Prüfung der Mehrfachverhältniswerkzeuge 64
4.3.1. Meßverfahrensprinzip 64
4.3.2. Bestimmung der Korrektion des Übersetzungsverhältnisses 67
4.3.3. Meßunsicherheit der Korrektion 68
4.4. Verfahren der Selbstprüfung der Mehrfachverhältniswerkzeuge 68
4.4.1. Meßverfahrensprinzip 68
4.4.2. Verfahrensanalyse im Fall der DC-Meßwerkzeuge 74

5. INDIREKTE VERFAHREN 76
5.1. Allgemeine Charakteristik 76
5.2. Festlegung der Differenzspannung 79
5.3. Anzapfumschalter des Teilers 81
5.4. Auswahl der Kalibrierpunkte von Vielfachdekadenteiler 82

6. DIREKTVERGLEICHSVERFAHREN 85
6.1. Die Metode des Nennübersetzungsverhältnis 85
6.1.1. Verfahrenscharakteristik 85
6.1.2. Praktische Beispiele der Anwendung des Verfahrens 89
6.2. Die Metode des Vergleiches von zwei berechenbaren Normale 92

7. VERFAHREN DER MINDERUNG DER LASTFEHLER 101
7.1. Quellen der Lastfehler 101
7.2. Die Metode der Messung des Fehlers von der Last des

Induktivteilers 102
7.3. Verfahren der Lastsymmetrierung 104

8. GEWÄLTE PROBLEME DER INSTRUMENTALISATION 106
8.1. Bausteine der Systeme mit großer Reproduzierbarkeit 106
8.2. Knoten des Meßpfads 110
8.3. Definitionen der Normale der Impedanzkomponenten und ihre Realisierungen 111
8.4. Abschirmung und Erdung der Systeme 115
8.5. Detektoren 122

9. BEISPIELE 126
9.1. Prüfung der Teiler durch sequentiell-zyklischen Verfahren 126
9.2. Begrenzung des Unsicherheitsintervalls der zwei Teiler 132
9.3. Minderung des Lastfehlers des Induktivteilers beim Kalibrirungsverfahren des Thermokonverters 137
9.3.1. Rolle des Indukivteilers beim Kalibrierungsverfahren des Thermokonverters 137
9.3.2. Konstruktion des Teilers 140
9.3.3. Exemplarische Ergebnisse der Kalibrierung Thermokonverters 141

10. ZUSAMMENFASSUNG 145

LITERATURVERZEICHNIS 148

KURZFASSUNGEN 157

SPIS WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ UŻYWANYCH W PRACY

A,B - oznaczenia dwu wariantów metody sekwencyjno-cyklicznej

d - różnica wartości rzeczywistych przekładni dwu wzorców

D - przekładnia rzeczywista sprawdzanego narzędzia zdefiniowana równaniem (2.2)

D_n - wartość znamionowa przekładni typu D sprawdzanego wzorca

D_p - wartość poprawna przekładni typu D sprawdzanego wzorca

e_i - element zbioru E

E - zbiór elementów e_i

F_i - wartość elementu immitancyjnego e_i

F'_i - wartość immitancji F_i przetransformowana według (3.9)

G_1 - układ zupełny pierwotny zdarzeń

G_2 - układ zupełny łączny zdarzeń

K - przekładnia rzeczywista sprawdzanego narzędzia zdefiniowana równaniem (2.1)

K_n - wartość znamionowa przekładni typu K sprawdzanego wzorca

K_o - przekładnia rzeczywista wzorca odniesienia

K_p - wartość poprawna przekładni typu K sprawdzanego wzorca

$K_{p,1}$ - uaktualniona wartość poprawna przekładni typu K sprawdzanego wzorca

K_s - przekładnia znamionowa wzorcowa dzielnika immitancyjnego

K_t - przekładnia rzeczywista dzielnika immitancyjnego utworzonego w t-tym kroku procedury pomiarowej

K'_t - odwrotność przekładni K_t

K_x - przekładnia rzeczywista wzorca sprawdzanego

$K_{z,i}$ (i=1;2) - stosunki zdefiniowane równaniem (6.4)

$K_{z,i}$ (i=3...6) - przekładnie rzeczywiste przetworników skali

$K_{z,i,n}$ (i=3...6) - przekładnie znamionowe przetworników skali

L,M - podzbiory elementów e_i

p - liczba elementów podzbioru L

p_w - poprawka

q - liczba elementów podzbioru M

u,v,y,z - skrócone oznaczenia wartości wielkości równoważącej, zdefiniowane relacjami (4.7), (4.8)

u_n, v_n, y_n, z_n - skrócone oznaczenia wartości nastaw nominalnych sprawdzanego narzędzia, zdefiniowane relacjami (4.32)

W - wielkość równoważąca układ pomiarowy

We1, We2 (Wy1, Wy2) - wyróżnione wejścia (wyjścia) wzorca stosunku

WO, WX - wzorzec odniesienia i wzorzec sprawdzany

W_1, W_2 - wartości wielkości definiujące przekładnię sprawdzanego narzędzia, odpowiadające wyróżnionym wejściom We1, We2 lub wyjściom Wy1, Wy2

$W_{1,i,n}$; $W_{2,i,n}$ - wartości znamionowe definiujące przekładnię znamionową i-tej dekady narzędzia wielostosunkowego

$W_{1,i,p}$; $W_{2,i,p}$ - wartości poprawne definiujące przekładnię poprawną i-tej dekady narzędzia wielostosunkowego

$W_{r,t}$ - wartość wielkości równoważącej w t-tym kroku procedury pomiarowej

α - stała układu równoważenia różnic

δ_D - błąd bezwzględny przekładni typu D sprawdzanego narzędzia

$\delta_{D,i}$ - błąd bezwzględny i-tej dekady narzędzia wielostosunkowego

δ_K - błąd bezwzględny przekładni typu K sprawdzanego narzędzia

$\delta_{K,t}$ - różnica zdefiniowana równaniem (3.6a)

$\delta_{K',t}$ - różnica zdefiniowana równaniem (3.6b)

$\delta^o_{K,n}$ - błąd względny przekładni sprawdzanego narzędzia w otoczeniu wartości K_n

Δ - niepewność bezwzględna wyniku pomiaru

Δ_p - niepewność poprawki

λ - liczba dekad narzędzia wielodekadowego

Spis wskaźników dolnych

a - wskaźnik elementu końcowego podzbioru L

b - wskaźnik elementu początkowego podzbioru M

c - wskaźnik elementu końcowego podzbioru M

d - przy oznaczeniach niepewności dotyczy różnicy wartości rzeczywistych przekładni dwu wzorców

d,g - oznaczenie granic dolnej i górnej

D - dotyczy przekładni typu D

i = 1;2;3...- indeks bieżący

j = 1;2 - oznacza wejście 1 lub 2 (wyjście 1 lub 2), do którego jest dołączona dana wartość tworząca stosunek

K - dotyczy przekładni typu K

n - oznacza wartość znamionową

o - dotyczy wzorca odniesienia

p - oznacza wartość poprawną

r - indeks stały, oznacza wielkość równoważącą lub jej wartość

s - dotyczy przekładni wzorcowej dzielnika immitancyjnego

t - numer kroku procedury pomiarowej, wskaźnik elementu początkowego podzbioru L

w - indeks stały, oznacza sumę wartości

x - dotyczy wzorca sprawdzanego

z - dotyczy przekładni $K_{z,1}$

Spis wskaźników górnych

^{o} - oznacza wartość względną

* - oznacza wartości przetransformowane według wzoru (3.9)

$'$ - (prim)-oznacza wartosc odwrotną

$''$ - (bis)-oznacza wartość przetworzoną przez przetwornik skali

1. WPROWADZENIE

1.1. WSTĘP

Parametrem decydującym o najważniejszych właściwościach metrologicznych wielu elektrycznych układów pomiarowych jest stosunek dwu wartości wielkości tego samego rodzaju, np. prądów, napięć, pojemności itp. Modelowa, teoretyczna wartość tego stosunku jest odtwarzana najczęściej przez dzielniki wzorcowe lub dokładne transformatory pomiarowe. To odtworzenie zawsze jest obarczone pewnym błędem. W niektórych zastosowaniach błąd ten nie może być pominięty, musi być oszacowany i uwzględniony w modelu narzędzia pomiarowego.

Obszar tematyczny pracy obejmuje metody wyznaczania z najwyższą dokładnością stosunku dwu wartości tej samej wielkości elektrycznej. W niektórych aplikacjach taki stosunek nazywa się przekładnią. Narzędziami służącymi do pomiaru lub odtwarzania stosunku dwu wartości tej samej wielkości elektrycznej są m.in. dzielnik impedancyjny, dzielnik indukcyjny, transfer Hamona, ramiona porównawcze mostka impedancyjnego, komparator prądów, transformator wzorcowy, wzmacniacz pomiarowy itp.

Są trzy najważniejsze dziedziny miernictwa elektrycznego, w których stosunek dwu wartości wielkości elektrycznej jest podstawowym i niezbędnym parametrem:

1) produkcja dokładnych narzędzi pomiarowych, przeznaczonych bezpośrednio do komparacji wartości lub odtwarzania stosunku (komparatory, dzielniki);
2) porównywanie etalonów R,L,C, o różnych rzędach wartości;
3) budowa układów pomiarowych o założonej wysokiej dokładności, określonej metodami liczalnymi.

Obszar stosowania układów, których podstawowym parametrem charakterystycznym jest stosunek dwu wartości tej samej wielko-

ści jest znacznie szerszy niż wynika to ze stosunkowo wąskiej literatury przedmiotu. W różnych narzędziach pomiarowych często nie są wyodrębnione układy odtwarzające wzorcowe stosunki prądów lub napięć, ponieważ analizowana jest wypadkowa dokładność całego narzędzia pomiarowego, a użytkownik nie ma informacji o charakterystykach metrologicznych poszczególnych podzespołów. Dotyczy to zwłaszcza handlowych narzędzi pomiarowych. Jednak w wielu narzędziach pomiarowych występują w formie ukrytej lub jawnej układy porównania, współdecydujące o parametrach zewnętrznych narzędzia. Układy takie występują powszechnie w sprzęcie laboratoryjnym: można je wyodrębnić np. w każdym mostku pomiarowym, kompensatorze lub układzie porównania. Wynika stąd, że dokładne pomiary stosunku dwu wartości stanowią szeroką i ważną problematykę z dziedziny miernictwa elektrycznego.

1.2. ZAKRES PRACY

W pracy został przedstawiony własny dorobek autora w dziedzinie sprawdzania wzorców przekładni dwu wartości wielkości elektrycznej. Analizowane są dokładne metody sprawdzania wzorców przekładni oraz scharakteryzowane są ogólne problemy budowy układów realizujących te metody. Metody, których dotyczy praca, można podzielić na trzy grupy:

a) Metody znane (rozdz.5), które autor stosował w różnych aplikacjach. W tym obszarze dorobek autora obejmuje opracowanie i wykonanie szeregu układów pomiarowych o dużej dokładności.

b) Metody uogólnione przez autora (rozdz.3, 6.1). Uogólnienia rozszerzają klasę przyrządów wzorcowych, które mogą być sprawdzane metodą sekwencyjno-cykliczną oraz wskazują korzystne warianty realizacyjne metody bezpośredniego porównania.

c) Metody nowe, opracowane przez autora (rozdz. 4, 6.2, 7).

W pracy analizowane są najobszerniej metody grupy (b) oraz (c). W rozdz. 9 przedstawione są szczegółowo trzy przykłady zastosowania wybranych metod. Część aplikacyjna (rozdz.8, 9) jest opracowana na bazie wieloletnich doświadczeń własnych autora.

1.3. TERMINOLOGIA I OZNACZENIA

W pracy stosowane są podstawowe pojęcia metrologiczne w znaczeniach zdefiniowanych w Międzynarodowym słowniku podstawowych i ogólnych terminów metrologii [127]. Używane w literaturze tematu pojęcie "precyzja" jest zastąpione terminem "powtarzalność". Dotyczy to także i pochodnych określeń przymiotnikowych.

Błąd bezwzględny, którego moduł i znak są lub mogą być znane, oznacza się w pracy przez δ z odpowiednim indeksem dolnym. Błąd jest usuwany z wyniku przez dodanie poprawki.

Niepewność bezwzględną, czyli granice przedziału wartości wokół wyniku, obejmujące wartość prawdziwą, oznacza się w pracy przez $\pm\Delta$ z odpowiednim indeksem dolnym. Niepewność nie może być usunięta z wyniku, a jedynie może być zminimalizowana.

Wartości względne błędów i niepewności oznaczane są przez dodanie indeksu górnego w postaci $(^\circ)$, np. δ°, $\pm\Delta^\circ$. Konsekwentne stosowanie oznaczeń jest bardzo ważne zwłaszcza w przypadku wielkości bezwymiarowych, gdzie zarówno wartości bezwzględne, jak i względne błędów oraz przekładni są bezwymiarowe lub wyrażane w %, ppm itp.

1.4. OSIĄGANE DOKŁADNOŚCI STOSUNKU DWU WARTOŚCI

Dokładność narzędzi służących do pomiaru stosunku dwu wartości stale wzrasta. W latach trzydziestych zmniejszenie wartości bezwzględnej błędu poniżej 1×10^{-6} było dla większości wzorców stosunku nieosiągalnym celem. Wartość 1×10^{-6} traktowano generalnie jako wartość graniczną błędu, zarówno ze względu na istniejące wówczas potrzeby, jak i techniczne możliwości jej osiągnięcia [10]. Wartość tę przekraczano w następnych latach dla różnych wielkości i obecnie w technice dokładnych pomiarów elektrycznych nie stanowi ona bariery, chociaż jej osiągnięcie jest zawsze trudne. Obecnie normy przewidują wartości błędów podstawowych mniejsze od $1\cdot10^{-6}$ nawet dla handlowych narzędzi pomiarowych, [121, 122, 123].

Dokładność wzorców stosunku dwu wartości jest charakteryzowana ilościowo przez niepewność, z jaką znana jest odtwarzana

wartość przekładni. Niepewność ta wynika z ograniczonej powtarzalności wzorca oraz z niepewności procedury pomiarowej stosowanej do jego kalibracji.

W tablicy 1.1 zestawiono przykładowe niepewności pomiarów stosunków niektórych wielkości elektrycznych, które można uznać za reprezentatywne dla obecnego stanu dokładności etalonów przekładni. W literaturze można znaleźć pojedyncze informacje także o uzyskaniu mniejszych niepewności, ale zdaniem autora, nie stanowią one podstawy do uogólnień. Z danych zestawionych w tablicy 1.1 wynika, że niepewność rzędu $\pm 10^{-9}$ może być dzisiaj przyjęta jako wartość graniczna ze względu na możliwość jej osiągnięcia. Dalsze zmniejszenie niepewności jest jednak celem wyznaczanym przez potrzeby instytucji odpowiedzialnych za stan metrologii.

W kraju osiągana niepewność pomiaru stosunków dla różnych wielkości jest o jeden lub nawet dwa rzędy większa od wartości zestawionych w tablicy 1.1. Stan ten wynika ze stosowanych instrumentalizacji metod. Metody cytowane w tablicy są omówione w dalszej części pracy.

Tablica 1.1

Przykładowe osiągnięcia dokładności stosunku dwu wartości

Lp.	Rodzaj narzędzia, wielkość stosunkowa	Wartość stosunku	Metoda wzorcowania	Niepewność pomiaru stosunku	Rok, źródło	Uwagi
1.	Dzielnik rezystancyjny napięcia stałego, R_1/R_2	1:1	pośrednia	$\pm 2{,}5 \times 10^{-9}$	1983 [115]	U≈1V
		1:1	porównawcza i przestawienia	$\pm(1...5) \times 10^{-8}$	1983 [2]	$R_{1n}=R_{2n}=1\Omega$
		1:10 1:100 1:1000	pośrednia i liczalna	$\pm 2\times 10^{-7}$	1976 [8]	przy napięciu do 10kV
2.	Dzielnik rezystancyjny napięcia zmiennego, R_1/R_2	1:10	porównawcza	$\pm 2\times 10^{-7}$	1964 [35]	U<10V
				$\pm 1\times 10^{-8}$	1993 [15]	1Hz;20Hz

cd. tablicy 1.1

Lp.	Rodzaj narzędzia, wielkość stosunkowa	Wartość stosunku	Metoda wzorcowania	Niepewność pomiaru stosunku	Rok, źródło	Uwagi
3.	Dzielnik pojemnościowy C_1/C_2	1:10	pośrednia	$\pm 1\times 10^{-9}$	1977 [48]	
4.	Dzielnik indukcyjny, U_1/U_2	n:10 dla n=1... ...10	porównawcza	$\pm 3\times 10^{-9}$	1970 [116]	100...1000Hz
				$\pm 5\times 10^{-8}$	1983 [119]	400Hz, 1kHz
		1:1	różnicowa	$\pm 1\times 10^{-10}$	1983 [118]	U<10V
		1:10	pośrednia	$\pm 1\times 10^{-9}$		
		1:100 1:1000		$\pm 1\times 10^{-8}$ $\pm 1\times 10^{-7}$	1975 [18]	f=8,33Hz U<1V
5.	Transfer Hamona, R_1/R_2	1:100 1:100 1:100 1:900	liczalna	$\pm 8\times 10^{-7}$ $\pm 6\times 10^{-7}$ $\pm 11\times 10^{-7}$ $\pm 1\times 10^{-8}$	1972 [20]	10x10Ω 10x1000Ω 10x100kΩ 3x300Ω
6.	Transformator wzorcowy napięć, U_1/U_2	1:12	pośrednia	$\pm 5\times 10^{-7}$	1980 [5]	U_1<1200V
		1:10		$\pm 1\times 10^{-8}$	1983 [13]	
		1:10		$\pm 1\times 10^{-9}$	1977 [69]	
7.	Transformator wzorcowy prądów, I_1/I_2	1:10	pośrednia	$\sim\pm 5\times 10^{-8}$	1983 [13]	
8.	Magnetyczny komparator prądów zmiennych, I_1/I_2	1:1... 1:600	przestawienia i różnicowa	$\pm 2\times 10^{-7}$	1980 [4]	I_1=5A I_2<3kA
		1:10		$\pm 1\times 10^{-8}$	1984 [25]	f=10kHz 0,1/1A
9.	Magnetyczny komparator prądów stałych, I_1/I_2	1:1	przestawienia	$\pm 5\times 10^{-8}$	1970 [52]	I<5mA
		$1:10^k$ k=1;2;3	pośrednia	$\pm 1\times 10^{-7}$		

2. CHARAKTERYSTYKA WZORCÓW STOSUNKU DWU WARTOŚCI

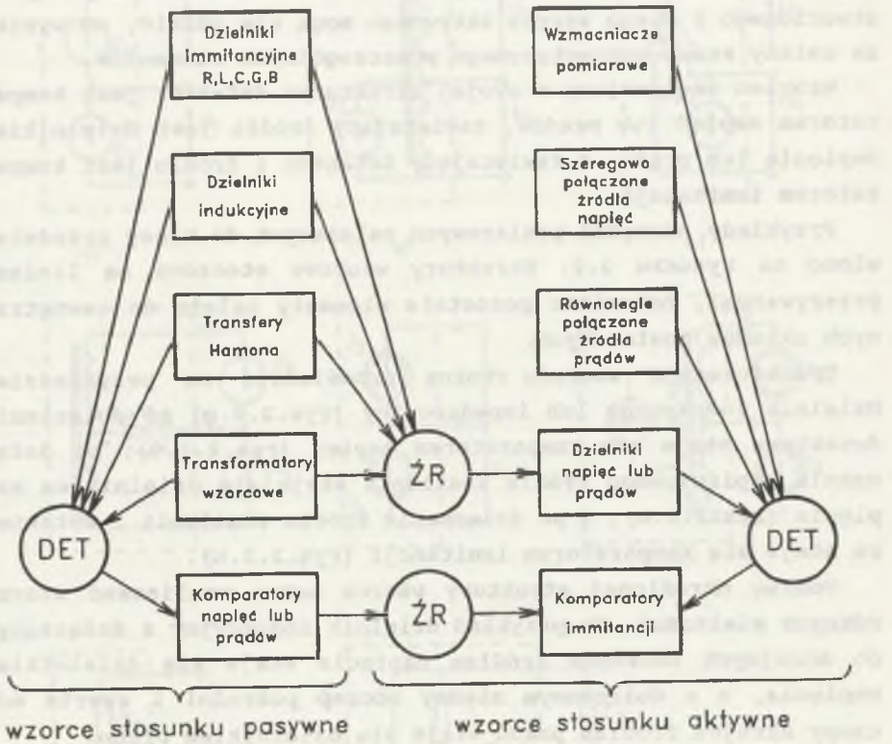
2.1. KLASYFIKACJA

2.1.1. Definicja i charakterystyka klasy

Każdy układ elektryczny przeznaczony do pomiaru lub odtworzenia z dużą dokładnością stosunku dwu wartości napięcia, prądu lub składowych immitancji tego samego rodzaju jest nazywany w pracy wzorcem stosunku. Może nim być zarówno samodzielne narzędzie pomiarowe, jak i podzespół złożonego układu pomiarowego. Wzorce stosunku stanowią klasę narzędzi pomiarowych. Warunkiem koniecznym i wystarczającym przynależności narzędzia do tej klasy jest przeznaczenie lub możliwość wykorzystania tego narzędzia do pomiaru lub odtworzenia stosunku dwu wartości tej samej wielkości elektrycznej (przekładni), przy czym wartość nominalna tego stosunku jest wyrażona liczbą rzeczywistą (rozdz.2.2). Klasa obejmuje wszystkie wzorce stosunku stałoprądowe oraz te przemiennoprądowe, w których nominalne kąty fazowe obu wartości definiujących przekładnię są równe lub różnią się o kąt π.

Klasyfikację wzorców stosunku przedstawiono na rysunku 2.1. Każdy blok oznacza wzorzec należący do klasy. Struktury wzorców różnią się rodzajem i liczbą elementów oraz stopniem złożoności. Niektóre wzorce mogą być połączone z detektorem (DET), źródłem (ŹR) lub detektorem i źródłem należącymi do struktury wzorca. Tworzy się w ten sposób nowe wzorce stosunku, również należące do klasy. Możliwe połączenia zaznaczono strzałkami. Wzorce stosunku podzielono ogólnie na aktywne i pasywne.

Wzorcem aktywnym stosunku (przekładni) jest taki wzorzec, którego przekładnia jest zdefiniowana jako stosunek dwu napięć lub dwu prądów. Te napięcia lub prądy mogą być komparowane w



Rys.2.1. Klasyfikacja wzorców stosunku
Fig.2.1. Classification of the ratio standards

układzie pomiarowym, a także mogą zasilać inne podzespoły, np. sprawdzany wzorzec przekładni. Wzorzec aktywny przekładni zawiera więc zawsze źródło (lub źródła) napięcia lub prądu.

Wzorcem pasywnym stosunku (przekładni) jest taki wzorzec, którego przekładnia jest zdefiniowana jako stosunek składowych immitancji lub liczb zwojów. Wzorzec taki służy do zachowania w długim okresie nie zmienionej wartości przekładni i nie może być użyty samodzielnie. Aby mógł przekazać swoją wartość przekładni, musi być dołączony do źródła zasilania, co powoduje, że staje się wzorcem aktywnym stosunku.

Wzorzec pasywny stosunku zawsze w układzie pomiarowym jest zamieniany na aktywny, ponieważ bezpośrednio mogą być komparo-

wane tylko napięcia lub prądy. Przekładnie wzorca pasywnego i utworzonego z niego wzorca aktywnego mogą się różnić, co wynika ze zmiany stanu energetycznego poszczególnych elementów.

Wzorzec zawierający w swojej strukturze detektor jest komparatorem napięć lub prądów, zawierający źródło jest dzielnikiem napięcia lub prądu, a zawierający detektor i źródło jest komparatorem immitancji.

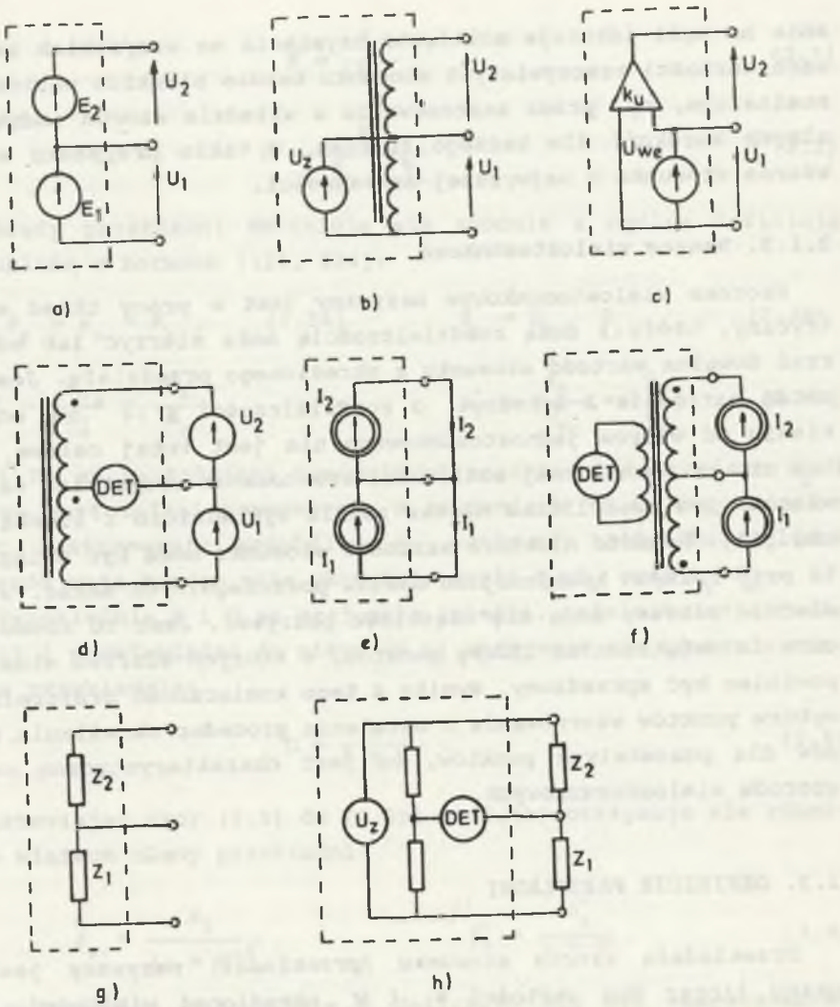
Przykłady narzędzi pomiarowych należących do klasy przedstawiono na rysunku 2.2. Struktury wzorców otoczone są liniami przerywanymi, natomiast pozostałe elementy należą do zewnętrznych układów pomiarowych.

Transformacje wzorców można prześledzić na przykładzie. Dzielnik indukcyjny lub impedancyjny (rys.2.2.g) po dołączeniu detektora staje się komparatorem napięć (rys.2.2.d), po dołączeniu napięciowego źródła zasilania staje się dzielnikiem napięcia (rys.2.2.b), a po dołączeniu źródła zasilania i detektora staje się komparatorem immitancji (rys.2.2.h).

Według określonej struktury wzorca można realizować wzorce różnych wielkości. Na przykład dzielnik indukcyjny z dołączonym do skrajnych odczepów źródłem napięcia staje się dzielnikiem napięcia, a z dołączonym między odczep pośredni i zwarte odczepy skrajne źródłem prądu staje się dzielnikiem prądu.

2.1.2. Wzorce jednostosunkowe

Wzorcem jednostosunkowym nazywany jest w pracy wzorzec przeznaczony do mierzenia lub odtworzenia jednej, określonej wartości stosunku. Wzorzec jednostosunkowy może mieć kilka zakresów, przy czym każdy z tych zakresów ma tylko jedną wartość stosunku. Istotną, wyróżniającą cechą wzorca jednostosunkowego jest brak możliwości zmiany z dużą rozdzielczością wartości stosunku. W praktyce wzorzec jednostosunkowy może mieć do kilkunastu zakresów. Najczęściej spotykanymi wartościami nominalnymi zakresów są liczby $1/k$, $1/k^2$, $k/10$, 10^{-k} (dla k=1,2,... 10) oraz ich odwrotności. Wartości nominalne wzorca jednostosunkowego wielozakresowego różnią się znacznie między sobą, a ich liczba jest niewielka. Z tych powodów istnieje konieczność wzorcowania wszystkich wartości nominalnych stosunku. Równocze-



Rys.2.2. Przykłady wzorców stosunku (A - aktywne, P - pasywne). a) szeregowe połączenie źródeł napięcia (A), b) transformator ze źródłem do zasilania dwu torów pomiarowych (A), c) pomiarowy wzmacniacz napięcia (A), d) komparator napięć (P), e) równoległe połączenie źródeł prądowych (A), f) komparator prądów (P), g) dzielnik impedancyjny (P), h) komparator immitancji (A)

Fig.2.2. Examples of the ratio standards (A-active, P-passive). a) voltage sources connected in series (A), b) transformer with source for feed two measurement paths (A), c) precise voltage amplifier (A), d) voltage comparator (P), e) current sources connected in parallel (A), f) current comparator (P), g) impedance divider (P), h) immittance comparator (A)

śnie na ogół istnieje możliwość uzyskania na wszystkich zakresach wartości rzeczywistych stosunku bardzo bliskich wartościom nominalnym, np. przez zastosowanie w układzie wzorca indywidualnych korekcji dla każdego zakresu. W takim przypadku są to wzorce stosunku o najwyższej dokładności.

2.1.3. Wzorce wielostosunkowe

Wzorcem wielostosunkowym nazywany jest w pracy układ elektryczny, który z dużą rozdzielczością może mierzyć lub odtwarzać dowolną wartość stosunku z określonego przedziału. Jest to zatem narzędzie λ-dekadowe, o rozdzielczości $1 \cdot 10^{-\lambda}$. W odróżnieniu od wzorca jednostosunkowego nie jest tutaj celowe, ani też nie ma technicznej możliwości wzorcowania wszystkich nastaw wzorca, ponieważ liczba nastaw rośnie wykładniczo z liczbą dekad [62]. Ponadto niektóre wartości stosunku mogą być osiągnięte przy różnych kombinacjach nastaw poszczególnych dekad, a sąsiednie zakresy mogą się częściowo pokrywać. Jest to równoznaczne ze zwiększeniem liczby punktów, w których wzorzec stosunku powinien być sprawdzony. Wynika z tego konieczność arbitralnego wyboru punktów wzorcowania i ustalenia procedur określania błędów dla pozostałych punktów, co jest charakterystyczną cechą wzorców wielostosunkowych.

2.2. DEFINICJE PRZEKŁADNI

Przekładnią wzorca stosunku (przekładni) nazywany jest w pracy iloraz dwu wartości W_1 i W_2 określonej wielkości, dla której realizowany jest wzorzec. W przypadku wzorców aktywnych wielkością tą jest napięcie lub prąd, a pasywnych - składowa immitancji. Wartości te występują na dwu wyróżnionych wejściach We1, We2 lub wyjściach Wy1, Wy2 wzorca. Nazwa wejście lub wyjście jest umowna, zależy od układu, natomiast ze względu na definicję przekładni wartości W_1 i W_2 muszą być przyporządkowane określonym wejściom lub wyjściom wzorca. W praktyce pomiarowej definiuje się dwie przekładnie, które w pracy oznaczono przez K oraz D:

$$K = \frac{W_1}{W_2}, \tag{2.1}$$

$$D = \frac{W_1}{W_1 + W_2}. \tag{2.2}$$

Błędy przekładni definiuje się zgodnie z ogólną definicją określoną w normach [121, 124]:

$$\delta_K = K_n - K_p, \tag{2.3a}$$

$$\delta_D = D_n - D_p, \tag{2.3b}$$

$$\delta_K^\circ = \frac{\delta_K}{K_p} \approx \frac{\delta_K}{K_n}, \tag{2.4a}$$

$$\delta_D^\circ = \frac{\delta_D}{D_p} \approx \frac{\delta_D}{D_n}. \tag{2.4b}$$

K_n i D_n są wartościami nominalnymi przekładni, natomiast K_p i D_p są wartościami poprawnymi. W równaniach (2.4) dopuszczalne jest zastosowanie przybliżenia, ponieważ błędy bezwzględne wzorców mają bardzo małe wartości, czyli $K_p \approx K_n$ oraz $D_p \approx D_n$.

Przekładnie K i D są wzajemnie zależne. Przekształcając wzór (2.2) i podstawiając do niego (2.1) otrzymuje się równanie wiążące przekładnie:

$$D = \frac{K}{1 + K}. \tag{2.5}$$

Podstawiając wzór (2.5) do (2.3b) i (2.4b) otrzymuje się równania wiążące błędy przekładni:

$$\delta_D \approx \frac{\delta_K}{(1 + K)^2}, \qquad \delta_D^\circ \approx \frac{\delta_K^\circ}{1 + K}. \tag{2.6}$$

Najczęściej przekładnię K definiuje się dla komparatorów, transformatorów i wzmacniaczy pomiarowych, natomiast przekładnię D dla dzielników i autotransformatorów.

Równania (2.5) i (2.6) umożliwiają przeliczenie wartości i błędów przekładni typu K na wartości i błędy przekładni typu D lub odwrotnie. Ma to duże znaczenie przy wzorcowaniu narzędzi odtwarzających stosunek dwu wartości, ponieważ niektórymi metodami przedstawionymi w pracy można wyznaczać tylko przekładnie typu K, a innymi tylko przekładnie typu D. Na przykład przekładnię typu D dzielnika indukcyjnego można zmierzyć metodą pośre-

dnią (rozdz.5.1) lub można ją obliczyć z przekładni typu K, zmierzonej metodą sekwencyjno-cykliczną (rozdz.3). Równania (2.5) i (2.6) zwiększają zatem obszar zastosowań każdej metody wzorcowania wzorca przekładni.

Dla wzorców stałoprądowych oraz tych przemiennoprądowych, w których wartości nominalne kątów fazowych wielkości definiującej stosunek W_1 i W_2 są równe lub różnią się o π, przekładnie K_n oraz D_n są zawsze liczbami rzeczywistymi. Do takich właśnie narzędzi mogą mieć zastosowanie metody wzorcowania przedstawione w pracy. Wartości prawdziwe i poprawne przekładni wzorców przemiennoprądowych wyrażane są w ogólnym przypadku liczbami zespolonymi, a zatem ich błędy mają również wartości zespolone. Czynniki wpływające na taki charakter błędów przedstawiono w różnych publikacjach autora, np. [76, 80, 86, 90, 97] i innych autorów, np. [14, 28, 33, 53, 64]. Czynniki te są zbiorczo omówione w rozdz. 2.4.

2.3. NARZĘDZIE POMIAROWE A JEGO MODEL MATEMATYCZNY

Przy projektowaniu narzędzi pomiarowych o dużej powtarzalności, w szczególności wzorców stosunku, można wyróżnić dwa alternatywne podejścia.

1. Optymalizuje się strukturę narzędzia, uwzględniając wybrane kryteria i warunki realizacji. Buduje się możliwie dokładny, złożony model matematyczny narzędzia, uwzględniający wszystkie istotne wielkości wejściowe, wpływowe i zakłócające $[X_i(t)]$. Wyprowadza się ścisłe równanie przetwarzania:

$$K = f(W_1, W_2, X_1, X_2, \ldots X_i, \ldots t) \qquad (2.7)$$

gdzie X_i mogą być funkcjami czasu. W tym przypadku do dokładnego wyznaczenia lub odtworzenia wartości K konieczna jest znajomość zależności wszystkich parametrów $x_i(t)$. Wynika stąd konieczność zastosowania wielu czujników dostarczających informacji o aktualnych wartościach parametrów $x_i(t)$ lub zapewnienia stabilizacji ich wartości w określonych przedziałach. Przy tym sposobie podejścia model matematyczny może być bardzo skomplikowany, a ograniczenia wynikają tylko z możliwości uzyskania danych o parametrach $x_i(t)$. Mikroprocesory pozwalają na bardzo szerokie i efektywne wykorzystanie tego sposobu podejścia.

2. Zakłada się prosty model matematyczny, wygodny dla użytkownika. Równanie przetwarzania najczęściej jest liniowe, uwzględnia tylko jedną zmienną wejściową i tym samym pozwala na bezpośredni odczyt. Określa się ścisłe warunki konstrukcji narzędzia, aby założony model był dla niego odpowiedni. Wielkości wpływowe i zakłócające w czasie użytkowania narzędzia muszą być zminimalizowane do założonych poziomów, pozwalających na pominięcie ich wpływu. Nakłada to dodatkowe, często ekstremalne wymagania na elementy i konstrukcję podzespołów narzędzia. Obecny postęp w dziedzinie technologii elementów biernych i aktywnych, a przede wszystkim magnetycznych, stwarza nowe możliwości obniżenia barier dokładności narzędzi pomiarowych o dużej powtarzalności, projektowanych według tego podejścia.

W przypadku najdokładniejszych wzorców stosunku prawie zawsze wykorzystuje się oba te podejścia równocześnie. Opracowuje się ścisły model matematyczny wzorca, który uwzględnia wielkości wpływowe, a następnie doskonali się konstrukcję podzespołów tak, aby model został zlinearyzowany i udział resztkowych wielkości wpływowych i zakłócających był najmniejszy. W praktyce nie jest możliwe całkowite wyeliminowanie źródeł błędów. Stąd, jeżeli równanie modelu ma postać (2.7), to równanie błędu można zapisać ogólnie:

$$\delta_K \approx f_1\left(\frac{\partial K}{\partial W_1}\Delta W_1, \frac{\partial K}{\partial W_2}\Delta W_2, \frac{\partial K}{\partial X_1}\Delta X_1, \ldots\right). \qquad (2.8)$$

Bardzo rzadko zdarza się, że wrażliwości pierwszego rzędu funkcji K na zmiany parametrów (wyrażone przez odpowiednie pochodne) są zerowe. W takich przypadkach może być konieczne uwzględnienie w równaniu także wrażliwości wyższych rzędów, znacząco wpływających na błąd. Przykładem jest obliczanie błędu transferu Hamona [17].

Z równania (2.8) można obliczyć błąd systematyczny przekładni, jeżeli ΔW_1, ΔW_2, ΔX_i znane są co do wartości i znaku. Na-

stępnie można obliczyć poprawną wartość przekładni. Jeżeli jednak znane są tylko wartości graniczne $\Delta W_{1,g}$, $\Delta W_{2,g}$ (przedziały niepewności parametrów) istniejące zawsze po wykorzystaniu dostępnych środków ich minimalizacji, to z równania (2.8) można obliczyć oszacowanie granicznej niepewności przekładni. Funkcja f_1 jest wtedy najczęściej sumą modułów poszczególnych składników (oszacowanie najbardziej pesymistyczne) lub średnią kwadratową (oszacowanie najbardziej prawdopodobne). W każdym konkretnym przypadku konieczna jest jednak szczegółowa analiza modelu matematycznego i jego zgodności z konstrukcją. Najważniejszym etapem tej analizy jest identyfikacja źródeł błędów i ilościowa ocena ich udziału w wypadkowym błędzie narzędzia.

2.4. ŹRÓDŁA BŁĘDÓW

W dokładnych wzorcach stosunku błędy przekładni są powodowane głównie przez różnice rzeczywistych i modelowych wartości parametrów konstrukcyjnych, czyli przez parametry resztkowe i zakłócające. Rodzaje i udział tych parametrów są specyficznymi cechami struktury i technologii wzorca i dla każdego typu mogą być inne, mogą występować w różnych miejscach lub mogą powodować różne błędy. Z tego powodu źródła błędów przekładni mogą być analizowane szczegółowo tylko dla określonych typów wzorców. Porównanie źródeł błędów w różnych typach wzorców należących do klasy doprowadziło do rozróżnienia:

1) grupy wzorców prostych, do których należą dzielniki różnych typów;
2) grupy wzorców złożonych, obejmującej przede wszystkim komparatory immitancji, w których wzorce proste są podzespołami.

Takie rozróżnienie prowadzi do uproszczenia metodyki analizy błędów. Błędy wzorców prostych analizuje się na poziomie poszczególnych elementów, natomiast błędy wzorców złożonych na poziomie podzespołów. W tablicy 2.1 zestawiono najważniejsze i najczęściej występujące źródła błędów wzorców prostych (pozycje 1...10) oraz złożonych (pozycje 6...14), które wyodrębniono w wyniku analizy uwzględniającej fizyczne źródła błędów. W tablicy zastosowano następujące skróty dla oznaczenia wzorców:

Zestawienie źródeł błędów — Tablica 2.1

Lp.	Przyczyna	Bezpośredni skutek	Przykłady występow.
1	Skończone wartości impedancji obciążeń wewnętrznych uzwojeń stosunkowych	Przepływ prądu o niejednakowej gęstości wzdłuż uzwojenia	IDN, KNP, TW
2	Rozrzut wartości impedancji pasożytniczych poszczególnych sekcji	Niejednakowe spadki napięć na sekcjach	IDN, MKP, TW
3	Skończone wartości przenikalności magnetycznej rdzeni	Przepływ prądu stanu jałowego	IDN, KNP, TW
4	Niezerowa stratność rdzeni		
5	Niejednorodność parametrów rdzeni	Wpływ pól zakłócających na potencjały lub prądy w poszczególnych punktach	MKP, IDN, TW
6	Niezupełne ekranowanie magnetyczne		
7	Sprzężenia magnetyczne i admitancyjne poszczególnych elementów (wzajemne i do ekranów)	Zmiany potencjałów lub prądów w poszczególnych punktach	MKP, IDN
8	Skończone wartości wzmocnień oraz impedancji wejściowych i wyjściowych wzmacniaczy	Niezupełne skompensowanie wielkości resztkowych	KI, DDN, MKP
9	Niezerowe wartości impedancji połączeń i przełączników	Dodatkowe spadki napięć	KI, IDN, TH
10	Przybliżony dobór wartości impedancji korekcyjnych	Niecałkowite skompensowanie błędu	IDN, KI
11	Niezerowe wartości impedancji wyjściowych podzespołów o wyjściach napięciowych	Wpływ obciążenia na napięcie wyjściowe	IDN, KI
12	Niezerowe wartości impedancji wejściowych podzespołów o wejściach prądowych	Obciążenie podzespołu poprzedzającego w łańcuchu	IDN, KI
13	Skończone wartości impedancji wejściowych podzespołów o wyjściach napięciowych		
14	Skończone wartości impedancji wyjściowych podzespołów o wyjściach prądowych	Wpływ obciążenia na prądy wyjściwe	IDN, KI

DDN - dwurdzeniowy indukcyjny dzielnik napięcia;
IDN - jednordzeniowy indukcyjny dzielnik napięcia;
KI - komparator immitancji;
KNP - komparator napięć przemiennych;
MKP - magnetyczny komparator prądów;
TH - transfer Hamona;
TW - transformator wzorcowy.

Błędy wielodekadowych wzorców stosunku można również analizować ze względu na udział poszczególnych dekad w błędzie wypadkowym. Uwzględniając np. równania (2.2) dla wartości nominalnych i poprawnych oraz (2.3), wyprowadza się ogólne równanie błędu bezwzględnego przekładni wzorca wielodekadowego w postaci

$$\delta_D = \frac{\sum_{i=1}^{\lambda} W_{1,i,n}}{W_{1,1,n} + W_{2,1,n}} - \frac{\sum_{i=1}^{\lambda} W_{1,i,p}}{W_{1,1,p} + W_{2,1,p}}, \qquad (2.9)$$

gdzie:

$W_{1,i,n}$, $W_{2,i,n}$ - wartości nominalne wielkości definiującej przekładnię i-tej dekady;

$W_{1,i,p}$, $W_{2,i,p}$ - wartości poprawne wielkości definiującej przekładnię i-tej dekady.

Ponieważ na wejściu pierwszej dekady sumy wartości nominalnych i poprawnych są prawie równe sobie, zatem równanie (2.9) można zapisać po przekształceniu w postaci:

$$\delta_D \approx \sum_{i=1}^{\lambda} \frac{W_{1,i,n} - W_{1,i,p}}{10^{i-1}\left(W_{1,i,n} + W_{2,i,n}\right)}. \qquad (2.10)$$

Uwzględniając definicję błędu bezwzględnego i-tej dekady wzorca stosunku otrzymuje się z równania (2.10):

$$\delta_D = \sum_{i=1}^{\lambda} 10^{i-1}\delta_{D,i}. \qquad (2.11)$$

Można wykazać, że takie samo równanie obowiązuje również dla

błędu δ_K przekładni K. Równanie (2.11) nie uwzględnia błędów dodatkowych wynikających z wzajemnego obciążania się dekad, ale określa zasadę udziału błędów cząstkowych poszczególnych dekad w błędzie wypadkowym wielodekadowego wzorca stosunku. Im wyższa dekada, tym większa jest waga jej błędu. Zasada ta dotyczy błędów bezwzględnych przekładni. Jest to istotna różnica w porównaniu do narzędzi wielodekadowych nie stosunkowych, gdzie podobna zasada dotyczy tylko błędów względnych.

2.5. KIERUNKI MINIMALIZACJI BŁĘDÓW

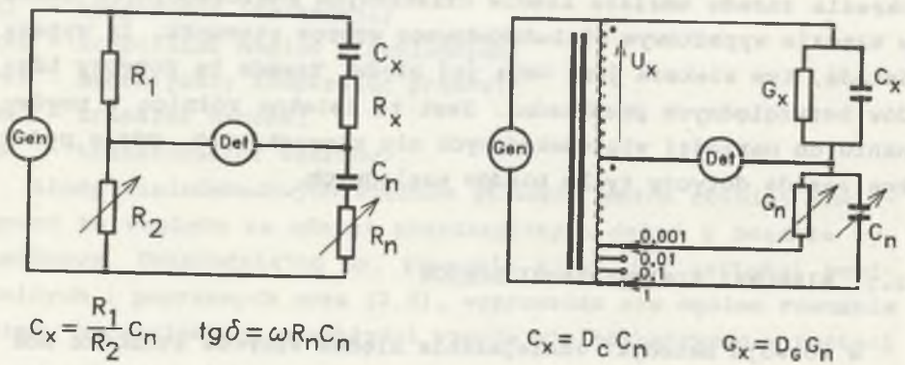
W rozwoju metodyki zmniejszania błędów wzorców stosunku można wyróżnić trzy główne kierunki, z których każdy został zapoczątkowany na innym etapie rozwoju techniki pomiarowej. Doprowadziły one do jakościowych skoków w przesuwaniu barier dokładności wzorców stosunku.

I. Rozwój struktur i optymalizacja wartości parametrów konstrukcji, wykorzystujących wyłącznie elementy bierne

Błędy wzorców stosunku zmniejszano przez dobór dokładniejszych wartości impedancji w układach, stosowanie elementów o lepszych parametrach (stałość w czasie, mała wrażliwość na czynniki wpływowe) oraz dobór wymiarów geometrycznych i materiałów poszczególnych elementów konstrukcji ze względu na minimalne wartości parametrów resztkowych. Zagadnień tych dotyczą prace autora [67, 76, 78, 80, 86, 90, 93, 97, 102, 130] oraz innych autorów, np. [53, 64].

Opracowane zostały nowe, dokładne podzespoły wzorców stosunku, z których najważniejszymi są transformator dwurdzeniowy [28], wielodekadowy dzielnik indukcyjny [36] oraz magnetyczny komparator prądów [54, 57]. Opracowywane były również układy o coraz doskonalszych strukturach. Przykładem ilustrującym rozwój struktur mogą być układy porównania pojemności (rys.2.3.).

Na rysunku 2.3a przedstawiono mostek o niezależnym równoważeniu i bezpośrednim odczycie pojemności i współczynnika strat dielektrycznych. Zmiana zakresu i równoważenie wymagały w tym układzie użycia wielodekadowych i wielozakresowych wzorców dwu składowych impedancji, ograniczających dokładność. W mostku

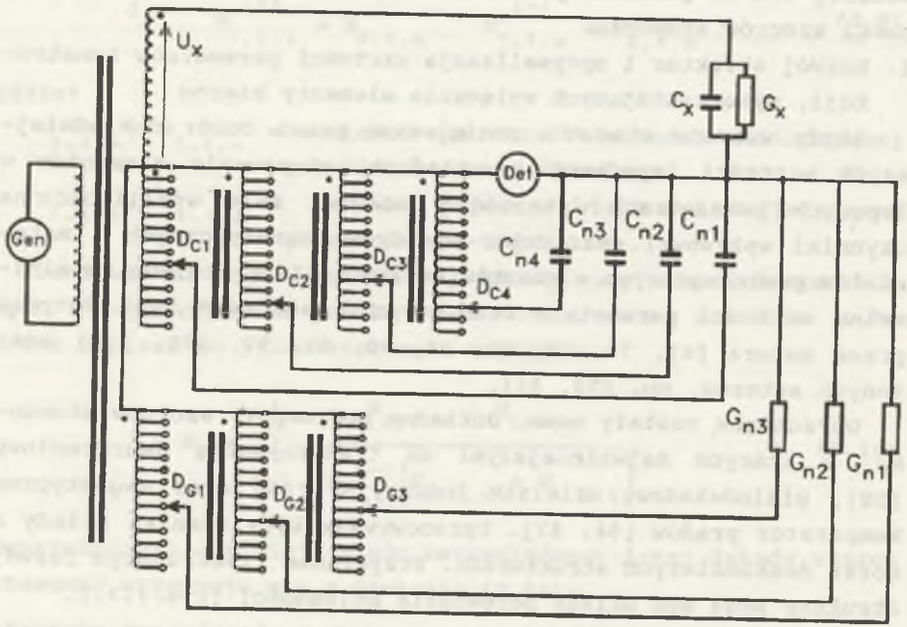


$C_x = \frac{R_1}{R_2} C_n \qquad tg\delta = \omega R_n C_n$

a)

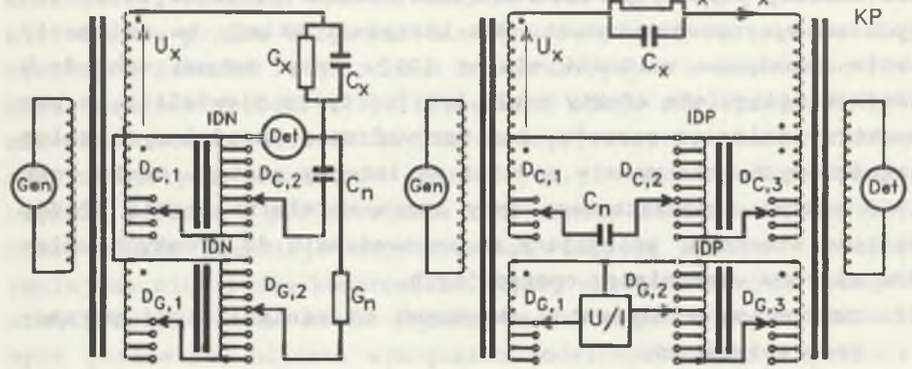
$C_x = D_C C_n \qquad G_x = D_G G_n$

b)



$C_x = \sum_{i=1}^{4} D_{Ci} C_{ni} \qquad G_x = \sum_{i=1}^{3} D_{Gi} G_{ni}$

c)



$C_x = D_{C,1} D_{C,2} C_n$
$G_x = D_{G,1} D_{G,2} G_n$

d)

$C_x = D_{C,1} D_{C,2} D_{C,3} C_n$
$G_x = D_{G,1} D_{G,2} D_{G,3} (I/U)$

e)

Rys.2.3. Przykład rozwoju struktur układów do pomiaru pojemności. Opis w tekście
Fig.2.3. Example of the development of the capacitance measurement circuits. Description in the text

transformatorowym do pomiaru pojemności (rys.2.3b) zastosowano dokładny transformator z odczepami dziesiętnymi, umożliwiający dokonanie zmiany zakresów poszczególnych składowych. Kolejnym krokiem było zastosowanie jednomiarowych wzorców składowych impedancji o różnych rzędach wartości i równoważenie układu za pomocą wielodekadowych IDN (rys. 2.3c). Obecnie w najdokładniejszych mostkach stosuje się pojedyncze jednomiarowe wzorce obu składowych, a równoważenie dokonuje się za za pomocą wielodekadowych IDN (rys.2.3d) lub IDP (rys. 2.3e). W ten sposób prosty układ mostkowy, o względnie dużej niepewności pomiaru, przez wprowadzenie doskonalszych podzespołów i elementów został rozbudowany do złożonego komparatora pojemności zawierającego w swojej strukturze IDN, IDP, KP oraz przetwornik U/I.

Równocześnie doskonalono układy ekranowania i poszukiwano sposobów minimalizacji szkodliwych sprzężeń elektrycznych i magnetycznych, co zostało przedstawione w pracach autora [58], [90]. Postęp w tym zakresie doprowadził do wyczerpania możliwo-

ści dalszej poprawy parametrów wielu układów pomiarowych zależnych od wzorcowego stosunku dwu wartości. Układy te osiągnęły swoje graniczne wartości własne [21]. Przy dużych nakładach środków osiągnięte efekty mogły być już tylko niewielkie, a perspektywy dalszego rozwoju, bez wprowadzenia zasadniczych zmian jakościowych, nie dawały nadziei na istotny postęp. Około roku 1960 został zapoczątkowany inny kierunek minimalizacji błędów wzorców stosunku, polegający na wprowadzeniu do prostych układów wzorców wzmacniaczy operacyjnych.

II. Zastosowanie elementów aktywnych do minimalizacji parametrów wpływowych

Rozwój elektroniki nie spowodował odejścia konstruktorów od klasycznych układów wzorców stosunku, ale sprawił, że zaczęto stosować układy elektroniczne do realizacji funkcji pomocniczych, poprawiających różne parametry wzorców. Układy elektroniczne można stosować do zmniejszania w obwodach wpływu impedancji resztkowych połączeń oraz uzwojeń, prądów stanu jałowego transformatorów, obciążenia różnych części obwodów, kompensowania niepożądanych spadków napięcia i prądów upływu, filtrowania niepożądanych harmonicznych, generowania sygnałów równoważących składowe resztkowe wartości tworzących stosunek. Problemy te są m.in. rozwiązywane w pracach autora [27, 92, 101, 104, 106, 128]. Ważniejszymi osiągnięciami tego kierunku było m.in. zastosowanie transformatorów z elektroniczną kompensacją błędów transformacji [70], dzielników indukcyjnych aktywnych [41], komparatorów samorównoważących [66], filtrów synchronicznych [6]. Kierunek ten stale jest rozwijany, od kilku lat równolegle z wprowadzaniem techniki cyfrowej.

III. Zastosowanie techniki cyfrowej do korekcji błędów

Począwszy od roku 1976 [45] zaczęto budować wzorce stosunku, w których sygnały napięciowe lub prądowe z określonych miejsc układu pomiarowego są poddawane obróbce i korekcji cyfrowej. Wykorzystanie pamięci i odpowiednich algorytmów korekcji powoduje zbliżenie wartości poprawnych sygnałów do wartości nominalnych (modelowych) i tym samym zmniejszenie błędów poszczególnych wartości przekładni. Pozostające błędy resztkowe wynikają głównie z niedokładnego przetwarzania sygnałów w części

analogowej. Technika cyfrowa otwiera nowe możliwości doskonalenia wzorców przede wszystkim dlatego, że pozwala zrezygnować z niekórych założeń i ograniczeń konstrukcyjnych w części analogowej wzorców (rozdz. 2.3). Nieistotne staje się wymaganie liniowości modelu, warunek bezpośredniego odczytu, minimalizowanie niektórych parametrów resztkowych. Konstruktor otrzymuje większą swobodę w projektowaniu klasycznego układu analogowego, który stale pozostaje najważniejszą częścią wzorca. Ponadto zmniejsza się liczba kompromisów między przeciwstawnymi wymaganiami, dzięki czemu można uzyskać wartości pozostałych, istotnych parametrów bliższe wymaganiom modelowym. Należy wyraźnie podkreślić, że stosowanie jakiegokolwiek algorytmu korekcji błędów wymaga znajomości parametrów wzorca, wynikających czasem z bardzo złożonego modelu matematycznego. Bez wyników szczegółowej analizy modelu matematycznego, wprowadzonych do programu korekcji błędu, algorytm nie może być efektywny i tym samym możliwosci systemu mikroprocesorowego nie będą w pełni wykorzystane. Zastosowanie mikroprocesorów we wzorcach stsunku nie jest alternatywą dla modelu matematycznego wzorca, ale jedynie narzędziem pozwalającym w pełni wykorzystać skomplikowany model i tym samym zminimalizować błąd przekładni wzorca. Przykłady zastosowania techniki cyfrowej i mikroprocesorowej we wzorcach stosunku zawierają m.in. prace [2, 3, 12, 30, 34, 37, 39].

2.6. OGÓLNE WARUNKI WYZNACZANIA BŁĘDÓW

Obliczanie błędów przekładni wzorców stosunku na podstawie dokładnych modeli na ogół prowadzi do oceny zbyt pesymistycznej lub mało prawdopodobnej. Pomiar wypadkowych błędów przekładni jest drugim sposobem ich poznania. Może on dać oceny dokładniejsze i bardziej prawdopodobne, jeżeli zostaną zastosowane odpowiednie metody i układy pomiarowe oraz będą spełnione odpowiednie warunki.

Metody pomiaru błędów najdokładniejszych wzorców nie mogą sprowadzać się do metody równoczesnego, bezpośredniego porównania, ponieważ w tym przypadku nie ma wzorców odniesienia o od-

powiedniej dokładności. Muszą więc być stosowane metody samokalibracji, wymagające wykonania szeregu pomiarów, przy różnych konfiguracjach połączeń układu pomiarowego ze sprawdzanym wzorcem. Cechami charakterystycznymi takich metod jest rozciągnięcie w czasie kolejnych kroków procedury oraz najczęściej różne wartości mocy dysypacji w poszczególnych elementach. Wynikają stąd ogólne warunki graniczne wyznaczania błędów wzorców przekładni za pomocą metod pośrednich. Warunki te powinny być spełnione przez wzorzec i układ pomiarowy przynajmniej w czasie wykonywania całej serii pomiarów, na podstawie których oblicza się błąd przekładni sprawdzanego wzorca.

Najważniejsze, ogólne warunki graniczne są następujące:

1. Błąd przekładni sprawdzanego wzorca jest stały w czasie.
2. Elementy układu pomiarowego i wzorca są stacjonarne, m.in. niezależne od temperatury i wydzielanej w nich mocy.
3. Struktura układu pozostaje stała.
4. W przypadku wzorców przeznaczonych do pracy przy prądzie przemiennym zasilanie układu pomiarowego jest czysto sinusoidalne, a harmoniczne generowane w różnych miejscach układu pomiarowego są tłumione do zera.
5. Ekranowanie poszczególnych elementów i podzespołów od wpływu pól elektrycznych i magnetycznych, których źródłem jest układ pomiarowy, jest zupełne.
6. Układ pomiarowy jest izolowany od zewnętrznych wielkości wpływowych.

W rzeczywistych układach pomiarowych warunki graniczne są spełnione tylko w przybliżeniu. Przybliżenia wynikają z charakterystyk użytego sprzętu i mają wpływ na niepewność wyznaczenia błędu przekładni. Uwzględniając specyfikę określonej metody i układu pomiarowego oraz warunki otoczenia formułuje się szczegółowe warunki wyznaczania błędów.

3. METODA SEKWENCYJNO-CYKLICZNA

3.1. CHARAKTERYSTYKA METODY

Metoda sekwencyjno-cykliczna jest uogólnioną metodą utworzenia wzorca stosunku o przekładni wymiernej K_s i bezpośredniego pomiaru błędu δ_K wzorca sprawdzanego. Jest to metoda pośrednia, nie wymagająca zastosowania wzorca przekładni wyższej klasy o znanym błędzie. Wzorcem sprawdzanym może być dowolne narzędzie pomiarowe jednostosunkowe o dużej powtarzalności, należące do klasy zdefiniowanej w rozdziale 2.1.1, którego przekładnia nominalna K_n jest wyrażona ułamkiem zwykłym, $K_n=p/q$. Wartość prawdziwą przekładni tego wzorca oznaczono przez K. Różnica przekładni K_s oraz K_n musi być w przybliżeniu równa zeru lub iloczyn tych przekładni musi być w przybliżeniu równy jeden. W obu przypadkach ogólne struktury układów pomiarowych są różne, ale idea, końcowe równania i wnioski są takie same. Przypadek, w którym $K_s \approx K_n$ nazwano wariantem A, a w którym $K_s \cdot K_n \approx 1$, nazwano wariantem B. Metoda jest oparta na dwu przesłankach:

1) mierzona przekładnia K dwu wartości tej samej wielkości jest wyrażona zawsze liczbą bezwymiarową;
2) liczba jest określona aksjomatycznie, nie wymaga definicji, istnieje niezależnie od jakichkolwiek obiektów materialnych i nie zależy od żadnych wielkości wpływowych.

Nie ma jednak możliwości bezpośredniego fizycznego porównania liczby z mierzonym stosunkiem dwu wartości. Do tego potrzebny jest wzorzec materialny, który odtwarza przekładnię wzorcową K_s. Tylko w przypadku stosunku dwu częstotliwości, liczb impulsów lub wartości skwantowanych wystarcza zliczanie, które może być dokładne, ale nie są to sytuacje, do których ma zastosowanie przedstawiona metoda.

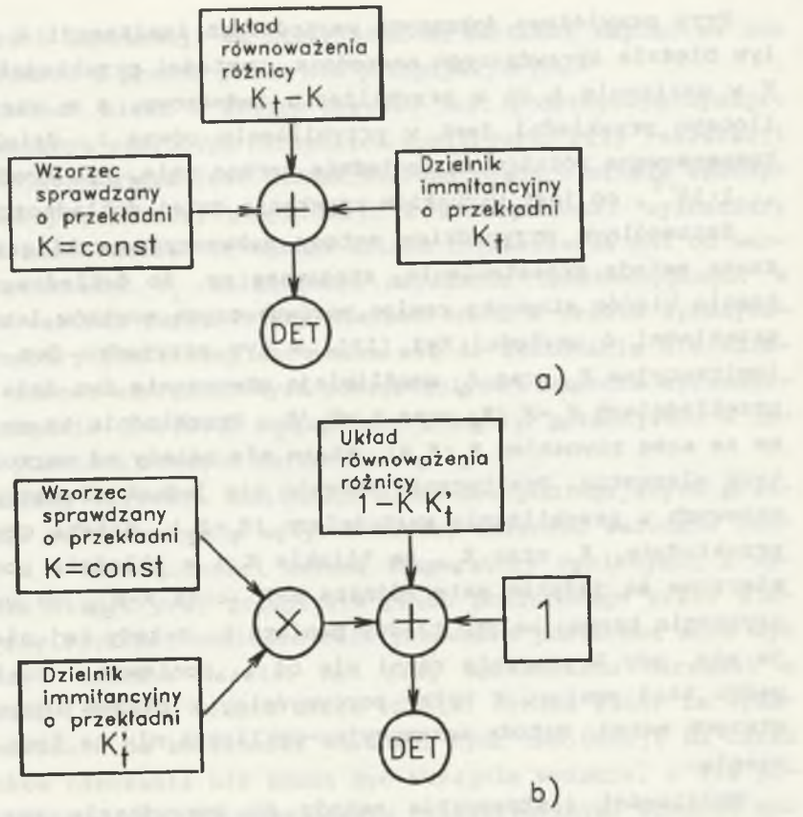
Utworzenie wzorca stosunku polega na jednoznacznym przypisaniu liczby K_s elementom i procedurze pomiarowej określonej na tych elementach. Liczba K_s musi wyrażać dokładnie przekładnię tak utworzonego wzorca materialnego i musi wynikać ze zliczania elementów.

Na rysunku 3.1 przedstawiono ogólne struktury układów pomiarowych, w których może być realizowana metoda sekwencyjno-cykliczna. Są to układy kompensacyjne, w których przekładnię sprawdzanego wzorca porównuje się z przekładnią dzielnika immitancyjnego (wariant A) lub z jej odwrotnością (wariant B). W obu układach dzielnik immitancyjny utworzony jest z elementów przestawialnych, których wartości definiują jego przekładnię. Dla pewnej konfiguracji tych elementów, identyfikowanej przez indeks t, przekładnię tego dzielnika oznaczono przez K_t, a jej odwrotność przez K_t'.

W układzie realizującym wariant A (rys.3.1a) mierzy się różnicę przekładni K_t dzielnika immitancyjnego i przekładni sprawdzanego wzorca. W układzie realizującym wariant B (rys.3.1b) tworzy się iloczyn przekładni sprawdzanego wzorca i przekładni K_t' dzielnika immitancyjnego, a następnie porównuje się go z liczbą 1. Wielkością równoważącą układ, oznaczoną ogólnie przez W, może być napięcie, natężenie prądu lub składowa immitancji. Wartość tej wielkości, oznaczona ogólnie przez W_r, musi być nastawiana z dużą rozdzielczością. Dla stanu zrównoważenia układu, gdy przekładnia dzielnika immitancyjnego jest równa K_t lub K_t', wartość W_r tej wielkości oznaczono dodatkowo indeksem t ($W_{r,t}$). Stałą układu równoważenia różnic oznaczono przez α. W stanie równowagi układu dla wariantu A spełnione jest równanie (3.1a), a dla wariantu B - równanie (3.1b):

$$K_t - K = \alpha W_{r,t}, \qquad (3.1a) \qquad\qquad 1 - KK_t' = \alpha W_{r,t}. \qquad (3.1b)$$

Ogólna idea metody jest następująca. Tworzy się kolejno z określonej grupy wzorców immitancji szereg dzielników immitancyjnych przez ich przestawienie według algorytmu przedstawionego w rozdz. 3.3. Dokładne wartości przekładni tych dzielników nie są znane, ale są od siebie zależne, dzięki wykorzystaniu określonej grupy wzorców immitancji szereg dzielników immitancyjnych przez ich przestawienie według algorytmu, przedstawionego w rozdz. 3.3. Dokładne wartości przekładni tych dzielników nie są znane, ale są od siebie zależne, dzięki wykorzystaniu tych samych elementów. Wzajemny związek wartości przekładni dzielników immitancyjnych jest określony analitycznie, co umożliwia obliczenie przekładni wzorcowej K_s. Zbiór wartości równoważących $W_{r,t}$ oraz znana stała α układu równoważenia różnic umożliwiają obliczenie poprawki przekładni sprawdzanego wzorca.



Rys.3.1. Schematy blokowe układów realizujących metodę sekwencyjno-cykliczną: a) wariant A ($K \approx K_t$), b) wariant B ($K \approx 1/K_t'$)

Fig.3.1. Block diagrams of the calibration circuits, based on sequential-cyclic method: a) variant A ($K \approx K_t$), b) variant B ($K \approx 1/K_t'$)

Przy prawidłowo dobranych wartościach immitancji i przy małym błędzie sprawdzanego narzędzia, wartości przekładni K_t oraz K w wariancie A są w przybliżeniu jednakowe, a w wariancie B iloczyn przekładni jest w przybliżeniu równy 1, dzięki czemu kompensowane różnice są względnie bardzo małe, np. rzędu $1 \cdot 10^{-3}$ ... $1 \cdot 10^{-7}$, co jest warunkiem uzyskania dużej dokładności.

Szczególnym przypadkiem metody sekwencyjno-cyklicznej jest znana metoda przestawienia, stosowana np. do dokładnego wyznaczenia błędów stosunku ramion porównawczych mostków lub wzorców przekładni o wartości K≈1 [17]. W tym przypadku dwa elementy immitancyjne F_1 oraz F_2 umożliwiają utworzenie dwu dzielników o przekładniach $K_1 = F_1/F_2$ oraz $K_2 = F_2/F_1$. Przekładnie te są związane ze sobą równaniem $K_1 \cdot K_2 = 1$, które nie zależy od wartości użytych elementów. Praktycznie stosuje się jednak elementy o jednakowych w przybliżeniu wartościach ($F_1 \approx F_2$), dzięki czemu obie przekładnie, K_1 oraz K_2, są bliskie K i w układzie pomiarowym mierzone są jedynie małe różnice $K-K_1$ oraz $K-K_2$, co umożliwia uzyskanie bardzo małych błędów pomiaru K. Metody tej nie stosuje się, gdy K znacznie różni się od 1, ponieważ w takim przypadku błąd pomiaru K byłby porównywalny z błędem innych, prostszych metod. Metoda sekwencyjno-cykliczna nie ma tego ograniczenia.

Możliwości zastosowania metody do sprawdzania narzędzi o dowolnej wartości przekładni przedstawiono w rozdz. 3.8.

3.2. ZAŁOŻENIA METODY SEKWENCYJNO-CYKLICZNEJ

Założenia metody dotyczą sprawdzanego narzędzia oraz układu pomiarowego i jego elementów. Założenia te muszą być równocześnie spełnione przynajmniej w czasie i warunkach wykonywania procedury pomiarowej.

1. Błąd przekładni sprawdzanego narzędzia jest niezmienny w czasie.
2. Elementy, z których tworzy się dzielniki immitancyjne są stacjonarne i mają bardzo dobrą stałość temperaturową.
3. Elementy są tego samego rodzaju, a ich kąty fazowe są prawie jednakowe.

4. Wartości immitancji są niezależne od wartości napięć na ich końcówkach i prądów przez nie przepływających.

Ad 1. Stałość błędu w długim okresie jest podstawowym wymaganiem stawianym wzorcowym narzędziom pomiarowym. Przy realizacji metody najważniejsza jest jednak stałość błędu w czasie wykonywania całej procedury pomiarowej. W szczególności wyznaczany błąd nie może zależeć od nastaw układu równoważenia ani od wartości przekładni K_t dołączanego dzielnika immitancyjnego. W praktyce warunek zapewniający stałość błędu w czasie wykonywania procedury pomiarowej sprowadza się do zachowania niezmienionych stanów energetycznych poszczególych elementów sprawdzanego narzędzia (wartości temperatur, prądów i potencjałów w istotnych punktach obwodów narzędzia).

Ad 2. Zmiany wartości immitancji elementów podlegających przestawieniu są spowodowane wpływem czasu, zmianami warunków otoczenia, a w szczególności zmianą temperatury wynikającą z wydzielania ciepła przy przepływie prądu pomiarowego przez element. Przy sprawnej obsłudze cała procedura pomiarowa może być wykonana w krótkim czasie, np. przy sprawdzaniu narzędzi o przekładni 1:10 - w czasie około 10 min. Wynika stąd, że wymagania odnośnie do zależności wartości tych immitancji od czasu i warunków otoczenia nie muszą być skrajnie wysokie, o ile pomiary wykonuje się w pomieszczeniu klimatyzowanym. Ponadto moc wydzielana w przestawianych elementach musi być na tyle mała, a odprowadzanie ciepła na tyle dobre, aby temperatura elementów nie zmieniła się.

Założenie to jest spełnione przez zastosowanie elementów o jakości odpowiadającej wzorcom immitancji, przy czym nie jest istotna ich dokładna wartość, ale stacjonarność i niezależność od warunków zewnętrznych. Na etapie projektowania układu pomiarowego należy zwrócić uwagę na ograniczenie mocy wydzielanej w czasie pomiarów w elementach immitancyjnych podlegających przestawieniu.

Ad 3. Model matematyczny metody w żadnym miejscu nie wymaga, by kąty fazowe immitancji elementów podlegających przestawieniu były prawie jednakowe. Jednak jeżeli kąty te różnią się znacznie, to przekładnie tworzonych dzielników immitancyjnych mają

wartości zespolone, o składowych zmieniających się w szerokich granicach. W takim przypadku, w kolejnych krokach procedury pomiarowej występują duże rozrównoważenia układu, co zwiększa niepewność wyznaczenia różnic proporcjonalnych do błędu sprawdzanego narzędzia (rozdz. 3.5). W praktyce najlepiej jest zastosować elementy, których jedna składowa immitancji jest dominująca, natomiast druga, resztkowa, jest względnie mała.

Ad 4. W kolejnych krokach procedury pomiarowej elementy tworzące dzielnik mają zmienione potencjały względem siebie i ekranu, a także mogą się zmieniać wartości płynących przez nie prądów. Jednak zmiany te nie mogą wpływać na wartości immitancji, nie tylko z powodu zależności temperaturowej, ale także np. z powodu nieliniowości elementów. Nieliniowość zastosowanych elementów musi być pomijalnie mała.

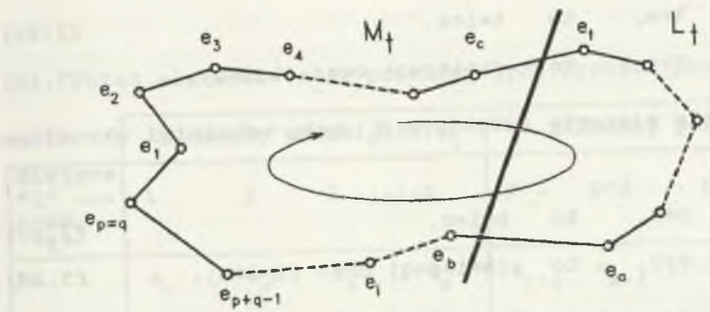
3.3. CYKLICZNE PRZESTAWIENIE ELEMENTÓW ZBIORU (p+q)-ELEMENTOWEGO

Cykliczne przestawienie elementów zbioru (p+q)-elementowego stanowi algorytm pomiaru błędu wzorca przekładni, odtwarzającego przekładnię typu p/q dowolnej wielkości. Algorytm ten usuwa błędy stałe elementów. Niech będzie dany zbiór E, zawierający p+q elementów immitancyjnych e_i, (i=1...p+q). Elementy e_i zostają uporządkowane tak, że:

1) za elementem e_i następuje e_{i+1};
2) za elementem e_{p+q} następuje e_1.

W ten spsosób zostaje ustalona kolejność elementów. Niech zbiór E zostanie podzielony na dwa podzbiory L_t oraz M_t, zawierające odpowiednio p i q elementów o ustalonej kolejności, zgodnej z 1) oraz 2) (rys.3.2).

Element początkowy podzbioru L_t jest identyfikowany wskaźnikiem t, który może być dowolną liczbą naturalną ze zbioru <1,p+q>. Wskaźnik "a" elementu końcowego podzbioru L_t musi być tak wyznaczony, by uporządkowany podzbiór L_t zawierał p elementów. Wskaźnik "b" identyfikuje element następujący za e_a. Wskaźnik "c" elementu końcowego podzbioru M_t musi być tak wy-



Rys.3.2. Graficzna interpretacja podziału uporządkowanego zbioru E na podzbiory L_t oraz M_t

Fig.3.2. Graphical presentation of the ordered set E divided E divided into two subsets, L_t and M_t

znaczony, by uporządkowany podzbiór M_t zawierał q elementów. Równocześnie element e_c poprzedza bezpośrednio e_t.

Podzbiory określone są relacjami:

$$L_t = \{e_i : i\in\langle t,a\rangle\}, \tag{3.2a}$$

$$M_t = \{e_i : i\in\langle b,c\rangle\}. \tag{3.2b}$$

Równania określające wartości wskaźników a, b, c, w zależności od zmiennej wartości t oraz stałych wartości p i q, można zapisać przy wykorzystaniu funkcji entier:

$$t \in N, \qquad 1\le t\le p+q, \tag{3.3a}$$

$$a = t+p-1-(p+q)E\left(\frac{t+p-2}{p+q}\right), \tag{3.3b}$$

$$b = t+p-(p+q)E\left(\frac{t+p-1}{p+q}\right), \tag{3.3c}$$

$$c = t+p+q-1-(p+q)E\left(\frac{t+p+q-2}{p+q}\right). \tag{3.3d}$$

Ponieważ podzbiory L_t oraz M_t są utworzone z elementów identyfikowanych liczbami naturalnymi 1...p+q o ustalonej kolejności, więc wskaźniki "i" elementów podzbioru L_t są określone relacjami:

jeśli t≤a, to t≤i≤a, (3.4a)

jeśli t>a, to (t≤i≤p+q) oraz (1≤i≤a). (3.4b)

Analogicznie elementy podzbioru M_t mają wskaźniki określone relacjami:

jeśli b≤c, to b≤i≤c, (3.4c)

jeśli b>c, to (b≤i≤p+q) oraz (1≤i≤c). (3.4d)

Dla przypadku przedstawionego na rys. 3.2 zachodzą relacje (3.4a) oraz (3.4d).

Zbiór E można podzielić na podzbiory L_t i M_t na (p+q) sposobów, przyjmując kolejno t=1,2,3...(p+q). Podział, w którym tworzy się podzbiory L_t oraz M_t, nazwano t-tym krokiem procedury.

Przejście od t-tego do (t+1)-ego kroku procedury można uzyskać przez przestawienie wszystkich elementów e_i na miejsca elementów poprzedzających (tab. 3.1). Wykonanie całej procedury jest równoważne sekwencji (p+q)-krotnego przestawienia wszystkich elementów e_i na poprzedzające miejsca, aż do wykonania pełnego cyklu. Z tego powodu procedurę nazwano cyklicznym przestawieniem elementów, a metodę opartą na tej procedurze nazwano sekwencyjno-cykliczną.

Wszystkim elementom e_i mogą być przypisane wartości immitancji F_i. Dla t-tego kroku procedury, stosunek sumy wartości wszystkich elementów podzbioru L_t do sumy wartości wszystkich elementów podzbioru M_t oznaczono przez K_t, a jego odwrotność przez K_t'. Stosunki te wynoszą:

$$K_t = \frac{\sum_{i=t}^{a} F_i}{\sum_{i=b}^{c} F_i}, \qquad (3.5a) \qquad K_t' = \frac{\sum_{i=b}^{c} F_i}{\sum_{i=t}^{a} F_i}. \qquad (3.5b)$$

Ponieważ w układach pomiarowych wszystkie wartości F_i są w przybliżeniu jednakowe, więc także wszystkie stosunki K_t (t=1, 2,...p+q) są w przybliżeniu jednakowe i można je formalnie

Tablica 3.1

Układ elementów e_i w poszczególnych krokach procedury

Miejsce "i" ⟶ / krok ↓ "t"	Elementy podzbiorów L_t				Elementy podzbiorów M_t			
	1	2	3	...p	p+1	p+2	... p+q-1	p+q
1	e_1	e_2	e_3	$...e_p$	e_{p+1}	e_{p+2}	$...e_{p+q-1}$	e_{p+q}
2	e_2	e_3	e_4	$...e_{p+1}$	e_{p+2}	e_{p+3}	$...e_{p+q}$	e_1
3	e_3	e_4	e_5	$...e_{p+2}$	e_{p+3}	e_{p+4}	$...e_1$	e_2
4	e_4	e_5	e_6	$...e_{p+3}$	e_{p+4}	e_{p+5}	$...e_2$	e_3
...	.....				.....			
t	e_t	e_{t+1}	e_{t+2}	$...e_a$	e_b	e_{b+1}	$...e_{c-1}$	e_c
...	.....				.....			
p+q-1	e_{p+q-1}	e_{p+q}	e_1	$...e_{p-2}$	e_{p-1}	e_p	$...e_{p+q-3}$	e_{p+q-2}
p+q	e_{p+q}	e_1	e_2	$...e_{p-1}$	e_p	e_{p+1}	$...e_{p+q-2}$	e_{p+q-1}

przedstawić w postaci sum jednego stałego składnika K oraz składników $\delta_{K,t}$, określających różnice:

$$K_t = K + \delta_{K,t}. \qquad (3.6a)$$

Podobnie dla wszystkich stosunków K_t' można również przyjąć jeden dowolny stały czynnik K oraz zmienne składniki $\delta_{K',t}$ o odpowiednich wartościach i napisać formalne równanie:

$$KK_t' = 1 - \delta_{K',t}. \qquad (3.6b)$$

Składniki $\delta_{K,t}$ oraz $\delta_{K',t}$ można wyrazić formalnie równaniami (3.6c) oraz (3.6d), w których α jest stałą a $W_{r,t}$ jest zmienną o odpowiednio dobranej wartości.

$$\delta_{K,t} = \frac{\alpha W_{r,t}}{\sum_{i=b}^{c} F_i}, \qquad (3.6c) \qquad \delta_{K',t} = \frac{\alpha W_{r,t}}{\sum_{i=t}^{a} F_i}. \qquad (3.6d)$$

Struktury równań (3.6a)...(3.6d) umożliwiają wykorzystanie procedury cyklicznego przestawienia elementów do bezpośredniego wyznaczenia błędów przekładni.

Z równań (3.5a), (3.6a) i (3.6c) otrzymuje się:

$$\sum_{i=t}^{a} F_i = K \sum_{i=b}^{c} F_i + \alpha W_{r,t} \quad . \tag{3.7}$$

Sumując stronami równania (3.7) dla t=1...(p+q), otrzymuje się:

$$\sum_{t=1}^{p+q} \sum_{i=t}^{a} F_i = K \sum_{t=1}^{p+q} \sum_{i=b}^{c} F_i + \alpha \sum_{t=1}^{p+q} W_{r,t} \quad . \tag{3.8a}$$

Każda wartość F_i występuje po lewej stronie równania (3.8a) p razy, a po prawej stronie q razy (por. tab.3.1). Zmieniając kolejność sumowania równanie to można zapisać w postaci:

$$p \sum_{i=1}^{p+q} F_i = Kq \sum_{i=1}^{p+q} F_i + \alpha \sum_{t=1}^{p+q} W_{r,t} \quad . \tag{3.8b}$$

Z równania (3.8b) otrzymuje się:

$$\frac{p}{q} = K + \frac{\alpha \sum_{t=1}^{p+q} W_{r,t}}{q \sum_{i=1}^{p+q} F_i} \quad . \tag{3.8c}$$

Przekształcając w ten sam sposób równania (3.5b), (3.6b) i (3.6d) otrzymuje się również równanie (3.8c). Wynika stąd wniosek, że procedura przestawienia elementów i opisujące ją równanie końcowe są takie same dla obu wariantów metody. Lewa strona równania końcowego zależy od liczebności podzbiorów L_t oraz M_t, a nie zależy od wartości F_i elementów. Ponadto, jeżeli K≈p/q, to składnik zależny od sum ma wartość bliską 0.

Równanie (3.8c) i procedurę jego otrzymywania wykorzystano do odtworzenia wzorcowych wartości przekładni w metodzie wyznaczania błędu przekładni wielkości elektrycznych o wartościach nominalnych p/q.

3.4. OPIS PROCEDURY POMIAROWEJ

Metoda sekwencyjno-cykliczna wyznaczania błędu przekładni jednostosunkowych narzędzi pomiarowych oparta jest na cyklicznym przestawieniu elementów zbioru zawierającego p+q elementów (rozdz.3.3). Metoda może być stosowana we wszystkich przypadkach, w których możliwe jest zbudowanie układu do pomiaru małej różnicy przekładni według jednego z dwu ogólnych schematów przedstawionych na rys. 3.1. Procedura pomiaru polega na porównaniu przekładni sprawdzanego narzędzia z przekładniami szeregu dzielników, tworzonych kolejno przez przestawienie wzorców immitancji, według ustalonego algorytmu.

W celu wykonania pomiaru błędu δ_K przekładni sprawdzanego narzędzia o wartości nominalnej $K_n = p/q$, należy zastosować p+q wzorców immitancji o wartościach F_i (i=1,2,...p+q), spełniających założenia sformułowane w rozdz. 3.2 (p. 2, 3 i 4). Nominalne wartości F_i immitancji powinny być jednakowe, ale ich wartości poprawne nie muszą być znane. Wzajemne relacje wartości poszczególnych elementów nie są istotne. Warunki określające rząd wartości F_i przedyskutowano w rozdz. 3.7. Elementy immitancyjne tworzą zbiór E analizowany w rozdz. 3.3. Elementy należy ponumerować kolejno i podzielić na dwa podzbiory, z których jeden zawiera elementy o numerach 1...p, a drugi o numerach (p+1)...(p+q). Elementy obu podzbiorów należy połączyć w taki sposób, żeby ich wartości lub odwrotności wartości zsumowały się. Możliwe są następujące połączenia elektryczne sumujące:

a) szeregowe połączenie elementów sumuje wartości impedancji (Z_i) lub odwrotności wartości admitancji ($1/Y_i$),

b) równoległe połączenie elementów sumuje wartości admitancji (Y_i) lub odwrotności wartości impedancji ($1/Z_i$).

Zgodnie z tym można tworzyć dzielniki impedancyjne lub admitancyjne, o strukturach szeregowych lub równoległych, przy czym w gałęzi dzielnika dołączonej do wejścia We1 (lub wyjścia Wy1) sprawdzanego narzędzia może być p lub q elementów.

W tablicach 3.2 i 3.3 zestawiono osiem różnych struktur połączeń, według których można utworzyć dzielnik immitancyjny o przekładni znamionowej p/q lub q/p. Nazwano je dalej połączeniami początkowymi, ponieważ oznaczone w tablicy podziały elementów na podzbiory odpowiadają pierwszemu krokowi procedury pomiarowej. Struktury te wyczerpują wszystkie możliwości utworzenia dzielnika immitancyjnego o przekładni p/q lub q/p, przy założeniu, że wykorzystuje się wszystkie p+q elementów zbioru E. Struktury I i II, III i IV, V i VI oraz VII i VIII są wzajemnie dualne. Nie oznacza to jednak, że w każdym przypadku można je wzajemnie zamieniać. Struktury od I do IV są takie same, jak struktury od V do VIII, ale tworzone według nich dzielniki mają zamienione miejscami gałęzie.

Metoda jest niezależna od wybranej struktury połączeń elementów immitancyjnych. W celu ogólnego przedstawienia tej metody wprowadzono nową, przetransformowaną zmienną F_i^*, której wartości przy połączeniu szeregowym lub równoległym elementów e_i zawsze sumują się. Jest ona zdefiniowana następująco:

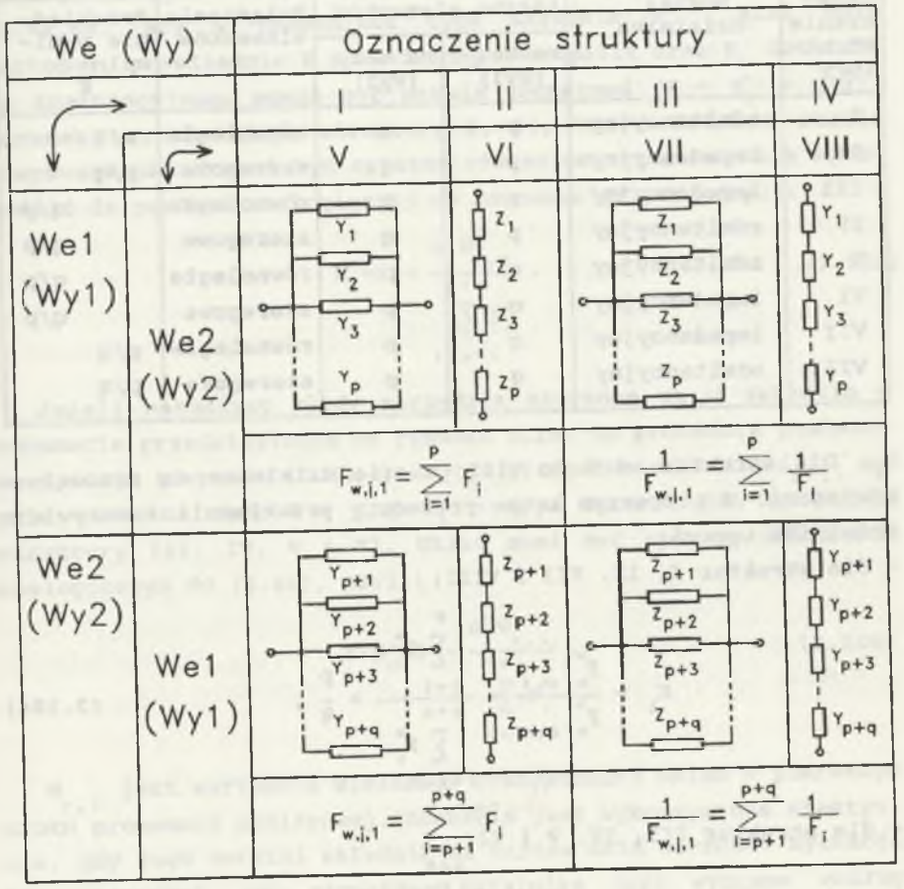
$$F_i^* = \begin{cases} F_i, & \text{gdy } F_i = Y_i \text{ są połączone równolegle,} \\ F_i, & \text{gdy } F_i = Z_i \text{ są połączone szeregowo,} \\ \frac{1}{F_i}, & \text{gdy } F_i = Z_i \text{ są połączone równolegle,} \\ \frac{1}{F_i}, & \text{gdy } F_i = Y_i \text{ są połączone szeregowo.} \end{cases} \qquad (3.9)$$

Sumy wartości elementów podzbiorów L_t oraz M_t, przetransformowanych według (3.9) oznaczono przez $F^*_{w,j,t}$. Znaczenie indeksów jest następujące:

- indeks górny (*) oznacza wartości przetransformowane według równania (3.9);
- indeks pierwszy (w) jest stały, oznacza sumę wartości F_i^*;
- indeks drugi (j) oznacza, do którego wejścia (lub wyjścia) sprawdzanego narzędzia dołączona jest dana suma elementów. j=1 przy dołączeniu do We1 (lub Wy1); j=2 przy dołączeniu do We2 (lub Wy2).
- indeks trzeci (t) oznacza krok procedury. Połączenie elementów w pierwszym kroku procedury (połączenie początkowe, t=1) przedstawiono w tablicy 3.2.

Tablica 3.2

Struktury połączeń początkowych dzielników immitancyjnych



Dla struktur od I do IV suma wartości F_1^* podzbioru L_1 stanowi gałąź dzielnika immitancyjnego, której zgodnie z równaniem (2.1), odpowiada wartość W_1, natomiast suma wartości elementów podzbioru M_1 stanowi gałąź dzielnika, której odpowiada wartość

Tablica 3.3

Wybrane cechy struktur dzielników immitancyjnych

Oznaczenie struktury	Rodzaj dzielnika	Liczba elementów		Połączenia elementów	Przekładnia nominalna K_*
		na We1 (Wy1)	na We2 (Wy2)		
I	admitancyjny	p	q	równoległe	p/q
II	impedancyjny	p	q	szeregowe	p/q
III	impedancyjny	p	q	równoległe	q/p
IV	admitancyjny	p	q	szeregowe	q/p
V	admitancyjny	q	p	równoległe	q/p
VI	impedancyjny	q	p	szeregowe	q/p
VII	impedancyjny	q	p	równoległe	p/q
VIII	admitancyjny	q	p	szeregowe	p/q

W_2. Dla struktur od V do VIII gałęzie dzielnika są zamienione miejscami. W pierwszym kroku procedury przekładnia rzeczywista dzielnika wynosi:

- dla struktur I, II, VII i VIII:

$$K_1 = \frac{F^*_{w,1,1}}{F^*_{w,2,1}} = \frac{\sum_{i=1}^{p} F_i^*}{\sum_{i=p+1}^{p+q} F_i^*} \approx \frac{p}{q}, \qquad (3.10a)$$

- dla struktur III, IV, V i VI:

$$K_1' = \frac{F^*_{w,1,1}}{F^*_{w,2,1}} = \frac{\sum_{i=p+1}^{p+q} F_i^*}{\sum_{i=1}^{p} F_i^*} \approx \frac{q}{p}. \qquad (3.10b)$$

Przekładnię K_1 dzielnika immitacyjnego, utworzonego według wybranej struktury z elementów o wartościach F_i^* porównuje się z przekładnią sprawdzanego narzędzia, w układzie pokazanym na rys. 3.1.

Jeżeli błędy przekładni narzędzia pomiarowego jednostosunkowego mierzone są w układzie według schematu blokowego przedstawionego na rys. 3.1a, to procedurę pomiarową opisują równania (3.6a,c). Aby w równaniach tych składnik $\delta_{K,t}$ miał małe wartości, przekładnie K sprawdzanego narzędzia oraz K_t dzielnika immitancyjnego muszą być prawie jednakowe ($K \approx K_t \approx p/q$). Warunek ten spełniają struktury I, II, VII i VIII. W stanie równowagi układ musi być opisany równaniem, które da się sprowadzić do postaci analogicznej do równania (3.6a), czyli:

$$K_1 = K + \frac{\alpha W_{r,1}}{\sum_{i=p+1}^{p+q} F_i^*}. \qquad (3.11a)$$

Jeżeli natomiast błędy narzędzia mierzone są w układzie o schemacie przedstawionym na rysunku 3.1b, to procedurę pomiarową opisują równania (3.6b,d). W tym przypadku składnik $\delta_{K',t}$ ma małe wartości, gdy $K \approx p/q$, $K_t' \approx q/p$. Warunek ten spełniają struktury III, IV, V i VI. Układ musi być opisany równaniem analogicznym do (3.6b), czyli:

$$K \cdot K_1' = 1 - \frac{\alpha W_{r,1}}{\sum_{i=1}^{p} F_i^*}. \qquad (3.11b)$$

$W_{r,1}$ jest wartością wielkości równoważącej układ w pierwszym kroku procedury pomiarowej. Równanie jest wykorzystane efektywnie, gdy jego ostatni składnik ma bardzo małą wartość. Sytuacja taka zachodzi, gdy struktura dzielnika jest wybrana według określonych wyżej zasad. Uwzględniając równania (3.10a) i (3.11a) lub równania (3.10b) i (3.11b) otrzymuje się równanie równowagi zgodne ze wzorem (3.7):

$$\sum_{i=1}^{p} F_i^* = K \sum_{i=p+1}^{p+q} F_i^* + \alpha W_{r,1}. \qquad (3.12)$$

W drugim kroku procedury pomiarowej przestawia się wszystkie elementy dzielnika tak, że każdy element e_i zajmuje poprzednie

miejsce elementu e_{i-1}, a element e_i zajmuje miejsce e_{p+q} (por. tab. 3.1). Przekładnię K_2 (lub K_2') tak utworzonego dzielnika immitancyjnego porównuje się ponownie z nie zmienioną przekładnią sprawdzanego narzędzia pomiarowego. W stanie równowagi wartość wielkości równoważącej układ wynosi $W_{r,2}$.

Procedurę przestawiania immitancji i równoważenia układu wykonuje się p+q razy, otrzymując wartości $W_{r,t}$. Dzięki cyklicznemu przestawieniu elementów każdy z nich zajmuje kolejno wszystkie miejsca w strukturze. Pod tym względem żadne miejsce w strukturze nie jest wyróżnione ani uprzywilejowane.

3.5. WYZNACZENIE POPRAWKI PRZEKŁADNI NOMINALNEJ

Ogólne równanie równowagi dla t-tego kroku procedury pomiarowej ma strukturę równania (3.7):

$$\sum_{i=t}^{a} F_i^* = K \sum_{i=b}^{c} F_i^* + \alpha W_{r,t} \quad . \tag{3.13}$$

Granice sumowania a, b, c, określone są przez (3.3), a sumowanie wykonuje się zgodnie z relacjami (3.4). Przekształcając równanie (3.13) tak jak (3.7)...(3.8c), otrzymuje się:

$$K - \frac{p}{q} = - \frac{\alpha \sum_{t=1}^{p+q} W_{r,t}}{q \sum_{i=1}^{p+q} F_i^*} = p_w \quad . \tag{3.14}$$

Lewa strona równania (3.14) jest równa z definicji poprawce p_w, którą należy dodać do wartości nominalnej przekładni $K_n = p/q$ sprawdzanego narzędzia jednostosunkowego.

Dla każdego rodzaju sprawdzanego narzędzia pomiarowego i dla każdego określonego układu porównania przekładni współczynnik α, występujący w równaniu (3.14), ma wartość stałą. Stała ta jest obliczana na podstawie znanych lub zmierzonych wartości parametrów układu, którymi mogą być (por. rozdz. 9.1):

- współczynniki dokładne,
- jedno z napięć lub jeden z prądów wyjściowych sprawdzanego narzędzia,
- suma wartości F_i^* wszystkich elementów e_i podlegających cyklicznemu przestawieniu.

Na ogół można łatwo wyznaczyć wartości każdego z tych parametrów z niepewnością mniejszą od ±0,5%. Dotyczy to także sumy wartości F_i^*, którą uzyskuje się z jednego pomiaru, a nie przez sumowanie wartości poszczególnych składników.

Równanie definiujące stałą α ma strukturę iloczynowo-ilorazową, dzięki czemu tę stałą można wyznaczyć z niepewnością nie przekraczającą ±1%. Niepewność ta w wielu przypadkach może być jeszcze mniejsza, co jednak na ogół nie jest potrzebne.

Szczególnie korzystny przypadek występuje wtedy, gdy stała α zawiera czynnik będący sumą wartości F_i^* wszystkich przestawianych elementów. Redukuje się on z takim samym czynnikiem, występującym strukturalnie w równaniu (3.14), co zupełnie eliminuje jego wpływ na niepewność wyznaczania poprawki p_w. Przypadek taki przedstawiono w rozdz. 9.1.

Niepewność wyznaczenia poprawki p_w sprawdzanego narzędzia jest uzależniona głównie od niepewności czynnika będącego sumą wszystkich wartości równoważących układ, $W_{r,t}$. Czynnik ten, proporcjonalny do błędu sprawdzanego narzędzia, jest w każdym przypadku algebraiczną sumą (p+q) składników mierzonych niezależnie. Każdy składnik $W_{r,t}$ jest funkcją rozrzutu wartości F_i^*, co wynika z analizy równania (3.13).

Algebraiczna suma wszystkich składników $W_{r,t}$ nie zależy od rozrzutu wartości F_i^*, ale na ogół zależy tylko od ich wartości średniej. Mimo to celowe jest dobre wyrównanie wszystkich wartości F_i^*, zarówno co do modułu, jak i fazy, ponieważ przy dużym rozrzucie wartości choćby tylko jednej składowej immitancji F_i^* niektóre wartości $|W_{r,t}|$ są duże, jak to wynika z równania (3.13). Jeżeli $W_{r,t}$ są mierzone z jednakowymi niepewnościami względnymi, to dla dużych wartości $|W_{r,t}|$ duże są również ich niepewności bezwzględne $|\Delta_{W,r,t}|$. Jest to szczególnie istotne przy zmianie zakresu wartości W_r. W konsekwencji rośnie również wypadkowa niepewność sumy składników $W_{r,t}$ obliczona według

ogólnie stosowanego modelu składania niepewności [26], ponieważ przy obliczeniach uwzględnia się moduły niepewności składników. Decydujące znaczenie mają największe wartości $|\Delta_{w,r,t}|$.

Wynika stąd, że rozrzut modułów i faz wartości F_1^* powinien być możliwie mały. Wtedy wszystkie wartości $W_{r,t}$ są prawie jednakowe i mogą być zmierzone z prawie jednakowymi niepewnościami, a wypadkowa niepewność sumy jest minimalna.

W każdym przypadku zastosowania metody należy obliczyć niepewność graniczną błędu przekładni sprawdzanego narzędzia, znając wartości wszystkich parametrów prawej strony równania (3.14). Na ogół ta niepewność może być mniejsza od około ±1%, co daje dwie pewne cyfry poprawki.

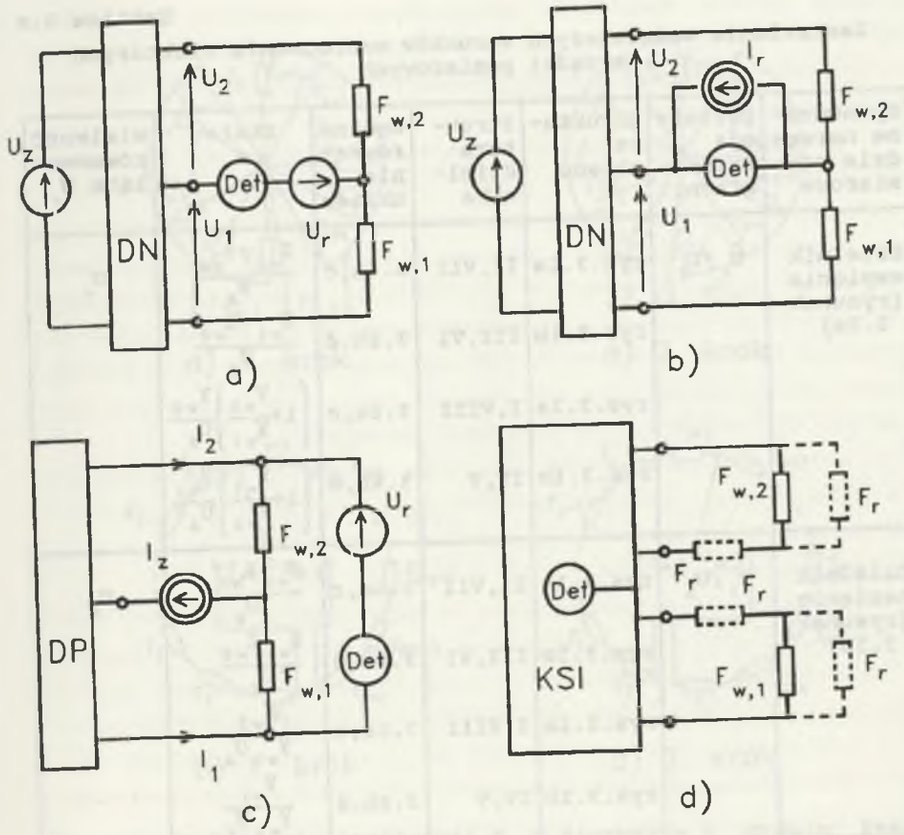
3.6. WYBÓR STRUKTURY POŁĄCZEŃ IMMITANCJI

Przed ustaleniem wartości immitancji F_1^* należy wybrać strukturę ich połączeń w dzielniku immitancyjnym. Dla określonego rodzaju sprawdzanego narzędzia i dla określonego układu pomiarowego mogą być zastosowane tylko niektóre struktury połączeń, spośród zestawionych w tablicy 3.3. Wybór struktury zależy od definicji przekładni sprawdzanego narzędzia i od warunku równowagi układu pomiarowego.

Na rys. 3.3 przedstawiono przykładowe schematy ideowe układów do sprawdzania wybranych narzędzi pomiarowych. Dopuszczalne dla tych układów struktury połączeń immitancji F_1 i ważniejsze warunki realizacyjne zestawiono w tablicy 3.4.

Przy ostatecznym wyborze struktury spośród wariantów dopuszczalnych dla określonego układu należy preferować struktury równoległe, tj. I, III, V i VII. Dla tych struktur liczba połączeń o nieustalonej impedancji przejścia jest mniejsza niż dla struktur szeregowych (rys.3.4).

W przpadku sprawdzania komparatorów składowych immitancji, gdy układ równoważy się dodatkową immitancją równoważącą F_r (rys. 3.3a), należy uwzględnić również możliwość praktycznej realizacji zmian i pomiaru immitancji równoważącej o odpowiednim rzędzie wartości.



Rys.3.3. Przykładowe schematy ideowe układów do sprawdzania jednostosunkowych narzędzi pomiarowych a,b) dzielnika napięcia, c) dzielnika prądu, d) komparatora składowych immitancji. Indeks r oznacza wielkość równoważącą

Fig.3.3. Exemplary schematic diagrams of the circuits for calibration of single-ratio measuring instruments a,b) voltage divider, c) current divider, d) comparator of immitance components. Index r denotes the balancing quantity

Ponieważ zmiany przekładni są niewielkie, więc zachodzą relacje

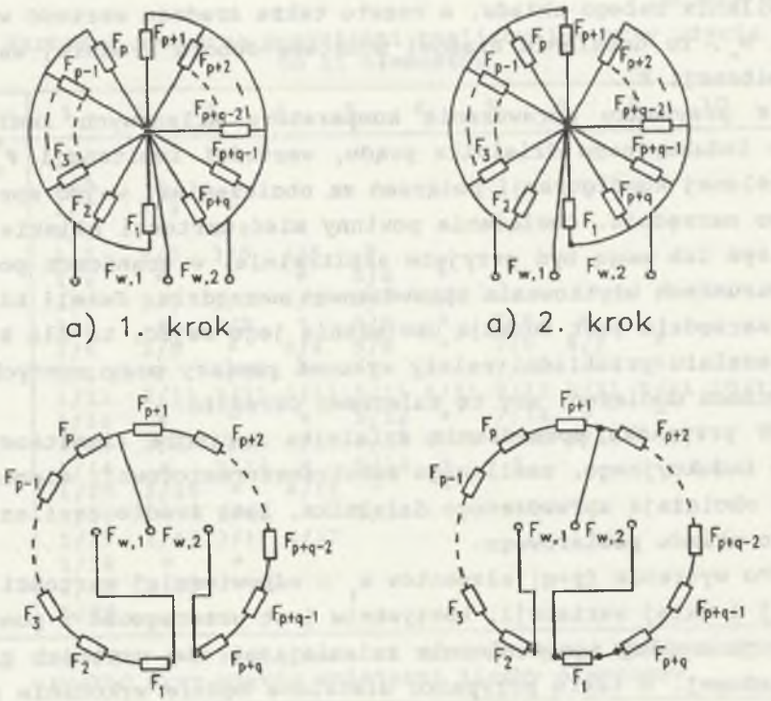
$F_r \ll F_1$, dla struktur I i II,

$F_r \gg F_1$, dla struktur VII i VIII.

Tablica 3.4

Zestawienie ważniejszych warunków wzorcowania niektórych narzędzi pomiarowych

Sprawdzane narzędzie pomiarowe	Definicja przekładni	Struktura układu	Struktura dzielnika	Ogólne równanie układu	Stała α	Wielkość równoważąca W_r
Dzielnik napięcia (rysunek 3.3a)	U_1/U_2	rys.3.1a	II,VII	3.6a,c	$\frac{Z_{w1}+Z_{w2}}{U_2}$	U_r
		rys.3.1b	III,VI	3.6b,d	$\frac{Z_{w1}+Z_{w2}}{U_2}$	
		rys.3.1a	I,VIII	3.6a,c	$\left(1+\frac{Y_{w2}}{Y_{w1}}\right)\frac{Y_{w2}}{U_2}$	
		rys.3.1b	IV,V	3.6b,d	$\left(1+\frac{Y_{w1}}{Y_{w2}}\right)\frac{Y_{w1}}{U_2}$	
Dzielnik napięcia (rysunek 3.3b)	U_1/U_2	rys.3.1a	II,VII	3.6a,c	$\frac{Z_{w1}Z_{w2}}{U_2}$	U_r
		rys.3.1b	III,VI	3.6b,d	$\frac{Z_{w1}Z_{w2}}{U_2}$	
		rys.3.1a	I,VIII	3.6a,c	$\frac{Y_{w2}}{Y_{w1}U_2}$	
		rys.3.1b	IV,V	3.6b,d	$\frac{Y_{w1}}{Y_{w2}U_2}$	
Dzielnik prądu (rysunek 3.3c)	I_1/I_2	rys.3.1a	II,VII	3.6a,c	$\frac{Z_{w2}}{Z_{w1}I_2}$	I_r
		rys.3.1b	III,VI	3.6b,d	$\frac{Z_{w1}}{Z_{w2}I_2}$	
		rys.3.1a	I,VIII	3.6a,c	$\frac{Y_{w2}}{Y_{w1}I_2}$	
		rys.3.1b	IV,V	3.6b,d	$\frac{Y_{w1}}{Y_{w2}I_2}$	
Komparator składowych immitanc. -rys.3.3d	Z_{w1}/Z_{w2}	rys.3.1a	II,VII	3.6a,c	-1	Z_r (szer. do Z_{w1})
		rys.3.1a	I,VIII	3.6a,c	-1	Y_r (równ. do Y_{w1})



Rys.3.4. Połączenia immitancji F_i w pierwszym i drugim kroku procedury pomiarowej
a) struktura równoległa (I lub III według tab. 3.2),
b) struktura szeregowa (II lub IV). Czarne kropki oznaczają połączenia zmienione w drugim kroku

Fig.3.4. Connections of immitance F_i in 1st and 2nd measuring procedure step
a) paralle structure (I or III, Tab. 3.2)
b) in-series structure (II or IV). Black dots denote connections changed in 2nd step

3.7. DOBÓR WARTOŚCI IMMITANCJI

W rozdz. 3.5 sformułowano warunek zminimalizowania wariancji wartości F_i^*. Chociaż idea metody nie nakłada żadnych warunków na wartość średnią immitancji F_i^*, to jednak od tej wartości

średniej zależy obciążenie sprawdzanego narzędzia lub źródła zasilania całego układu, a często także średnia wartość wielkości W_r. To ustalenie stanowi podstawę doboru średniej wartości immitancji F_i^*.

W przypadku sprawdzania komparatora składowych immitancji lub indukcyjnego dzielnika prądu, wartości immitancji F_i^* w określonej konfiguracji połączeń są obciążeniami wejść sprawdzanego narzędzia. Obciążenia powinny mieć wartości bliskie nominalnym lub mogą być przyjęte arbitralnie, w granicach podanych w warunkach użytkowania sprawdzanego narzędzia. Jeżeli błąd tego narzędzia jest funkcją obciążenia jego wejść, to dla każdego przedziału przekładni należy wykonać pomiary przy różnych wartościach obciążeń, aby tę zależność określić.

W przypadku sprawdzania dzielnika napięcia (immitancyjnego lub indukcyjnego, zasilanego autotransformatorowo), elementy e_i nie obciążają sprawdzanego dzielnika, lecz źródło zasilania całego układu pomiarowego.

Po wybraniu (p+q) elementów e_i o odpowiedniej wartości średniej i małej wariancji, korzystnie jest uszeregować i ponumerować je według monotonicznie zmieniającej się wartości głównej składowej. W takim przypadku ułatwione będzie wykonanie procedury pomiarowej, ponieważ w całej serii równoważeń układu składowa rzeczywista wielkości równoważącej tylko raz zmieni znak.

3.8. UŻYCIE METODY DLA WZORCÓW O DOWOLNEJ PRZEKŁADNI

Metoda może być zastosowana do wyznaczenia z dużą dokładnością poprawki p_w dla wzorca o przekładni K, jeśli $p/q - K \approx 0$. Większość narzędzi jednostosunkowych w naturalny sposób spełnia ten warunek. W przypadku narzędzi wielostosunkowych oraz jednostosunkowych o przekładni wyrażonej liczbą niewymierną ten warunek może być spełniony dowolnie blisko przez znalezienie odpowiedniego ułamka typu p/q. Ze względu na konieczność fizycznego przestawienia (p+q) elementów w czasie procedury, pożądane jest, by ich liczba była możliwie mała. W tablicy 3.5 zestawiono wszystkie możliwe wartości przekładni typu p/q, realizowalne

Tablica 3.5

Wartości wymierne przekładni realizowalne przy użyciu do 21 elementów

q↓ p→	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1/1									
2	1/2	*								
3	1/3	2/3	*							
4	1/4	*	3/4	*						
5	1/5	2/5	3/5	4/5	*					
6	1/6	*	*	*	5/6	*				
7	1/7	2/7	3/7	4/7	5/7	6/7	*			
8	1/8	*	3/8	*	5/8	*	7/8	*		
9	1/9	2/9	*	4/9	5/9	*	7/9	8/9	*	
10	1/10	*	3/10	*	*	*	7/10	*	*	*
11	1/11	2/11	3/11	4/11	5/11	6/11	7/11	8/11	9/11	10/11
12	1/12	*	*	*	5/12	*	7/12	*	*	
13	1/13	2/13	3/13	4/13	5/13	6/13	7/13	8/13		
14	1/14	*	3/14	*	5/14	*	*			
15	1/15	2/15	*	4/15	*	*				
16	1/16	*	3/16	*	5/16					
17	1/17	2/17	3/17	4/17						
18	1/18	*	*							
19	1/19	2/19								
20	1/20									

Uwaga: Gwiazdką (*) zastąpiono te wartości p/q, które można uzyskać przy użyciu mniejszej liczby elementów.

przy użyciu nie więcej niż 21 elementów. Warunek $(p+q) \leq 21$ wynika z aktualnych technicznych możliwości efektywnego wykorzystania metody, a nie z jej ograniczeń.

Po wykonaniu cyklu pomiarów metodą sekwencyjno-cykliczną można obliczyć według równania (3.14) poprawkę p_w oraz nową wartość poprawną K_{p1} przekładni sprawdzanego narzędzia:

$$K_{p1} = \frac{p}{q} + p_w \qquad (3.15)$$

Niepewność poprawki i wartości poprawnej można oszacować w sposób ogólnie zalecany [26]. Przy tym podejściu poprawka zawiera część stałą, decydującą o jej wartości oraz część stochastycznie zmienną, ujawniającą się przy powtarzaniu procedury, decydującą o jej niepewności. Przykład zastosowania metody w tym ogólniejszym przypadku przedstawiono w rozdz. 9.1.

4. METODA PRZESTAWIENIA 3 WZORCÓW

4.1. CHARAKTERYSTYKA METODY

Metoda przestawienia 3 wzorców jest metodą alternatywną dla metody sekwencyjno-cyklicznej w przypadku wzorcowania narzędzi wielostosunkowych [83]. Przekładnię sprawdzanego narzędzia porównuje się kolejno z przekładniami 4 dzielników immitancyjnych, których przekładnie są ze sobą związane równaniem niezależnym od wartości zastosowanych elementów. Równanie to wynika z algorytmu przestawienia. Do równania wprowadza się zmierzone różnice i oblicza się poszukiwaną wartość błędu przekładni wzorcowanego narzędzia. Przekładnia wzorcowanego narzędzia może być dowolna. Duża dokładność metody wynika przede wszystkim z algorytmu przestawienia elementów, a w mniejszym stopniu z dokładności pomiarów różnicowych.

4.2. PRZESTAWIENIE ELEMENTÓW ZBIORU CZTEROELEMENTOWEGO

Poniższy algorytm przestawienia elementów stanowi matematyczną podstawę metody. Jest on przedstawiony w sposób formalny, jako abstrakcja, ponieważ jego właściwości nie są zależne od jakichkolwiek obiektów fizycznych. Minimalny zbiór, umożliwiający realizację metody, w ogólnym przypadku stanowią 4 elementy o niezerowych wartościach i z tego powodu taki zbiór został wybrany jako podstawa procedury pomiarowej.

Niech będzie dany zbiór E, zawierający cztery dowolne elementy elementy e_i (i=1,2,3,4). Niech ze zbioru E będą kolejno utworzone cztery podzbiory L_t i M_t, według algorytmu przedstawionego w tablicy 4.1.

Tablica 4.1

Układ elementów e_i w poszczególnych krokach procedury

Nr kroku "t"	Elementy podzbiorów L_t	Elementy podzbiorów M_t	
1	e_1	e_2	e_4
2	e_2	e_1	e_4
3	e_2	e_3	e_4
4	e_3	e_2	e_4

Elementom mogą być przypisane wartości immitancji F_i. Przy łączeniu szeregowym lub równoległym elementów e_i ich wartości immitancji, przetransformowane według (3.9), zawsze dodają się. Dla każdej pary podzbiorów (L_t, M_t) oblicza się następujące stosunki K_t i K'_t (t=1,2,3,4), zależne od wartości F_i^*:

$$K_1 = \frac{F_1^*}{F_2^*+F_4^*}, \quad (4.1a) \qquad K_2 = \frac{F_2^*}{F_1^*+F_4^*}, \quad (4.1b)$$

$$K_3 = \frac{F_2^*}{F_3^*+F_4^*}, \quad (4.1c) \qquad K_4 = \frac{F_3^*}{F_2^*+F_4^*}, \quad (4.1d)$$

$$K'_1 = \frac{F_2^*+F_4^*}{F_1^*}, \quad (4.2a) \qquad K'_2 = \frac{F_1^*+F_4^*}{F_2^*}, \quad (4.2b)$$

$$K'_3 = \frac{F_3^*+F_4^*}{F_2^*}, \quad (4.2c) \qquad K'_4 = \frac{F_2^*+F_4^*}{F_3^*}. \quad (4.2d)$$

Przekształcając układy równań (4.1) oraz (4.2) otrzymuje się równania wiążące ze sobą stosunki K_t oraz K'_t:

$$\frac{1 + K_1(1 + K_3)}{K_3} = \frac{1 + K_4(1 + K_2)}{K_2}, \quad (4.3a)$$

$$\frac{1 + K'_3(1 + K'_1)}{K'_1} = \frac{1 + K'_2(1 + K'_4)}{K'_4}. \quad (4.3b)$$

Równania (4.3a) oraz (4.3b) są niezależne od wartości elementów zbioru E. Ich struktura wynika z algorytmu tworzenia podzbiorów L_t oraz M_t oraz z definicji stosunków K_t i K_t'. Równania te wykorzystano do wyznaczania dowolnej wartości przekładni narzędzi pomiarowych wielkości elektrycznych prądu przemiennego i stałego oraz wielodekadowych narzędzi prądu stałego.

4.3. SPRAWDZANIE NARZĘDZI WIELOSTOSUNKOWYCH

4.3.1. Idea procedury pomiarowej

Metoda wyznaczania błędu przekładni wielostosunkowych narzędzi pomiarowych oparta jest na idei przestawienia elementów zbioru 4-elementowego. Pomiary mogą być wykonane w układzie o podobnym schemacie jak dla metody sekwencyjno-cyklicznej (rys. 3.1a,b). Wielkością mierzoną bezpośrednio może być dowolna wielkość W, której wartość $W_{r,t}$ jest proporcjonalna do mierzonej różnicy. Równanie równowagi układu z rys. 3.1a musi mieć strukturę równania (3.1a), a z rys. 3.1b - strukturę (3.1b).

W każdym przypadku procedura pomiaru błędu δ_K przekładni sprawdzanego narzędzia o dowolnej wartości nominalnej K_n polega na tworzeniu po kolei dzielników z 4 immitancji według algorytmu przedstawionego w tablicy 4.1, podłączaniu tych dzielników do układu z rysunku 3.1a lub 3.1b i na pomiarze wartości $W_{r,t}$ w stanach równowagi układu. Elementy immitancyjne muszą spełniać założenia określone w rozdz. 3.2 (p.2, 3 i 4). Elementy e_1, e_2, e_3 powinny mieć zbliżone do siebie wartości głównej składowej. Należy je uporządkować rosnąco według tej składowej przetransformowanej:

$$F_1^* > F_2^* > F_3^* . \qquad (4.4)$$

Uporządkowanie wyrażone relacją (4.4) nie jest warunkiem koniecznym, ale upraszcza analizę. Wartość głównej składowej immitancji F_4^* należy dobrać tak, aby przekładnia K_n sprawdzanego wzorca była w przybliżeniu równa przekładni K_t albo K_t' dzielnika immitancyjnego, gdy stosuje się układ opisany równa-

niem (3.1a), lub iloczyn $K_n \cdot K_t$ albo $K_n \cdot K_t'$ był w przybliżeniu równy 1, gdy stosuje się układ opisany równaniem (3.1b). Dzielniki immitancyjne o przekładniach K_t albo K_t' tworzy się przez szeregowe lub równoległe łączenie elementów e_i. Przekładnie tych dzielników są określone układem równań (4.1) lub (4.2). Rozrzut wartości F_1^*, F_2^* i F_3^* decyduje o rozrzucie wartości przekładni, natomiast wartość F_4^* decyduje o wartości średniej tej przekładni. W trakcie procedury pomiarowej przestawieniu podlegają tylko elementy e_1, e_2 i e_3, natomiast e_4 jest niezmienną częścią wszystkich dzielników. W tablicy 4.2 przedsta-

Tablica 4.2

Połączenia początkowe dzielników immitancyjnych przy sprawdzaniu narzędzi wielostosunkowych

We (Wy)		Oznaczenie struktury			
		IX	X	XI	XII
		XIII	XIV	XV	XVI
We1 (Wy1)	We2 (Wy2)	Y_1	Z_1	Z_1	Y_1
		$F^*_{w,j,1}=F^*_1=F_1$		$F^*_{w,j,1}=F^*_1=\frac{1}{F_1}$	
We2 (Wy2)	We1 (Wy1)	Y_2, Y_4	Z_2, Z_4	Z_2, Z_4	Y_2, Y_4
		$F^*_{w,j,1}=F^*_2+F^*_4=F_2+F_4$		$F^*_{w,j,1}=F^*_2+F^*_4=\frac{F_2F_4}{F_2+F_4}$	

wiono osiem różnych struktur połączeń wzorców immitancji, które nazwano połączeniami początkowymi (por. rozdz.3.4). Zgodnie z tymi połączeniami można tworzyć dzielniki immitancyjne o przekładni K_1 zdefiniowanej przez równanie (4.1a) (struktury IX,X, XI,XII) lub o przekładni K_1' zdefiniowanej przez równanie (4.2a) (struktury XIII,XIV,XV,XVI). Przedstawione połączenia wyczerpują wszystkie możliwości utworzenia z czterech immitancji dzielnika o przekładni K_1 lub K_1'. Dzielnik o strukturze IX, X XV lub XVI ma przekładnię K_t (K_t') mniejszą od 1, a dzielnik o strukturze XI, XII, XIII lub XIV ma przekładnię większą od 1.

Struktury IX i X, XI i XII, XIII i XIV oraz XV i XVI są wzajemnie dualne. Struktury IX...XII są takie same, jak XIII... XVI, ale tworzone według nich dzielniki mają zamienione miejscami wejścia, a ich przekładnie mają odwrotne wartości. Realizacja procedury wyznaczania błędu może być rozpoczęta od każdego z przedstawionych połączeń początkowych, ale dla określonego rodzaju sprawdzanego narzędzia i układu pomiarowego tylko niektóre z tych połączeń są dopuszczalne. Idea metody jest niezależna od wybranego połączenia początkowego wzorców immitancji.

Wykazuje się, że w obu układach pomiarowych można stosować dzielnik immitancyjny o przekładni K_t lub K_t', co nie było dopuszczalne przy realizacji metody sekwencyjno-cyklicznej. Obliczając z równania (3.1a) wartości K_t dla t=1,2,3,4, a następnie podstawiając je do równania (4.3a) otrzymuje się równanie kwadratowe ze względu na K, którego współczynniki są zależne tylko od zmierzonych wartości $W_{r,t}$ i stałej α. Nazwano go równaniem procedury:

$$K^2(W_{r,1}-W_{r,4})+K[\alpha(W_{r,1}-W_{r,4})(W_{r,2}+W_{r,3})+W_{r,1}+W_{r,2}-W_{r,3}-W_{r,4}]+$$
$$[\alpha^2 W_{r,2}W_{r,3}(W_{r,1}-W_{r,4})+\alpha(W_{r,1}W_{r,2}-W_{r,3}W_{r,4})+W_{r,2}-W_{r,3}]=0 \quad . \tag{4.5}$$

Podobne przekształcenie równań (3.1a) i (4.3b) daje równanie procedury o takiej samej strukturze. Może ono być otrzymane formalnie z równania (4.5) przez transpozycję wskaźników:

$$1,\ 2,\ 3,\ 4 \longrightarrow 3,\ 4,\ 1,\ 2. \tag{4.6}$$

Ogólne równanie procedury dla układów opisanych równaniem (3.1a) zapisano w tablicy 4.3, przy użyciu uproszczonych oznaczeń u,v,y,z. Ich znaczenie zależy od zastosowanego wariantu połączeń początkowych dzielnika immitancyjnego:

dla struktur IX, X, XI i XII (według tablicy 4.2):

$$u = W_{r,1}; \qquad v = W_{r,2}; \qquad y = W_{r,3}; \qquad z = W_{r,4}, \tag{4.7}$$

dla struktur XIII, XIV, XV i XVI:

$$u = W_{r,3}; \qquad v = W_{r,4}; \qquad y = W_{r,1}; \qquad z = W_{r,2}. \tag{4.8}$$

Przy użyciu tych oznaczeń zapisano także inne najważniejsze równania wynikowe analizy procedury. W tablicy 4.3 zestawiono te równania dla procedury realizowanej w układzie o strukturze przedstawionej na rysunku 3.1a.

Wykonując podobne przekształcenie równań (3.1b) i (4.3a) oraz (3.1b) i (4.3b) otrzymuje się ogólne równanie procedury realizowanej w układzie o strukturze przedstawionej na rysunku 3.1b. Jest to równanie kwadratowe ze względu na K, o współczynnikach zależnych od parametrów $W_{r,t}$. Zbiorcze wyniki analizy procedury opisanej równaniem (3.1b) zestwiono w tablicy 4.4.

4.3.2. Wyznaczenie poprawki przekładni

Procedura pomiaru składa się z czterech formalnie jednakowych kroków. W pierwszym kroku porównuje się przekładnię K_1 dzielnika immitancyjnego z przekładnią sprawdzanego narzędzia i otrzymuje się wartość wielkości równoważącej $W_{r,1}$. Następnie zamienia się miejscami elementy e_1 i e_2 i ponownie równoważy się układ. W trzecim kroku na miejsce elementu e_1 podstawia się e_3, a w czwartym zamienia się miejscami e_2 i e_3. W przypadku narzędzia prądu przemiennego parametry $W_{r,t}$ są liczbami zespolonymi. Ich wartości oraz prawdziwa wartość K przekładni sprawdzanego narzędzia są związane ze sobą równaniem (4.12) lub (4.21), zależnie od układu pomiarowego. W tablicach 4.3 oraz 4.4 zestawiono również wyróżniki i rozwiązania równań procedury dla obu układów pomiarowych. W każdym przypadku spośród dwu możliwych wartości $\pm\sqrt{\Delta}$ tylko jedna daje rozwiązanie, które jest równe mierzonej wartości przekładni. Wynika to z podstawienia

do równania (4.14) wartości $\alpha W_{r,t}$ obliczonych ze wzoru (3.1a) oraz do równania (4.23) wartości $\alpha W_{r,t}$ obliczonych ze wzoru (3.1b). W praktyce jest to rozwiązanie o wartości bliższej przekładni nominalnej. Błąd δ_K przekładni sprawdzanego narzędzia oblicza się z równania (2.3), przy wykorzystaniu wzoru (4.14) lub (4.23). Równania błędu (4.15) oraz (4.24) również wpisano w tablicach 4.3 i 4.4. Stały składnik błędu może być odjęty od wartości pierwotnej przekładni jako poprawka, dając wartość poprawioną przekładni.

4.3.3. Niepewność poprawki

Niepewność bezwzględną Δ_p poprawki przekładni narzędzi wielostosunkowych określa równanie ogólne

$$\Delta_p = \sum_{t=1}^{4} S_{W,r,t}\Delta_{W,r,t} + S_\alpha\Delta_\alpha \qquad (4.9)$$

gdzie:

$\Delta_{W,r,t}$ - bezwzględna niepewność wartości $W_{r,t}$;

Δ_α - bezwzględna niepewność wyznaczania stałej α;

$S_{W,r,t}$ - wrażliwości rozwiązania ze względu na parametry $W_{r,t}$ (t=1,2,3,4), obliczane według równania (4.10):

$$S_{W,r,t} = \frac{\partial p_w}{\partial W_{r,t}} \qquad \text{(dla t=1;2;3;4);} \qquad (4.10)$$

S_α - wrażliwość rozwiązania ze względu na α:

$$S_\alpha = \frac{\partial p_w}{\partial \alpha} . \qquad (4.11)$$

Uporządkowane równania wrażliwości dla poszczególnych procedur zestawiono w tablicach 4.3 i 4.4, przy wykorzystaniu oznaczeń zdefiniowanych przez wzory (4.7) lub (4.8).

4.4. PROCEDURA SAMOSPRAWDZANIA NARZĘDZI WIELOSTOSUNKOWYCH

4.4.1. Idea procedury pomiarowej

Przestawienie elementów zbioru 4-elementowego może być również wykorzystane do wyznaczania błędu przekładni wielostosunkowych narzędzi pomiarowych w układach, w których elementem

Tablica 4.3

Wyniki analizy dla układów opisanych równaniem (3.1a)

Ogólne równanie procedury $K^2(u - z) + K[\alpha(u - z)(v + y) + u + v - y - z] + [\alpha^2 vy(u - z) + \alpha(uv - yz) + v - y] = 0$	(4.12)
Wyróżnik równania $\Delta = [- u + v + y - z + \alpha(v-y)(u-z)]^2 + 4(z-y)(v-u)$	(4.13)
Rozwiązanie równania $K = \frac{- 1 - \alpha(v + y)}{2} + \frac{y - v + \sqrt{\Delta}}{2(u - z)}$	(4.14)
Poprawka i błąd przekładni sprawdzanego narzędzia $p_w = - \delta_K = -K_n - \frac{1 + \alpha(v + y)}{2} + \frac{y - v + \sqrt{\Delta}}{2(u - z)}$	(4.15)
Wrażliwości rozwiązania równania procedury $S_u = \frac{v-y}{2(u-z)^2}\left[1 + \frac{\alpha(u-z)(2z-v-y) + u-v+y-z}{\sqrt{\Delta}} \right]$	(4.16)
$S_v = \frac{1}{2}\left[-\alpha + \frac{1}{z - u} + \frac{\alpha^2(u-z)(v-y) + \alpha(-u+2v-z) - 1}{\sqrt{\Delta}}\right] + \frac{v-y}{2(u-z)\sqrt{\Delta}}$	(4.17)
$S_y = \frac{1}{2}\left[-\alpha + \frac{1}{u - z} - \frac{\alpha^2(u-z)(v-y) - \alpha(u-2y+z) - 1}{\sqrt{\Delta}}\right] + \frac{y-v}{2(u-z)\sqrt{\Delta}}$	(4.18)
$S_z = \frac{y - v}{2(u - z)^2}\left[1 + \frac{\alpha(u-z)(2u-v-y) + u-v+y-z}{\sqrt{\Delta}} \right]$	(4.19)
$S_\alpha = - \frac{1}{2}(v + y) + \frac{(v-y)[-u+v+y-z + \alpha(v-y)(u-z)]}{2\sqrt{\Delta}}$	(4.20)

Tablica 4.4

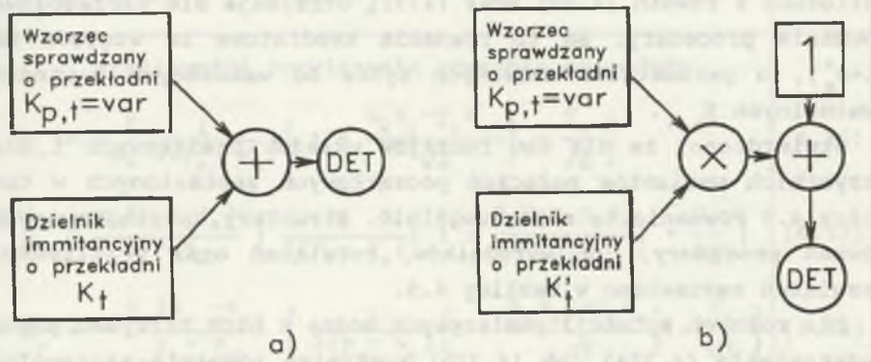
Wyniki analizy dla układów opisanych równaniem (3.1b)

Ogólne równanie procedury	
$K^2(y-v) + K[\alpha(uv-yz)-u-v+y+z] + (z-u)(1-\alpha y) = 0$	(4.21)
Wyróżnik równania	
$\Delta = [\alpha(uv-yz)-u-v+y+z]^2 - 4(y-v)(z-u)(1-\alpha v)(1-\alpha y)$	(4.22)
Rozwiązanie równania	
$K = -\frac{1}{2} + \frac{\alpha(yz-uv)+u-z+\sqrt{\Delta}}{2(y-v)}$	(4.23)
Poprawka i błąd przekładni sprawdzanego narzędzia	
$p_u = -\delta_K = -K_n - \frac{1}{2} + \frac{\alpha(yz-uv)+u-z+\sqrt{\Delta}}{2(y-v)}$	(4.24)
Wrażliwości rozwiązania równania procedury	
$S_u = \frac{1-\alpha v}{2}\left\{\frac{1}{y-v}\left[1 - \frac{\alpha(uv-yz)-u+z)}{\sqrt{\Delta}}\right] + \frac{1-2\alpha y}{\sqrt{\Delta}}\right\}$	(4.25)
$S_v = \frac{(1-\alpha y)(z-u)}{2(v-y)}\left\{\frac{1}{v-y}\left[-1 + \frac{\alpha(uv-yz)-u+z}{\sqrt{\Delta}}\right] + \frac{1-2\alpha y}{\sqrt{\Delta}}\right\}$	(4.26)
$S_y = \frac{(1-\alpha v)(z-u)}{2(v-y)}\left\{\frac{1}{v-y}\left[1 - \frac{\alpha(uv-yz)-u+z}{\sqrt{\Delta}}\right] + \frac{2\alpha v-1}{\sqrt{\Delta}}\right\}$	(4.27)
$S_z = \frac{1-\alpha y}{2}\left\{\frac{1}{v-y}\left[1 - \frac{\alpha(uv-yz)-u+z}{\sqrt{\Delta}}\right] - \frac{1-2\alpha v}{\sqrt{\Delta}}\right\}$	(4.28)
$S_\alpha = \frac{yz-uv}{2}\left[\frac{1}{y-v} - \frac{\alpha(uv-yz)-u+z}{(y-v)\sqrt{\Delta}} - \frac{1}{\sqrt{\Delta}}\right] + \frac{(z-u)(v+y)-2\alpha vy)}{\sqrt{\Delta}}$	(4.29)

równoważącym jest samo sprawdzane narzędzie. Dla tej procedury zastosowano nazwę "samosprawdzenie narzędzia". Układ pomiarowy (rys. 4.1) w stanie równowagi musi być opisany jednym z dwu równań (4.30), które formalnie można otrzymać z ogólniejszych równań (3.1a,b) podstawiając $\alpha = 0$ oraz $K = K_{p,t}$, gdzie $K_{p,t}$ oznacza rzeczywistą wartość przekładni sprawdzanego narzędzia w stanie zrównoważenia układu, w t-tym kroku procedury pomiarowej.

$$K_{p,t} = K_t \,, \tag{4.30a}$$

$$K_{p,t} K'_t = 1 \,. \tag{4.30b}$$



Rys.4.1. Schemat blokowy układu realizującego metodę samsprawdzenia wielostosunkowych narzędzi pomiarowych

Fig.4.1. Block diagram of the selfcalibration method for multiratio instruments

Procedura samosprawdzenia może być zastosowana, jeżeli sprawdzane narzędzie pomiarowe spełnia oprócz założeń ogólnych (rozdz.3.2) trzy założenia dodatkowe:

1. Rozdzielczość sprawdzanego narzędzia jest wystarczająca do dokładnego zrównoważenia układu;
2. Istnieje możliwość obliczenia nominalnej wartości przekładni sprawdzanego narzędzia na podstawie jego wskazań;
3. Błąd względny przekładni sprawdzanego narzędzia w zakresie zmian wartości $K_{p,t}$ jest stały.

Idea procedury pomiarowej jest taka sama, jak opisana w rozdz. 4.3.1, z tym, że rolę układu równoważenia spełnia sprawdzane narzędzie pomiarowe. W kolejnych krokach procedury układ równoważy się przez zmianę przekładni sprawdzanego narzędzia i odczytuje się wskazywane nominalne wartości $K_{n,t}$ jego przekładni. Dla t=1, 2,3,4 obowiązują równania:

$$K_{p,t} = \frac{K_{n,t}}{1 + \delta^{\circ}_{K,n}}, \qquad (4.31)$$

gdzie $\delta^{\circ}_{K,n}$ jest błędem względnym przekładni sprawdzanego narzędzia w otoczeniu wartości K_n.

Podstawiając do równań (4.3a,b) wartości K_t dla t=1,2,3,4, obliczone z równań (4.30) oraz (4.31) otrzymuje się szczegółowe równania procedury. Są to równania kwadratowe ze względu na $(1+\delta^{\circ}_{K})$, o parametrach zależnych tylko od wskazanych wartości nominalnych $K_{n,t}$.

Stwierdzono, że dla obu rodzajów układów pomiarowych i dla wszystkich wariantów połączeń początkowych zestawionych w tablicy 4.2 równania te można uogólnić. Struktury uporządkowanych równań procedury, ich wyróżników, rozwiązań oraz wrażliwości rozwiązań zestawiono w tablicy 4.5.

Dla różnych sytuacji pomiarowych można z nich otrzymać przez podstawienie (4.32a) lub (4.32b) konkretne równania szczegółowe, do bezpośredniego wykorzystania:

$$u_n = K_{n,1}; \quad v_n = K_{n,2}; \quad y_n = K_{n,3}; \quad z_n = K_{n,4}; \qquad (4.32a)$$

$$u_n = K_{n,3}; \quad v_n = K_{n,4}; \quad y_n = K_{n,1}; \quad z_n = K_{n,2}. \qquad (4.32b)$$

Równania szczegółowe są funkcjami przekładni nominalnych $K_{n,t}$ nastawionych w stanach równowagi.

Podstawienie (4.32a) stosuje się w następujących przypadkach:

1. Układ pomiarowy opisany jest równaniem (4.30a), a dzielnik immitancyjny jest utworzony według połączeń początkowych IX, X,XV lub XVI.
2. Układ pomiarowy opisany jest równaniem (4.30b), a dzielnik immitancyjny jest utworzony według połączeń początkowych XI, XII, XIII lub XIV.

Tablica 4.5

Wyniki analizy dla układów opisanych równaniem (4.30)

Ogólne równanie procedury $(y_n - v_n)(1+\delta^{\circ}_K)^2 + (y_n z_n - u_n v_n)(1+\delta^{\circ}_K) + v_n y_n (z_n - u_n) = 0$	(4.33)
Wyróżnik równania $\Delta = (y_n z_n - u_n v_n)^2 - 4 v_n y_n (v_n - y_n)(u_n - z_n)$	(4.34)
Poprawka i błąd przekładni sprawdzanego narzędzia $p_w = -\delta^{\circ}_{K,n} = 1 - \frac{u_n v_n - y_n z_n + \sqrt{\Delta}}{2(y_n - v_n)}$	(4.35)
Wrażliwości rozwiązania równania procedury $S_u = v_n \left[\frac{1}{2(y_n - v_n)} \left(1 + \frac{u_n v_n - y_n z_n}{\sqrt{\Delta}} \right) + \frac{y_n}{\sqrt{\Delta}} \right]$	(4.36)
$S_v = \frac{y_n (u_n - z_n)}{y_n - v_n} \left[\frac{1}{2(y_n - v_n)} \left(1 + \frac{u_n v_n - y_n z_n}{\sqrt{\Delta}} \right) + \frac{y_n}{\sqrt{\Delta}} \right]$	(4.37)
$S_y = - \frac{v_n (u_n - z_n)}{y_n - v_n} \left[\frac{1}{2(y_n - v_n)} \left(1 + \frac{u_n v_n - y_n z_n}{\sqrt{\Delta}} \right) + \frac{v_n}{\sqrt{\Delta}} \right]$	(4.38)
$S_z = - y_n \left[\frac{1}{2(y_n - v_n)} \left(1 + \frac{u_n v_n - y_n z_n}{\sqrt{\Delta}} \right) + \frac{v_n}{\sqrt{\Delta}} \right]$	(4.39)

Podstawienie (4.32b) stosuje się w następujących przypadkach:

3. Układ pomiarowy jest opisany równaniem (4.30a), a dzielnik immitancyjny jest utworzony według połączeń początkowych XI, XII, XIII lub XIV.
4. Układ pomiarowy jest opisany równaniem (4.30b), a dzielnik immitancyjny jest utworzony według połączeń początkowych IX, X, XV lub XVI.

4.4.2. Analiza procedury w przypadku narzędzi stałoprądowych

Model matematyczny metody samosprawdzania obowiązuje dla liczb zespolonych i dlatego metoda może być stosowana do sprawdzania narzędzi zarówno stało- jak i przemiennoprądowych. Jednak spełnienie dodatkowych założeń (rozdz.4.4.1.) jest znacznie trudniejsze w narzędziach prądu przemiennego niż prądu stałego, ponieważ:

a) narzędzie musi umożliwiać wyznaczenie obu składowych przekładni. Zazwyczaj w stosowanych narzędziach jest mierzona lub wskazywana dokładnie tylko jedna składowa, natomiast druga jest mierzona albo mało dokładnie (np. w precyzyjnych mostkach pojemnościowych) albo w ogóle nie jest wskazywana (np. w dzielnikach indukcyjnych traktowana jest jako czynnik błędu kątowego),

b) założenie o stałości błędu względnego musi być spełnione dla obu składowych przekładni,

c) różnice współczynników stratności (lub dobroci) immitancji, z których tworzy się dzielnik, powodują zmiany składowej rzeczywistej przekładni. Prowadzi to do rozszerzenia przedziału zmian przekładni $K_{p,t}$, w którym założenie o stałości błędu musi być spełnione.

Z tych powodów zastosowanie metody samosprawdzenia ograniczać się będzie w większości przypadków do narzędzi prądu stałego. Wartości przekładni i ich błędów są wtedy wyrażone liczbami rzeczywistymi, a dla poszczególnych par wartości $K_{n,t}$ można określić relacje mniejszości lub większości, których analiza prowadzi do ważnych wniosków praktycznych, dotyczących stosowalności metody dla narzędzi wielostosunkowych prądu stałego.

W tablicy 4.6 zestawiono ważniejsze relacje zachodzące przy stosowaniu dzielników o różnych połączeniach początkowych w układach pomiarowych prądu stałego, opisanych jednym z równań (4.30). Wpisano również numery równań źródłowych, z których wynikają te relacje. Przy określaniu relacji (4.42) i (4.44) przyjęto uproszczenia nie zmniejszające ścisłości samej metody samosprawdzenia:

$$K_{p,t} \approx K_{n,t}\,, \tag{4.40}$$

$$1 \gg \delta^{\circ}_{K,n}\,. \tag{4.41}$$

Z relacji (4.43) wynika, że równania procedury zawsze mają rozwiązania rzeczywiste. Relacja (4.45) określa dla konkretnej sytuacji znak, z jakim należy podstawić do równań (4.35) - (4.39) wartość $\sqrt{\Delta}$.

Talica 4.6

Zestawienie wyników analizy procedury samosprawdzania narzędzi prądu stałego

Numery równań źródłowych	Relacje wynikowe, zależne od połączenia początkowego (według tab.4.2) i połączenia układu		Nr relacji wynikowej
	Połączenie: IX, X, XI, XII i równanie: (4.30a) lub Połączenie: XIII; XIV; XV;XVI i równanie: (4.30b)	Połączenie: IX, X, XI, XII i równanie: (4.30b) lub Połączenie: XIII; XIV; XV; XVI i równanie: (4.30a)	
(4.1), (4.2), (4.4), (4.30a) (4.40)	$K_{n,1} > K_{n,2}$ $K_{n,1} > K_{n,4}$ $K_{n,3} > K_{n,2}$ $K_{n,3} > K_{n,4}$		(4.42a)
(4.1), (4.2), (4.4), (4.30b) (4.40)		$K_{n,1} < K_{n,2}$ $K_{n,1} < K_{n,4}$ $K_{n,3} < K_{n,2}$ $K_{n,3} < K_{n,4}$	(4.42b)
(4.34), (4.42)	$\Delta > 0$		(4.43)
	$1 + \delta^{\circ}_{K,n} > 0$		(4.44)
(4.42), (4.44)	$\sqrt{\Delta} > 0$	$\sqrt{\Delta} < 0$	(4.45)

4.4.2. Analiza procedury w przypadku narzędzi stałoprądowych

Model matematyczny metody samosprawdzania obowiązuje dla liczb zespolonych i dlatego metoda może być stosowana do sprawdzania narzędzi zarówno stało- jak i przemiennoprądowych. Jednak spełnienie dodatkowych założeń (rozdz.4.4.1.) jest znacznie trudniejsze w narzędziach prądu przemiennego niż prądu stałego, ponieważ:

a) narzędzie musi umożliwiać wyznaczenie obu składowych przekładni. Zazwyczaj w stosowanych narzędziach jest mierzona lub wskazywana dokładnie tylko jedna składowa, natomiast druga jest mierzona albo mało dokładnie (np. w precyzyjnych mostkach pojemnościowych) albo w ogóle nie jest wskazywana (np. w dzielnikach indukcyjnych traktowana jest jako czynnik błędu kątowego),

b) założenie o stałości błędu względnego musi być spełnione dla obu składowych przekładni,

c) różnice współczynników stratności (lub dobroci) immitancji, z których tworzy się dzielnik, powodują zmiany składowej rzeczywistej przekładni. Prowadzi to do rozszerzenia przedziału zmian przekładni $K_{p,t}$, w którym założenie o stałości błędu musi być spełnione.

Z tych powodów zastosowanie metody samosprawdzenia ograniczać się będzie w większości przypadków do narzędzi prądu stałego. Wartości przekładni i ich błędów są wtedy wyrażone liczbami rzeczywistymi, a dla poszczególnych par wartości $K_{n,t}$ można określić relacje mniejszości lub większości, których analiza prowadzi do ważnych wniosków praktycznych, dotyczących stosowalności metody dla narzędzi wielostosunkowych prądu stałego.

W tablicy 4.6 zestawiono ważniejsze relacje zachodzące przy stosowaniu dzielników o różnych połączeniach początkowych w układach pomiarowych prądu stałego, opisanych jednym z równań (4.30). Wpisano również numery równań źródłowych, z których wynikają te relacje. Przy określaniu relacji (4.42) i (4.44) przyjęto uproszczenia nie zmniejszające ścisłości samej metody samosprawdzenia:

$$K_{p,t} \approx K_{n,t} , \qquad (4.40)$$

$$1 \gg \delta^{\circ}_{K,n} . \qquad (4.41)$$

Z relacji (4.43) wynika, że równania procedury zawsze mają rozwiązania rzeczywiste. Relacja (4.45) określa dla konkretnej sytuacji znak, z jakim należy podstawić do równań (4.35) - (4.39) wartość $\sqrt{\Delta}$.

Talica 4.6

Zestawienie wyników analizy procedury samosprawdzania narzędzi prądu stałego

Numery równań źródłowych	Relacje wynikowe, zależne od połączenia początkowego (według tab.4.2) i połączenia układu		Nr relacji wynikowej
	Połączenie: IX, X, XI, XII i równanie: (4.30a) lub Połączenie: XIII; XIV; XV;XVI i równanie: (4.30b)	Połączenie: IX, X, XI, XII i równanie: (4.30b) lub Połączenie: XIII; XIV; XV; XVI i równanie: (4.30a)	
(4.1), (4.2), (4.4), (4.30a) (4.40)	$K_{n,1} > K_{n,2}$ $K_{n,1} > K_{n,4}$ $K_{n,3} > K_{n,2}$ $K_{n,3} > K_{n,4}$		(4.42a)
(4.1), (4.2), (4.4), (4.30b) (4.40)		$K_{n,1} < K_{n,2}$ $K_{n,1} < K_{n,4}$ $K_{n,3} < K_{n,2}$ $K_{n,3} < K_{n,4}$	(4.42b)
(4.34), (4.42)	$\Delta > 0$		(4.43)
	$1 + \delta^{\circ}_{K,n} > 0$		(4.44)
(4.42), (4.44)	$\sqrt{\Delta} > 0$	$\sqrt{\Delta} < 0$	(4.45)

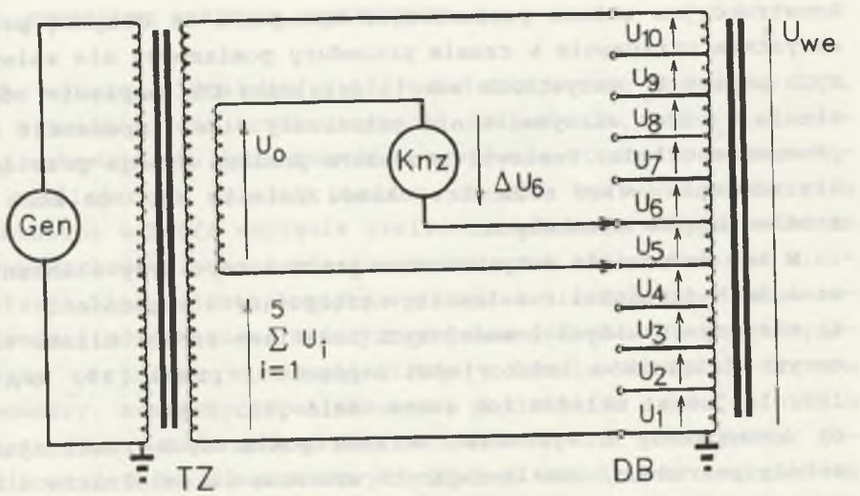
5. METODY POŚREDNIE

5.1. CHARAKTERYSTYKA OGÓLNA

Metody te, znane z literatury pod nazwami stradling, step-up lub bootstrap [5, 23, 24, 32, 42, 43, 44, 72, 112], służą do wzorcowania indukcyjnych dzielników napięcia o przekładni 1...s (s=2,3..n). Synteza, uogólnione algorytmy i sposoby realizacji pomiarów przedstawione są przez Jaskulskiego w pracy [41], gdzie wykazał, że dla pośrednich metod pomiaru błędów indukcyjnego dzielnika napięcia wielkością charakterystyczną są różnice napięć na sąsiednich sekcjach tego dzielnika. Różnice te można wyrazić przez różnice napięcia U_t, występującego na sekcji o numerze "t" dzielnika badanego (DB) i pewnego ustalonego napięcia odniesienia U_o. Schemat ideowy układu pomiarowego błędów jednodekadowego IDN, realizującego metodę pośrednią według takiego wariantu (bootstrap), przedstawiono na rysunku 5.1. Procedura pomiaru polega na zmierzeniu różnic napięć ΔU_t kolejno dla wszystkich sekcji t (t=1...s) dzielnika DB:

$$\Delta U_t = U_t - U_o \quad . \tag{5.1}$$

Różnice napięć ΔU_t muszą być rozłożone na dwie składowe: rzeczywistą, która jest w fazie z napięciem wejściowym dzielnika badanego DB, oraz urojoną, przesuniętą o kąt $\pi/2$. Do tego celu autor wykonał z podzespołów o dużej powtarzalności, opisanych w rozdziale 8, kompensator małych napięć przemiennych, pracujący w układzie współrzędnych prostokątnych (oznaczony na rys. 5.1 przez Knz). Kompensator umożliwiał zmierzenie obu składowych napięć różnicowych z rozdzielczością 10 nV, przy napięciu wejściowym dzielnika U_{we}=100 V [81].



Rys.5.1. Schemat układu pomiarowego błędów IDN metodą bootstrap
Fig.5.1. Circuit for IVD error measurement by bootstrap method

Błąd δ_i dzielnika DB na odczepie "i" oblicza się ze wzoru [80]:

$$\delta_i = \frac{\frac{i}{s}\sum_{t=1}^{s}\Delta U_t - \sum_{t=1}^{i}\Delta U_t}{U_{we}} \quad . \tag{5.2}$$

Z błędu δ_i można obliczyć stosowane praktycznie miary błędu dzielnika DB:

-błąd modułowy:

$$\delta_m \approx \mathrm{Re}\{\delta_i\}, \tag{5.3a}$$

-błąd kątowy:

$$\delta_\varphi \approx \frac{\mathrm{Im}\{\delta_i\}}{D_n} \quad . \tag{5.3b}$$

Algorytm obliczeń według równania (5.2) eliminuje błędy stałe, które występują przy pomiarach kolejnych różnic napięć ΔU_t, natomiast błędy niestałe przenoszą się na wyniki obliczeń. Z tego powodu przy pomiarach różnic napięć ΔU_t muszą być spełnione takie warunki, by błędy niestałe nie wystąpiły. Jest to podstawowe założenie metod pośrednich, którego spełnienie decyduje o granicznych błędach wzorcowania oraz determinuje wymagania

konstrukcyjne układu pomiarowego. Wymagania te dotyczą przede wszystkim utrzymania w czasie procedury pomiarowej nie zmienionych napięć U_t wszystkich sekcji dzielnika DB, napięcia odniesienia U_o oraz utrzymania nie zmienionej sieci impedancji rozproszenia układu. Ponieważ procedura pomiaru wymaga przełączania odczepów, więc struktura układu zmienia się, co może być źródłem błędów niestałych.

W tej dziedzinie dotychczasowe prace autora były skoncentrowane na badaniach i rozwiązaniu następujących zagadnień:

a) eksperymentalnych i modelowych badaniach źródeł błędów wzorcowych dzielników indukcyjnych napięcia i prądu [80, 90, 97, 100, 103] oraz układów ich wzorcowania [88, 89];

b) opracowaniu i wykonaniu układów pomiarowych realizujących metody pośrednie, umożliwiających wzorcowanie dzielników o błędach mniejszych od $1 \cdot 10^{-6}$ w paśmie częstotliwości od 50 Hz do 10 kHz, w stanie jałowym i przy obciążeniu [61, 107, 111]. Szczególną uwagę zwrócono zwłaszcza na eksperymentalne sprawdzenie spełnienia założeń metody w układzie pomiarowym;

c) opracowaniu nowych układów ekranów o sterowanych potencjałach, utrzymujących stałe napięcie odniesienia w czasie procedury pomiarowej [90, 91, 99];

d) badaniach modelowych i konstrukcji przełącznika nadającego się do układu realizującego metodę pośrednią. Opracowany został model matematyczny przełącznika opisujący dodatkowe błędy metody pośredniej, spowodowane zmianami impedancji rozproszenia przy przełączaniu odczepów. Na podstawie tego modelu został zbudowany przełącznik umożliwiający realizację metody pośredniej przy wysokich częstotliwościach [84];

e) opracowaniu optymalnych zestawów punktów wzorcowania dzielników wielodekadowych, minimalizujących wymaganą liczbę pomiarów [60, 74].

W rozdziałach 5.2 do 5.4 przedstawiono rozwiązania tych problemów, które wystąpiły przy stosowaniu metod pośrednich w zakresie wysokich częstotliwości, do 1 MHz. Problemy te są istotne także przy częstotliwościach niższych, przy pomiarach o najwyższej dokładności.

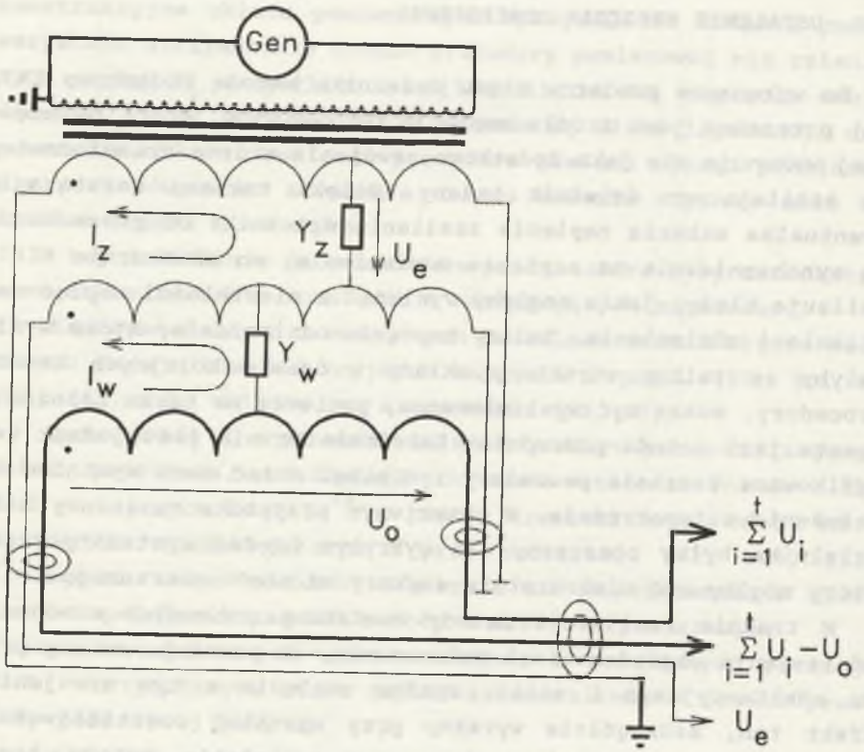
5.2. USTALENIE NAPIĘCIA ODNIESIENIA

Do wykonania pomiarów błędu dzielnika metodą bootstrap [17, 24] potrzebne jest źródło napięcia odniesienia, które najczęściej wykonuje się jako dodatkowe uzwojenie wtórne transformatora zasilającego dzielnik badany. Dzięki takiemu rozwiązaniu ewentualne wahania napięcia zasilania dzielnika DB przenoszone są synchronicznie na napięcie odniesienia, co skutecznie minimalizuje błędy, jakie mogłyby wyniknąć z niestałości napięć zasilania i odniesienia. Zmiany napięcia odniesienia, które wynikałyby ze zmiany struktury układu w czasie kolejnych kroków procedury, muszą być wyeliminowane, ponieważ na takim założeniu oparta jest metoda pośrednia. Założenie to nie jest jednak weryfikowane w czasie procedury i dlatego układ musi spełniać to założenie automatycznie. W przeciwnym przypadku zmierzony błąd dzielnika byłby obarczony nie wykrytym błędem systematycznym, który mógłby być wielokrotnie większy od błędu mierzonego.

W trakcie realizacji metody bootstrap potencjał uzwojenia odniesienia względem ziemi zmienia się, co powoduje zmianę prądu admitancyjnego i zmianę spadku napięcia w tym uzwojeniu. Efekt ten, szczególnie wyraźny przy wysokiej częstotliwości, uniemożliwia spełnienie podstawowego założenia metody bootstrap. Na rys. 5.2 przedstawiono układ ekranowania minimalizujący ten wpływ. Układ stanowi fragment transformatora zasilającego dzielnik badany.

Uzwojenie odniesienia o napięciu U_o wykonane jest przewodem o dwu izolowanych ekranach, które zaznaczono cienkimi liniami. Admitancje Y_z między ekranami oraz Y_w między ekranem wewnętrznym i uzwojeniem są rozłożone wzdłuż długości przewodu. W ekranach są indukowane napięcia U_o i dlatego różnice potencjałów między ekranem wewnętrznym i zewnętrznym oraz między ekranem wewnętrznym i uzwojeniem odniesienia są stałe wzdłuż długości całego przewodu.

Początek ekranu wewnętrznego ma potencjał U_e wymuszony z zewnętrznego źródła. Przy dołączaniu uzwojenia odniesienia do kolejnych sekcji uzwojenia pomiarowego potencjał początku tego uzwojenia zmienia się, ale równocześnie jest zmieniany poten-



Rys.5.2. Schemat ekranowania układu napięcia odniesienia
Fig.5.2. Screening of the reference voltage circuit

cjał U_e tak, aby zawsze był równy potencjałowi przewodu uzwojenia odniesienia. W tym stanie prąd admitancyjny I_w między ekranem wewnętrznym a uzwojeniem odniesienia nie płynie.

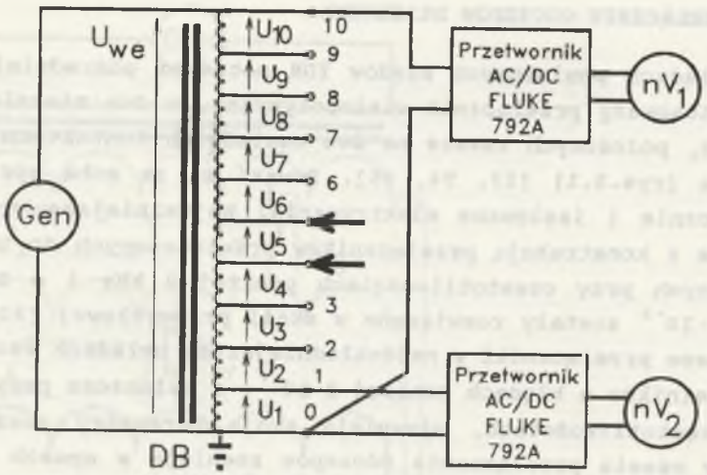
Początek ekranu zewnętrznego jest uziemiony, wobec czego napięcie między ekranami jest zależne od potencjału uzwojenia odniesienia i wartość prądu I_z jest funkcją numeru odczepu, do którego jest dołączone uzwojenie odniesienia. Każdy elementarny prąd I_z płynie przez początkowe części obu ekranow, ale w przeciwnych kierunkach, co prowadzi do wzajemnego skompensowania amperozwojów tego prądu. Eksperymentalnie potwierdzono bardzo dobrą skuteczność tej kompensacji w szerokim zakresie napięć i częstotliwości. Wyniki badań przedstawiono w pracy [91].

5.3. PRZEŁĄCZNIK ODCZEPÓW DZIELNIKA

W układach pomiarowych błędów IDN metodami pośrednimi musi być zastosowany przełącznik wielopozycyjny, o dwu niezależnych suwakach, położonych zawsze na dwu sąsiednich kontaktach przełącznika (rys.5.1) [17, 94, 95]. Suwaki są ze sobą sprzężone mechanicznie i izolowane elektrycznie. Najważniejsze problemy związane z konstrukcją przełączników przeznaczonych do układów pracujących przy częstotliwościach poniżej 2 kHz i o błędach rzędu $1 \cdot 10^{-6}$ zostały rozwiązane w skali przemysłowej [85]. Jednak znane przełączniki w najdokładniejszych układach wzorcowania dzielników o błędach poniżej $2 \cdot 10^{-7}$, a zwłaszcza przy wysokich częstotliwościach, ujawniają swoje parametry resztkowe, które w czasie przełączania odczepów zmeniają w sposób niezamierzony sieci impedancji pasożytniczych układu. Z tego powodu przełącznik staje się źródłem znacznych błędów, szczególnie trudnych do wykrycia, jeżeli założenie o stałości impedancji pasożytniczych wpływających na błąd sprawdzanego dzielnika nie jest weryfikowane eksperymentalnie. Dotychczas założenie to było sprawdzane najczęściej pośrednio, przez analizę parametrów resztkowych przełącznika (które były zwykle pomijane). Nie było możliwości bezpośredniego sprawdzenia spełnienia tego założenia, jeżeli błędy sprawdzanego dzielnika były mniejsze od $1 \cdot 10^{-6}$.

Wprowadzenie na rynek nowej generacji wzorcowych termicznych przetworników AC/DC umożliwiło praktyczną weryfikację spełnienia w układzie pomiarowym założeń metod pośrednich. Przetworniki takie zastosowano do synchronicznego monitorowania napięć przemiennych na wejściu dzielnika i na dowolnej sekcji jego uzwojenia (rys.5.3).

Nanowoltomierze napięcia stałego (nV_1, nV_2) umożliwiały obserwację zmian napięcia przemiennego z rozdzielczością 7 miejsc dziesiętnych. Stwierdzono, że zmiany położenia suwaków przełącznika wpływają na rozkład napięć na sekcjach dzielnika powodując błędy przekraczające znacznie wartości błędów samego dzielnika. Zmiany rozkładu napięć były w pełni skorelowane z położeniem suwaków i były powtarzalne, co świadczy o wprowadzaniu przez przełącznik błędów systematycznych.



Rys.5.3. Schemat układu do sprawdzania wpływu parametrów resztkowych przełącznika na błąd dzielnika

Fig.5.3. Circuit for testing the influence of residual switch parameters on the IVD error

W wyniku badań różnych przełączników stwierdzono, że zmiany pojemności rozproszenia przełącznika rzędu ułamków pF oraz zmiany napięć na tych pojemnościach uniemożliwiają uzyskanie wiarygodnych wyników przy częstotliwościach powyżej 50 kHz i przy błędach sprawdzanego dzielnika mniejszych od $1 \cdot 10^{-5}$.

W pracy [84] opisano konstrukcję i model matematyczny przełącznika nadającego się do układów o częstotliwości do 1 MHz. Jego konstrukcja jest symetryczna, parametry resztkowe są zminimalizowane, a błędy dodatkowe wynikłe z nie usuniętych reszt tych parametrów można uwzględnić obliczeniowo.

5.4. WYBÓR PUNKTÓW WZORCOWANIA DZIELNIKÓW WIELODEKADOWYCH

Liczba nastaw przekładni dzielnika wielodekadowego rośnie wykładniczo z liczbą dekad i dlatego nie jest możliwe wzorcowanie takich dzielników we wszystkich punktach. Najczęściej dzielnik wielodekadowy wzorcuje się tylko dla przekładni o wartościach znamionowych p/10, przyjmując założenie, że o błędach decyduje najwyższa dekada. Każdą przekładnię o wartości p/10 sprawdza się przy nastawieniu jej dwoma sposobami, np.0,200000 i 0,19999(10). Wartości poprawne przekładni i błędy przy tych nastawach są różne.

W pracach [88] i [111] opisano sposób obliczania błędu dzielnika wielodekadowego na podstawie zmierzonych oddzielnie błędów poszczególnych dekad. Sposób jest pracochłonny i wymaga przyjęcia założenia, że błędy dekad nie wpływają na siebie wzajemnie, co jest trudne do udowodnienia.

W pracy [61] przedstawiono alternatywny sposób wzorcowania dzielników wielodekadowych, polegający na wykorzystaniu wzorcowych dzielników pośredniczących o przekładniach p/9 lub p/11. W tablicy 5.1 zestawiono wartości przekładni dzielnika wielodekadowego, jakie można sprawdzić metodą bezpośredniego porównania z trzema wzorcowymi dzielnikami pośredniczącymi o przekładniach p/9, p/10 i p/11.

Dzielniki pośredniczące mają budowę wzorcowych dzielników jednodekadowych, ale różnią się liczbą sekcji. Nie mają one niższych dekad, a modele opisujące ich błędy są znane. Problemy konstrukcji takich dzielników oraz źródła błędów są dobrze rozpoznane zarówno dla dzielników napięcia zmiennego [41, 78], 86], jak i stałego [10, 51, 62]. Można zbudować takie dzielniki o błędach mniejszych od $1 \cdot 10^{-7}$ i wywzorcować je np. metodą sekwencyjno-cykliczną lub pośrednią wyznaczając poprawki z niepewnością mniejszą od $1 \cdot 10^{-8}$. Przekładnie tych dzielników można skorygować przez bocznikowanie sekcji admitancjami korekcyjnymi o liczalnych wartościach, uzyskując wartości bliskie nominalnym w granicach $\pm 1 \cdot 10^{-7}$, [100, 103]. Przełączanie kolejnych wartości przekładni dzielnika pośredniczącego dokonuje się jednym przełącznikiem.

Wywzorcowanie dzielnika w punktach zestawionych w tablicy 5.1 uwiarygodnia wartość błędu granicznego sprawdzanego dzielnika przy względnie małej liczbie pomiarów. Zbiór tych punktów ma następujące właściwości:

1) punkty każdego podzbioru są rozłożone równomiernie w przedziale <0;1>;

Tablica 5.1

Punkty wzorcowania przekładni przy wykorzystaniu dzielników pośredniczących o przekładniach p/9, p/10/ p/11

p	p/9	p/10		p/11
0	0,000 000	0,000 000		0,000 000
1	0,111 111	0,100 000	0,099 99(10)	0,090 909
2	0,222 222	0,200 000	0,199 99(10)	0,181 818
3	0,333 333	0,300 000	0,299 99(10)	0,272 727
4	0,444 444	0,400 000	0,399 99(10)	0,363 636
5	0,555 555	0,500 000	0,499 99(10)	0,454 545
6	0,666 666	0,600 000	0,599 99(10)	0,545 454
7	0,777 777	0,700 000	0,699 99(10)	0,636 363
8	0,888 888	0,800 000	0,799 99(10)	0,727 272
9	0,999 999	0,900 000	0,899 99(10)	0,818 181
10		1,000 000	0,999 99(10)	0,909 090
11				0,999 999

2) punkty podzbioru p/10 odtwarzane są dwoma sposobami, związanymi z różnymi stanami energetycznymi elementów dzielnika. Jest to test wykrywający niektóre błędy dodatkowe;
3) punkty każdego z podzbiorów p/9 i p/11 zawierają wszystkie cyfry od 0 do 9 na każdym miejscu dziesiętnym, co jest równoznaczne z wykorzystaniem wszystkich możliwych nastaw każdej dekady przy realizacji każdego z podzbiorów przekładni: jest to test wykrywający inne błędy dodatkowe wynikające ze wzajemnego oddziaływania dekad przy różnych nastawach;
4) układ i sposób pomiaru błędu dla wszystkich wyszczególnionych punktów są jednakowe, a niepewności pomiaru mogą być tego samego rzędu, ponieważ określone są przez te same wielkości wpływowe, pochodzące z takich samych źródeł.

6. METODY BEZPOŚREDNIEGO PORÓWNANIA

6.1. METODA PRZEKŁADNI WZORCOWEJ

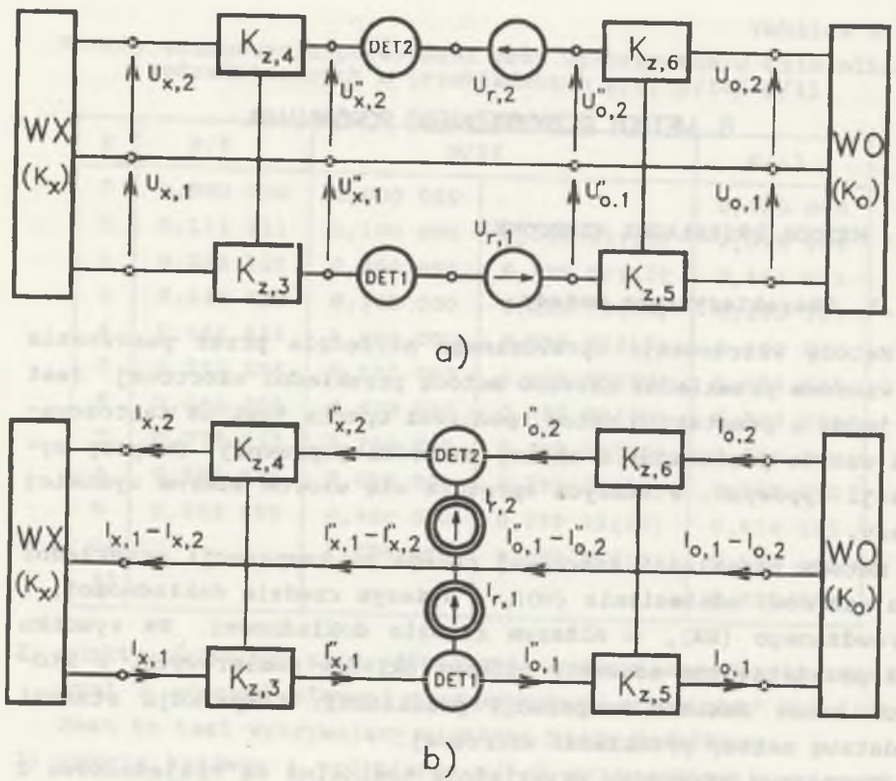
6.1.1. Charakterystyka metody

Metodę wzorcowania sprawdzanego narzędzia przez porównanie ze wzorcem przekładni nazwano metodą przekładni wzorcowej. Jest to jedna z prostszych metod, ponieważ oparta jest na zastosowaniu wzorca przekładni o znanej wartości poprawnej. Dotyczy sytuacji typowych, w których sprawdza się wzorce wtórne wysokiej klasy.

Metoda przekładni wzorcowej polega na komparacji przekładni dwu wzorców: odniesienia (WO), o wyższym rzędzie dokładności, i sprawdzanego (WX), o niższym rzędzie dokładności. Na rysunku 6.1 przedstawiono schematy blokowe układów pomiarowych, w których można dokonać komparacji przekładni. Komparacja stanowi podstawę metody przekładni wzorcowej.

W ogólnym przypadku przekładnie nominalne są niejednakowe i konieczna jest zmiana skali poszczególnych wartości definiujących przekładnie, aby można było dokonać pomiaru metodą kompensacyjną. Zmiana skali jest konieczna nawet wtedy, gdy wartości nominalne przekładni obu wzorców są jednakowe, ale przekładnie te są zdefiniowane przez wielkości elektryczne o różnych rzędach wartości.

Przez K_x oznaczono przekładnię wzorca sprawdzanego WX, a przez K_o przekładnię wzorca odniesienia WO. Wielkościami tworzącymi stosunki są napięcia $U_{x,1}$, $U_{x,2}$ oraz $U_{o,1}$, $U_{o,2}$ lub prądy $I_{x,1}$, $I_{x,2}$ oraz $I_{o,1}$, $I_{o,2}$. Każdą z tych wielkości oznaczono dalej przez W z odpowiednim indeksem dolnym. Indeks górny (") oznacza wartości za przetwornikami skali, kompensowane bezpośrednio.



Rys.6.1. Schematy blokowe układów komparacji przekładni a) prądowej, b) napięciowej
Fig.6.1. Block diagrams of the comparison circuits for a) current ratio, b) voltage ratio

Porównywane przekładnie określone są równaniami:

$$K_x = \frac{W_{x,1}}{W_{x,2}}, \qquad K_o = \frac{W_{o,1}}{W_{o,2}}. \tag{6.1}$$

Skale wielkości tworzących przekładnię zostają zmienione przez przetworniki skali o stałych oznaczonych przez $K_{z,3}$... $K_{z,6}$. Mogą to być dzielniki, transformatory, wzmacniacze pomiarowe itp. Znane są wartości znamionowe przekładni (stałych) $K_{z,i,n}$ oraz błędy względne $\delta^{\circ}_{z,i}$ (i=3...6) przekładni tych przetworników. Są one związane równaniami:

$$\frac{W''_{x,1}}{W_{x,1}} = K_{z,3} = K_{z,3,n}(1 - \delta^{\circ}_{z,3}), \tag{6.2a}$$

$$\frac{W''_{x,2}}{W_{x,2}} = K_{z,4} = K_{z,4,n}(1 - \delta^{\circ}_{z,4}), \tag{6.2b}$$

$$\frac{W''_{o,1}}{W_{o,1}} = K_{z,5} = K_{z,5,n}(1 - \delta^{\circ}_{z,5}), \tag{6.2c}$$

$$\frac{W''_{o,2}}{W_{o,2}} = K_{z,6} = K_{z,6,n}(1 - \delta^{\circ}_{z,6}). \tag{6.2d}$$

Wartości $K_{z,3}$...$K_{z,6}$ powinny być tak dobrane, aby układ pomiarowy był wstępnie skompensowany, czyli aby były spełnione warunki:

$$W''_{x,1} \approx W''_{o,1}, \qquad W''_{x,2} \approx W''_{o,2}. \tag{6.3}$$

Komparacja przekładni wzorcowej K_o i sprawdzanej K_x polega na równoczesnej kompensacji odpowiadających sobie wielkości tworzących stosunek, występujących na wyjściach przetworników skali. Stan skompensowania obwodów osiąga się przez dodanie odpowiednio nastawionych wartości $W_{r,1}$ i $W_{r,2}$, przy czym:

$$\frac{W_{r,1}}{W''_{o,1}} = K_{z,1}, \qquad \frac{W_{r,2}}{W''_{o,2}} = K_{z,2}. \tag{6.4}$$

Jeżeli spełnione są relacje (6.3), to

$$|K_{z,1}| \ll 1, \qquad |K_{z,2}| \ll 1. \tag{6.5}$$

W stanie pełnej kompensacji układu relacje (6.3) zastępuje się równaniami:

$$W''_{x,1} = W''_{o,1} + W_{r,1}, \qquad W''_{x,2} = W''_{o,2} + W_{r,2}. \tag{6.6}$$

Z równań (2.1), (6.1), (6.2) (6.4) i (6.6) otrzymuje się ogólne równanie przekładni:

$$K_x = \frac{K_o K_{z,4} K_{z,5}(1 + K_{z,1})}{K_{z,3} K_{z,6}(1 + K_{z,2})}. \tag{6.7}$$

Wielkości kompensujące $W_{r,1}$, $W_{r,2}$ są nastawione lub zmierzone z błędami względnymi $\delta^{\circ}_{r,1}$ i $\delta^{\circ}_{r,2}$. Uwzględniając warunek (6.5) oblicza się błąd względny systematyczny wyznaczenia K_x:

$$\delta^{\circ}_{K,x} \approx \delta^{\circ}_{K,o} - \delta^{\circ}_{z,3} + \delta^{\circ}_{z,4} + \delta^{\circ}_{z,5} - \delta^{\circ}_{z,6} + K_{z,1}\delta^{\circ}_{r,1} - K_{z,2}\delta^{\circ}_{r,2} \quad . \tag{6.8}$$

Pierwszy składnik równania (6.8) określa błąd względny wzorca odniesienia, pozostałe - błędy składowe porównania. Jeżeli błędy systematyczne zostaną wyeliminowane przez wprowadzenie poprawek lub wzajemną kompensację, to nie usunięte reszty błędów ($\pm\Delta^{\circ}_{z,1}$) mogą również służyć do końcowej oceny niepewności wyniku pomiaru przekładni K_x.

Niepewność względną $\Delta^{\circ}_{K,x}$ wartości K_x oblicza się z ogólnego równania [26]:

$$\Delta^{\circ}_{K,x} = \pm\sqrt{\left(\frac{\partial K_x}{\partial K_o}\Delta^{\circ}_{K,o}\right)^2 + \sum_{i=1}^{6}\left(\frac{\partial K_x}{\partial K_{z,i}}\Delta^{\circ}_{K,i}\right)^2} \quad . \tag{6.8a}$$

Na końcową niepewność wyznaczanej przekładni K_x składają się również błędy pobudliwości obu układów kompensacji. Oznaczając granice błędów bezwzględnych pobudliwości detektorów Det1 i Det2 przez $\pm\Delta_{1,pob}$ i $\pm\Delta_{2,pob}$ oblicza się składową niepewności względnej $\pm\Delta^{\circ}_{K,pob}$, spowodowaną skończoną pobudliwością detektorów:

$$\Delta^{\circ}_{K,pob} \approx \pm\left[\left|\frac{\Delta_{1,pob}}{W''_{o,1}}\right| + \left|\frac{\Delta_{2,pob}}{W''_{o,2}}\right|\right] \quad . \tag{6.8b}$$

Uwzględniając równania (6.7), (6.8a) oraz (6.8b) otrzymuje się równanie niepewności końcowej względnej przekładni K_x:

$$\Delta^{\circ}_{K,x} \approx \pm\sqrt{\left(\Delta^{\circ}_{K,o}\right)^2 + \sum_{i=1}^{2}\left(K_{z,i}\Delta^{\circ}_{z,i}\right)^2 + \sum_{i=3}^{6}\left(\Delta^{\circ}_{z,i}\right)^2 + \left(\Delta^{\circ}_{K,pob}\right)^2} \quad . \tag{6.9}$$

Równania (6.7) i (6.8) pozwalają na wyciągnięcie wniosków dotyczących minimalizacji błędu wzorca WX dla typowych przypadków występujących w praktyce laboratoryjnej.

6.1.2. Przypadki graniczne zastosowania metody

Można wyodrębnić trzy ogólne grupy przypadków zastosowania metody przekładni wzorcowej, dla których relacje wzajemne przekładni i relacje wzajemne wartości definiujących przekładnie są jednakowe. Te ogólne grupy przypadków różnią się liczbą niezbędnych przetworników skali, a więc złożonością układu pomiarowego i modeli matematycznych błędu i niepewności. Scharakteryzowano je poniżej.

1. Nominalne wartości przekładni komparowanych wzorców są jednakowe oraz odpowiadające sobie wartości tworzące stosunek mają jednakowe wartości nominalne ($W_{x,j,n}=W_{o,j,n}$).

W tej sytuacji również nominalne wartości przekładni porównywanych wzorców są jednakowe. Komparacja przekładni sprowadza się do równoczesnej kompensacji odpowiadających sobie wartości tworzących stosunek, tj. napięć lub prądów w obwodach zawierających detektory Det1 i Det2. Stan skompensowania osiąga się przez dodanie małych wartości $W_{r,1}$ i $W_{r,2}$.

Przetworniki skali o przekładniach $K_{z,3}$, $K_{z,4}$, $K_{z,5}$, $K_{z,6}$ nie są potrzebne, ponieważ warunki (6.3) są spełnione dla $K_{z,1}=1$. Układ pomiarowy i równanie równowagi można uprościć, ponieważ zachodzą równości (6.10) i (6.11).

$$W_{x,1} = W''_{x,1} \quad , \qquad W_{x,2} = W''_{x,2} \quad , \tag{6.10}$$

$$W_{o,1} = W''_{o,1} \quad , \qquad W_{o,2} = W''_{o,2} \quad . \tag{6.11}$$

Zazwyczaj można tak nastawić wartości tworzące stosunek, że jeden z obwodów jest skompensowany dla wartości kompensującej równej 0, np. gdy $W_{r,2}=0$, to $K_{z,2}=0$. Ogólne równania (6.7), (6.8) i (6.9) upraszczają się. Otrzymuje się:

- równanie przekładni:

$$K_x = K_o(1 + K_{z,1}), \tag{6.12}$$

- równanie błędu względnego:

$$\delta^{\circ}_{K,x} \approx \delta^{\circ}_{K,o} + K_{z,1}\delta^{\circ}_{r,1} \quad , \tag{6.13}$$

- równanie niepewności końcowej względnej:

$$\Delta^{\circ}_{K,x} \approx \pm \sqrt{\left(\Delta^{\circ}_{K,o}\right)^2 + \sum_{i=1}^{2}\left(K_{z,i}\Delta^{\circ}_{z,i}\right)^2 + \left(\Delta^{\circ}_{K,pob}\right)^2} \quad . \qquad (6.13a)$$

Z metodycznego punktu widzenia jest to przypadek najkorzystniejszy. W przypadku granicznym, gdy $K_x = K_o$, to $K_{z,1} = 0$ i niepewność przekładni K_x zależy tylko od niepewności $\pm\Delta^{\circ}_{K,o}$ oraz od błędu pobudliwości, wyrażonego równaniem (6.8a). Według tego schematu realizuje się najdokładniejsze pomiary porównawcze przekładni, np. [4],[39].

2. Nominalne wartości przekładni komparowanych wzorców są jednakowe, ale odpowiadające sobie wartości tworzące stosunek mają niejednakowe wartości nominalne ($K_{x,n} = K_{s,n}$, $W_{x,j,n} \neq W_{o,j,n}$).

W tej sytuacji nie mogą być spełnione równocześnie wszystkie równania (6.10) i (6.11), ponieważ wielkości kompensujące $W_{r,1}$, $W_{r,2}$ miałyby duże wartości, a ponadto warunek (6.3) nie byłby spełniony. Prowadziłoby to do dużych wartości składowych błędów porównania ($K_{z,1}\delta^{\circ}_{r,1}$, $K_{z,2}\delta^{\circ}_{r,2}$).

Można wyróżnić dwa sposoby postępowania w takim przypadku:

a) Zmienia się punkt pracy jednego ze wzorców tak, by były spełnione równania (6.10) i (6.11), aby można było zastosować poprzedni wariant. Zmiana punktu pracy wzorca powoduje jednak nieznaną zmianę jego błędu. Jeżeli dotyczy to wzorca odniesienia, to zmienia się wartość $\delta^{\circ}_{K,o}$, a jeżeli dotyczy wzorca sprawdzanego, to wyznacza się błąd przy innych parametrach niż były wymagane przed zmianą punktu pracy. Sposób może być jednak zastosowany, jeżeli wiadomo, że błędy nieliniowości wzorca pracującego przy zmienionych parametrach są w danej sytuacji pomijalnie małe. Jest to uzasadnione np. dla narzędzi stosunkowych opartych na obwodach magnetycznych, których błędy nieliniowości są mniejsze od $2\cdot10^{-7}$ w całym zakresie zmian wielkości tworzących stosunek.

b) Oba wzorce pracują w punktach nominalnych, ale należy dołączyć przetworniki zmieniające skale wartości tworzących stosunek. Korzystny przypadek występuje, gdy zastosuje się jedną lub dwie pary przetworników o jednakowych nominalnych wartościach przekładni:

$$K_{z,3,n} = K_{z,4,n} \quad , \qquad K_{z,5,n} = K_{z,6,n} \quad . \qquad (6.14)$$

Ich wartości rzeczywiste związane są równaniami:

$$\frac{K_{z,4}}{K_{z,3}} = 1 - \delta^{\circ}_{z,4} + \delta^{\circ}_{z,3} \quad , \qquad \frac{K_{z,5}}{K_{z,6}} = 1 - \delta^{\circ}_{z,5} + \delta^{\circ}_{z,6} \quad . \qquad (6.15)$$

W praktyce jest możliwe wykonanie dwu przetworników skali o bardzo dobrze wyrównanych przekładniach. Błędy stałe tych przetworników nie muszą być znane, ale muszą być prawie jednakowe - wtedy różnice błędów występujące w równaniach (6.15) są bliskie zeru. Taka sytuacja zachodzi, gdy konstrukcje przetworników są jednakowe, a ich przekładnie są wzajemnie wyrównane przez wprowadzenie korekcji.

Ogólne równanie przekładni (6.7) przyjmuje postać:

$$K_x = K_o \frac{(1 + K_{z,1})}{(1 + K_{z,2})} \quad . \qquad (6.16)$$

W tym przypadku w równaniu błędu systematycznego względnego (6.8) pary błędów $\delta^{\circ}_{z,3}$ i $\delta^{\circ}_{z,4}$ oraz $\delta^{\circ}_{z,5}$ i $\delta^{\circ}_{z,6}$ dają różnice równe zeru, jednak we wzorze (6.9) określającym niepewność końcową występują wszystkie składniki.

W szczególnym przypadku, gdy jeden z obwodów zawierających detektor jest skompensowany dla wartości kompensującej równej zero (np. gdy $W_{r,2} = 0$), równania przekładni i błędu przyjmują proste zależności (6.12) i (6.13). Struktura układu pomiarowego jest jednak w tym przypadku bardziej rozbudowana.

3. Nominalne wartości przekładni komparowanych wzorców są niejednakowe ($K_{x,n} \neq K_{s,n}$).

Jest to przypadek najogólniejszy. Zmiany skal poszczególnych wartości tworzących stosunek są różne i dlatego na ogół brak jest związku między poszczególnymi składnikami równania (6.8).

Jedynym sposobem zminimalizowania błędu $\delta^{\circ}_{K,x}$ jest minimalizacja wszystkich składników błędu.

W wielu przypadkach niektóre z wielkości $W_{x,1}$, $W_{x,2}$, $W_{o,1}$ lub $W_{o,2}$ określających przekładnię mogą być dołączone do obwodów kompensacji bez zmiany skali. Wtedy odpowiadające im przetworniki skali nie występują w układzie pomiarowym, w równaniach przyjmuje się wartości odpowiednich przekładni równe jeden, a ich błędy równe zeru. Równanie niepewności końcowej względnej zawiera wtedy mniej składników.

6.2. METODA PORÓWNANIA DWU WZORCÓW LICZALNYCH

Metoda ta polega na komparacji przekładni dwu wzorców liczalnych, z których żaden nie może być uznany za wzorzec odniesienia w stosunku do drugiego. Zazwyczaj taka komparacja była jedynie źródłem informacji, czy zmiany wartości obu wzorców są jednakowe w czasie, a także jest stosowana jako element procedury sprawdzania wzorców grupowych [17].

Metoda opracowana przez autora jest oryginalna [79]. Pozwala wyznaczyć w wielu przypadkach dokładniejsze wartości poprawne przekładni dwu wzorców liczalnych tej samej wielkości i ograniczyć przedziały ich niepewności. Założenia metody są następujące:

a) Dane są dwa wzorce przekładni określonej wielkości elektrycznej o jednakowych lub niewiele różniących się wartościach nominalnych, $D_{n,1}$ oraz $D_{n,2}$.
b) Wartości prawdziwe obu wzorców, D_1 oraz D_2 mogą być uznane za niezależne realizacje zmiennych losowych, stałe w czasie. Wartość zmiennej losowej w tej sytuacji jest ściśle związana z materialną realizacją wzorca. Niezależność zmiennych można uzyskać np. przez wykonanie wzorców o różnych konstrukcjach lub przez zastosowanie różnych metod wyznaczania błędów przekładni (wtedy błędy metod będą różne).
c) Błędy przypadkowe, związane ze stochastycznymi zmianami wartości wzorców w czasie, są pomijalnie małe w stosnku do nie usuniętych resztkowych błędów systematycznych. Wartości tych

błędów resztkowych nie są znane, ale muszą być stałe.
d) Na podstawie możliwych do wykonania badań i obliczeń określone są oddzielnie wartości poprawne wzorców, $D_{p,1}$ i $D_{p,2}$, oraz funkcje gęstości prawdopodobieństwa, $f_1(D_1)$ i $f_2(D_2)$.
e) Funkcje gęstości prawdopodobieństwa $f_1(D_1)$ i $f_2(D_2)$ opisują rozkłady ucięte.
f) Wartości wzorców, błędów i przedziałów niepewności są wyrażone liczbami rzeczywistymi.

Najczęściej funkcje $f_1(D_1)$ i $f_2(D_2)$ są symetryczne względem $D_{p,1}$ i $D_{p,2}$ w przedziałach $\pm\Delta_1$ i $\pm\Delta_2$. W praktyce zapisuje się wartości wzorców za pomocą relacji:

$$D_{p,1} - \Delta_1 \le D_1 \le D_{p,1} + \Delta_1 , \tag{6.17a}$$

$$D_{p,2} - \Delta_2 \le D_2 \le D_{p,2} + \Delta_2 \tag{6.17b}$$

lub w formie skróconej:

$$D_1 = D_{p,1} \pm \Delta_1 , \tag{6.17c}$$

$$D_2 = D_{p,2} \pm \Delta_2 . \tag{6.17d}$$

Wartości prawdziwe obu wzorców można wyrazić formalnie równaniami:

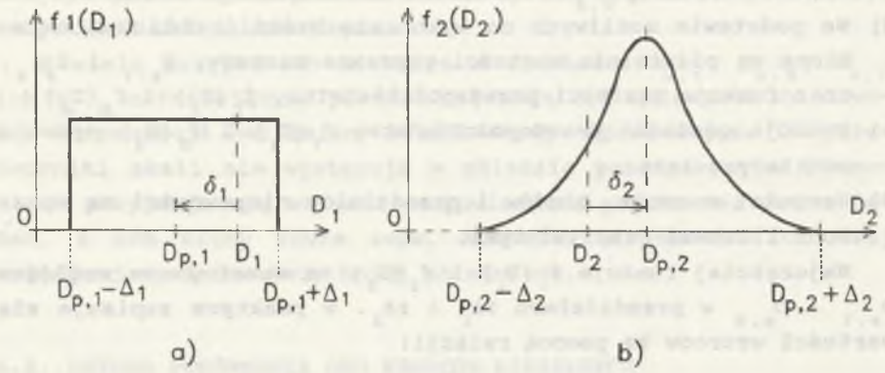
$$D_1 = D_{p,1} - \delta_1 , \tag{6.18a}$$

$$D_2 = D_{p,2} - \delta_2 . \tag{6.18b}$$

Przez δ_1 i δ_2 oznaczono nieznane wartości błędów, stałe w czasie. Relacje (6.17) i (6.18) zilustrowano przykładowo na rysunku 6.2.

Wartości prawdziwe D_1 oraz D_2 obu porównywanych wzorców można traktować jako zmienną losową dwuwymiarową (D_1, D_2) o łącznej funkcji gęstości prawdopodobieństwa $f_3(D_1, D_2)$. Układ zupełny zdarzeń łącznych (D_1, D_2), oznaczony przez G_1, reprezentuje graficznie prostokąt ABCH na rysunku 6.3a. Ze względu na niezależność zmiennych D_1 oraz D_2 obowiązuje równanie:

$$\bigwedge_{(D_1,D_2)\in G_1} f_3(D_1, D_2) = f_1(D_1) f_2(D_2) . \tag{6.19a}$$



Rys.6.2. Zależność między błędem δ i przedziałem niepewności Δ, dla funkcji gęstości o rozkładzie a) prostokątnym, b) normalnym

Fig.6.2. Relationship between error δ and uncertainty Δ for a) rectangular probability density function, b) normal probability density function

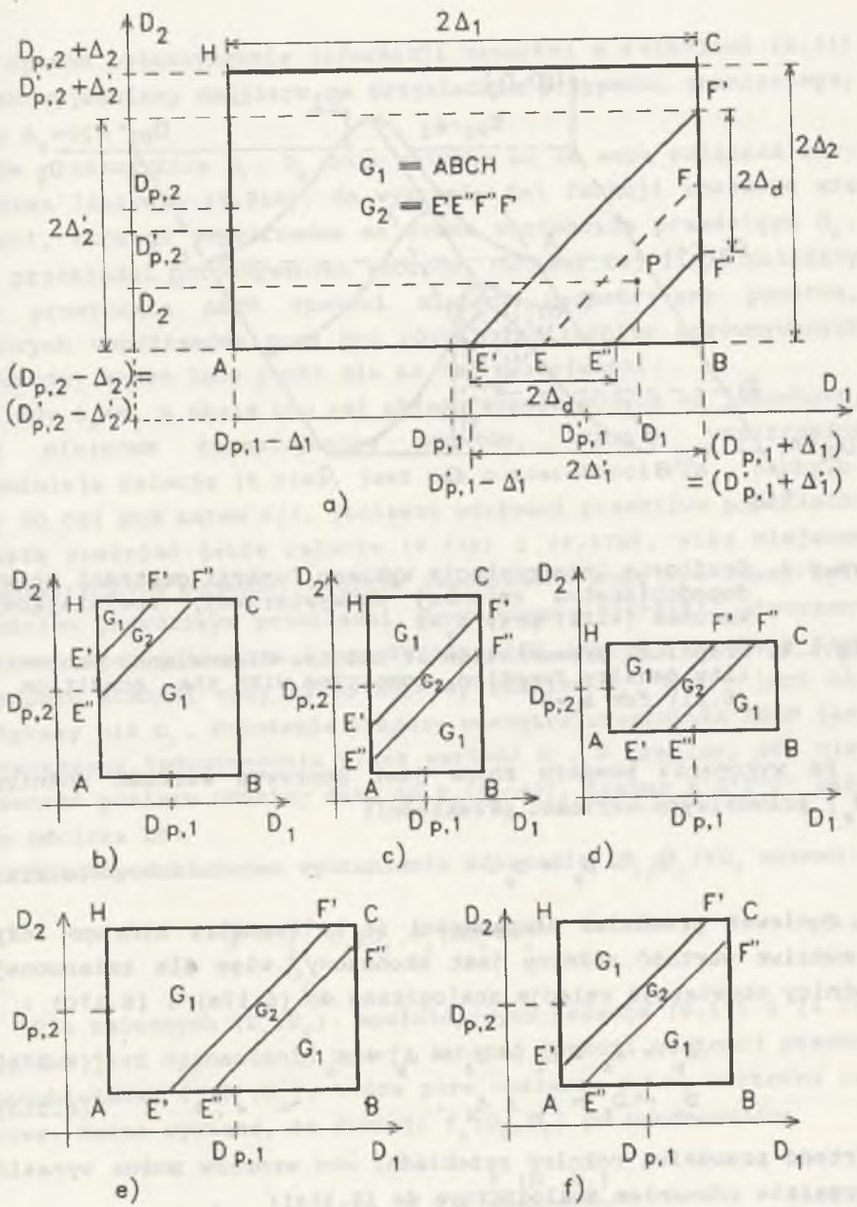
Z ograniczoności zmiennych wynika warunek:

$$\bigwedge_{(D_1,D_2)\notin G_1} f_3(D_1,D_2) = 0. \qquad (6.19b)$$

Funkcja $f_3(D_1,D_2)$ rozkładu łącznego, określona w prostokącie ABCH, opisuje powierzchnię gęstości prawdopodobieństwa dwuwymiarowej zmiennej losowej (D_1,D_2). Wykres tej funkcji nie wnosi żadnej nowej informacji do istniejących danych, ale ilustruje sytuację przed zastosowaniem metody. Przykład dwuwymiarowej funkcji gęstości dla zmiennej D_1 o rozkładzie prostokątnym i zmiennej D_2 o rozkładzie normalnym uciętym przedstawiono na rysunku 6.4.

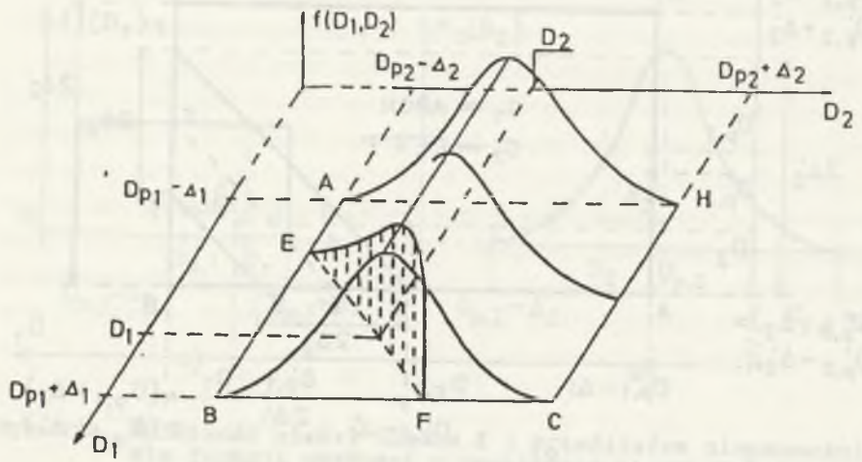
Najistotniejszym elementem metody porównania dwu wzorców liczalnych jest bezpośredni pomiar różnicy d wartości prawdziwych obu wzorców. Metoda różnicowa i odpowiednie układy pomiarowe [51] umożliwiają uzyskanie małej niepewności bezwzględnej skrajnej różnicy d, ponieważ obowiązuje ogólna prawidłowość:

$$(d \ll D_1) \wedge (d \ll D_2) \longrightarrow (\Delta_d \ll \Delta_1) \wedge (\Delta_d \ll \Delta_2). \qquad (6.20)$$



Rys.6.3. Warianty położenia układu zupełnego zdarzeń łącznych G_2 w stosunku do układu pierwotnego G_1

Fig.6.3. Possible position variants of the full set G_2 of combined events in relation to the primary set G_1



Rys.6.4. Graficzna interpretacja wykresu funkcji gęstości prawdopodobieństwa zmiennej dwuwymiarowej, spełniającej warunek (6.21) przy $\Delta_d=0$

Fig.6.4. Graphical presentation of the two-dimensional probability density function, complying with the condition (6.21) for $\Delta_d=0$

Po wykonaniu pomiaru znana jest poprawna wartość różnicy (d_p) prawdziwych wartości przekładni:

$$D_1 - D_2 = d_p . \qquad (6.21a)$$

Ponieważ przedział niepewności (Δ_d), wewnątrz którego leży prawdziwa wartość różnicy jest skończony, więc dla zmierzonej różnicy obowiązują relacje analogiczne do (6.17a) i (6.17c) :

$$d_p - \Delta_d \le D_1 - D_2 \le d_p + \Delta_d , \qquad (6.21b)$$

$$D_1 - D_2 = d_p \pm \Delta_d . \qquad (6.21c)$$

Wartość prawdziwą różnicy przekładni obu wzorców można wyrazić formalnie równaniem analogicznym do (6.18a):

$$D_1 - D_2 = d_p - \delta_d . \qquad (6.22)$$

δ_d oznacza tu błąd zmierzonej różnicy przekładni, który jest nieznany, ale wiadomo, że należy do przedziału $\pm\Delta$.

Sposób wykorzystania informacji zawartej w relacjach (6.21) jest wyjaśniony najpierw na przykładzie przypadku granicznego, gdy $\Delta_d=0$.

Na płaszczyźnie D_1, D_2 obie zmienne są ze sobą związane równaniem liniowym (6.21a). Na wykresie tej funkcji znajduje się punkt, którego współrzędne są równe wartościom prawdziwym D_1, D_2 przekładni porównywanych wzorców. Odcinek tej linii należący do prostokąta ABCH stanowi miejsce geometryczne punktów, których współrzędne mogą być równe przekładniom porównywanych wzorców. Żaden inny punkt nie ma tej właściwości.

Gdy $\Delta_d\neq0$, a skale obu osi układu współrzędnych są jednakowe, to miejscem geometrycznym punktów, których współrzędne spełniają relację (6.21a), jest pas o szerokości $\sqrt{2}\Delta_d$, nachylony do osi pod kątem $\pi/4$. Ponieważ wartości prawdziwe przekładni muszą spełniać także relacje (6.17a) i (6.17b), więc miejscem geometrycznym punktów, których współrzędne mogą być równe wartościom prawdziwym przekładni, jest trapez E'E"F"F', utworzony przez przecięcie pasa i prostokąta ABCH (rys.6.3a). Pole tego trapezu stanowi nowy układ zupełny zdarzeń G_2, który jest nie większy niż G_1. Położenie trapezu wewnątrz prostokąta ABCH jest wyznaczone jednoznacznie przez wartość d_p. W granicy, gdy niepewność pomiaru różnicy dąży do 0 ($\Delta_d\to0$), trapez E'E"F"F' dąży do odcinka EF.

Prawdopodobieństwo wystąpienia zdarzenia $(D_1,D_2)\in G_2$ wynosi:

$$P = \iint_{G_2} f_3(D_1,D_2)\,dD_1\,dD_2 . \qquad (6.23)$$

Dla zmiennych (D_1,D_2), spełniających relacje (6.17) i (6.21) celowe jest wyznaczenie nowej, łącznej funkcji gęstości prawdopodobieństwa $f_4(D_1,D_2)$, która poza obszarem G_2 ma wartości zerowe. Można wykazać, że funkcja $f_3(D_1,D_2)$ po unormowaniu:

$$\bigwedge_{(D_1,D_2)\in G_2} f_4(D_1,D_2) = \frac{f_3(D_1,D_2)}{P} \qquad (6.24a)$$

$$\bigwedge_{(D_1,D_2)\notin G_2} f_4(D_1,D_2) = 0, \qquad (6.24b)$$

spełnia wymagania funkcji gęstości prawdopodobieństwa, a jednocześnie określa rozkład zdarzeń w polu G_2.

Po uwzględnieniu równania (6.19) otrzymuje się:

$$\int\limits_{(D_1,D_2)\in G_2} f_4(D_1,D_2) = \frac{1}{P} f_1(D_1) f_2(D_2) \quad . \tag{6.25}$$

Na rysunku 6.4 zakreskowany przekrój jest ograniczony wykresem funkcji $Pf_4(D_1,D_2)$, dla przypadku, gdy układ G_2 jest reprezentowany przez odcinek EF, czyli gdy $\Delta_d=0$.

Ponieważ funkcja $f_4(D_1,D_2)$ może mieć niezerowe wartości tylko w polu G_2, więc na podstawie analizy granic tego pola można wyznaczyć nowe granice przedziałów niepewności zmiennych D_1 oraz D_2.

W przykładzie przedstawionym na rysunku 6.3a nowe przedziały niepewności są reperezentowane przez odcinki E'B (zamiast AB) oraz F'B (zamiast CB). Nowe przedziały niepewności oznaczono przez Δ_1' oraz Δ_2', a ich granice przez $D_{1,d}$ i $D_{1,g}$ oraz $D_{2,d}$ i $D_{2,g}$. Granice zmiennej D_1 można wyznaczyć jako odcięte punktów E' oraz B, natomiast zmiennej D_2 jako rzędne punktów B i F'. Przy wyznaczaniu odciętej punktu E' oraz rzędnej punktu F' wykorzystano relację (6.21). Nowe granice przedziałów w przykładzie wynoszą:

$$D_{1,d} = D_{p,2} - \Delta_2 + d_p - \Delta_d \quad , \tag{6.26}$$

$$D_{1,g} = D_{p,1} + \Delta_1 \quad , \tag{6.27}$$

$$D_{2,d} = D_{p,2} - \Delta_2 \quad , \tag{6.28}$$

$$D_{2,g} = D_{p,1} + \Delta_1 - d_p + \Delta_d \quad . \tag{6.29}$$

Z rysunku 6.3a wynika, że oba przedziały są zawężone z jednej strony, czyli spełnione są relacje:

$$D_{1,d} > D_{p,1} - \Delta_1 \quad , \qquad D_{2,g} < D_{p,2} + \Delta_2 \quad . \tag{6.30}$$

Dla pozostałych wariantów położenia pola G_2 wewnątrz pola G_1 (rys. 6.3b,c,d) nowe granice przedziałów niepewności są określone przez odpowiednie współrzędne punktów A,B,C,E',E",F' lub F" (tab.6.1). Współrzędne te obliczono tak, jak zależności (6.26) do (6.29).

W tablicy 6.1 zestawiono dane potrzebne do określenia ogólnych relacji (6.31) do (6.34), wyrażających granice nowych przedziałów niepewności.

$$D_{1,d} = \max[(D_{p,1}-\Delta_1);\ (D_{p,2}-\Delta_2+d_p-\Delta_d)], \tag{6.31}$$

$$D_{1,g} = \min[(D_{p,1}+\Delta_1);\ (D_{p,2}+\Delta_2+d_p+\Delta_d)], \tag{6.32}$$

$$D_{2,d} = \max[(D_{p,1}-\Delta_1-d_p-\Delta_d);\ (D_{p,2}-\Delta_2)], \tag{6.33}$$

$$D_{2,g} = \min[(D_{p,1}+\Delta_1-d_p+\Delta_d);\ (D_{p,2}+\Delta_2)]. \tag{6.34}$$

W ogólnym przypadku uzyskuje się jednostronne zawężenie każdego z przedziałów (rys. 6.3a,b) lub obustronne zawężenie jednego z przedziałów (rys.6.3c,d). Konkretny wariant zależy od szerokości przedziałów $\pm\Delta_1$, $\pm\Delta_2$ oraz od wartości różnicy d_p, czyli od położenia pola G_2 wewnątrz G_1. Należy zauważyć, że

Tablica 6.1

Zestawienie punktów i wyrażeń określających granice nowych przedziałów niepewności dla wariantów według rys.6.3

Oznaczenie granicy	Warianty						Współrzędne punktu	
	a	b	c	d	e	f	rodzaj	wyrażenie
$D_{1,d}$	E'	A E" E' H	A E" E' H	E'	E'	A E' H	odcięta	A: $D_{p,1}-\Delta_1$ E': $D_{p,2}-\Delta_2+d_p-\Delta_d$
$D_{1,g}$	B F" F' C	F"	B F" F' C	F"	B F" C	B F" C	odcięta	B: $D_{p,1}+\Delta_1$ F": $D_{p,2}+\Delta_2+d_p+\Delta_d$
$D_{2,d}$	A E' E" B	E"	E"	A E' E" B	A E' E" B	A E" B	rzędna	B: $D_{p,2}-\Delta_2$ E": $D_{p,1}-\Delta_1-d_p-\Delta_d$
$D_{2,g}$	F'	H F' F" C	F'	H F' F" C	H F' C	H F' C	rzędna	C: $D_{p,2}+\Delta_2$ F': $D_{p,1}+\Delta_1-d_p+\Delta_d$

nowe przedziały niepewności są sobie równe (rys. 6.3a,b) lub różnią się nie więcej niż o $2\Delta_d$ (rys.6.3c,d,e,f). W przypadkach szczególnych może nastąpić przesunięcie tylko jednej granicy (rys. 6.3e) lub żadna z granic nie ulegnie przesunięciu (rys. 6.3f). Ten ostatni przypadek wystąpi zawsze, gdy metoda zostanie zastosowana po raz drugi dla tej samej pary wzorców.

Na podstawie funkcji $f_4(D_1,D_2)$ można określić rozkłady brzegowe zmiennych D_1 oraz D_2, spełniających warunek (6.21b). Oznaczono je przez $f_5(D_1)$ oraz $f_6(D_2)$. Uwzględniając równanie (6.25) otrzymuje się:

$$f_5(D_1) = \frac{f_1(D_1)}{P} \cdot \int_{D_{2,d}}^{D_{2,g}} f_2(D_2)dD_2 \Big|_{D_2 \in G_2,\ D_1=\text{const.}}, \qquad (6.35)$$

$$f_6(D_2) = \frac{f_2(D_2)}{P} \cdot \int_{D_{1,d}}^{D_{1,g}} f_1(D_1)dD_1 \Big|_{D_1 \in G_2,\ D_2=\text{const.}}. \qquad (6.36)$$

Funkcje $f_5(D_1)$ oraz $f_6(D_2)$ mogą być przyjęte jako nowe funkcje gęstości prawdopodobieństwa rozkładów wartości D_1 oraz D_2, w przedziałach $(D_{1,d};D_{1,g})$ oraz $(D_{2,d};D_{2,g})$. Szerokości nowych przedziałów niepewności określają równania:

$$\Delta_1' = 0{,}5(D_{1,g}-D_{1,d}), \qquad \Delta_2' = 0{,}5(D_{2,g}-D_{2,d}). \qquad (6.37)$$

Nowe wartości poprawne $D'_{p,1}$ oraz $D'_{p,2}$ są równe:

$$D'_{p,1} = 0{,}5(D_{1,d}+D_{1,g}), \qquad D'_{p,2} = 0{,}5(D_{2,d}+D_{2,g}). \qquad (6.38)$$

W rozdziale 9.2 oraz w pracy [96] przedstawiono przykład zastosowania metody do zwiększenia dokładności dwu autotransformatorowych indukcyjnych dzielników napięcia. W przykładzie tym metoda została uogólniona dla wzorców pracujących przy prądzie przemiennym, gdzie błędy, a więc i niepewności wyrażone są liczbami zespolonymi, ale każda składowa spełnia niezależnie wszystkie założenia metody.

7. METODY MINIMALIZACJI BŁĘDÓW OBCIĄŻENIOWYCH

7.1. ŹRÓDŁA BŁĘDÓW OBCIĄŻENIOWYCH

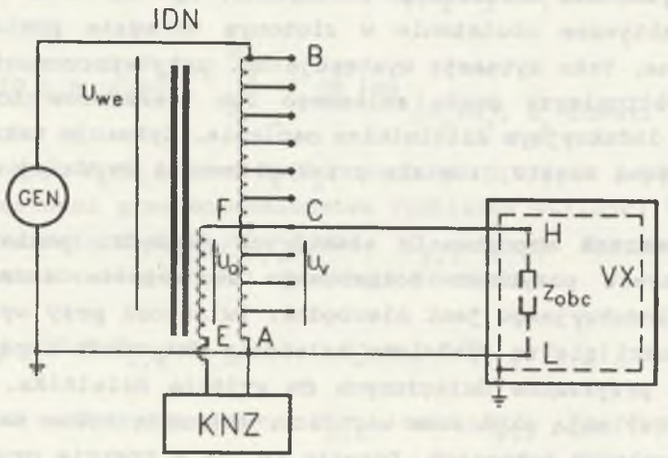
Metody przedstawione w rozdz. od 3 do 6 umożliwiają wykonanie pomiarów błędów narzędzi stosunkowych dla dowolnej wartości przekładni i dla dowolnego obciążenia. Jednakże często przy stosowaniu takiego narzędzia w bardziej złożonym układzie pomiarowym, w którym stanowi ono podzespół, błędy tego podzespołu znane są tylko dla określonego obciążenia, np. dla stanu jałowego, a faktyczne obciążenie w złożonym układzie pomiarowym jest zmienne. Taka sytuacja występuje np. przy wzorcowaniu dokładnych woltomierzy prądu zmiennego lub transferów AC/DC w układzie z indukcyjnym dzielnikiem napięcia. Sytuacja taka, jako występująca często, została przeanalizowana bardziej szczegółowo.

W procedurach wzorcowania niektórych narzędzi pomiarowych zmiana zakresu przyrządu dołączonego do wyjścia wzorcowego dzielnika indukcyjnego jest niezbędna. Zwłaszcza przy wysokiej częstotliwości nie są spełnione założenia dotyczące impedancji wejściowej przyrządów dołączonych do wyjścia dzielnika. Impedancje te (a) mają skończone wartości, (b) mają różne wartości na poszczególnych zakresach. Oznacza to, że w trakcie procedury pomiarowej dzielnik pracuje przy zmiennym obciążeniu, a wynikłe stąd błędy dodatkowe nie mogą być pominięte.

Przez autora zostały opracowane dwa alternatywne sposoby uwzględnienia wynikłego stąd błędu dodatkowego, które dotychczas nie zostały opublikowane. Przedstawiono je w rozdz. 7.2 i 7.3, a przykład ich zastosowania opisano w rozdz. 9.3. Punktem wyjścia do zastosowania przedstawionych sposobów jest wzorcowy dzielnik indukcyjny o znanym błędzie w stanie jałowym lub przy określonym obciążeniu.

7.2. METODA POMIARU BŁĘDU OD OBCIĄŻENIA DZIELNIKA INDUKCYJNEGO

Na rysunku 7.1 przedstawiono wzorcowy dzielnik jednodekadowy zasilający sprawdzane narzędzie pomiarowe o wejściu napięciowym, np. transfrer AC/DC lub woltomierz prądu zmiennego. Dzielnik ten, o dowolnej konstrukcji, ma uzwojenie pomiarowe (AB) z odczepami oraz uzwojenie dodatkowe (EF) o takiej samej liczbie zwojów, jak obciążona część uzwojenia pomiarowego (AC). Punkty F oraz C obu uzwojeń są stale zwarte. Wejście L,H sprawdzanego narzędzia dołącza się do punktu A oraz zwartych punktów F i C. Do punktów A oraz E dołączone jest wejście kompensatora napięcia przemiennego (KNZ), pracującego we współrzędnych prostokątnych, który mierzy różnicę napięć U_v i U_o.



Rys.7.1. Schemat ideowy układu do pomiaru błędu obciążeniowego indukcyjnego dzielnika napięcia
Fig.7.1. Schematic diagram of the circuit for IVD load error measurement

W idealnym przypadku granicznym różnica ta wynosiłaby 0, ale w rzeczywistym układzie jest jednak zawsze różna od 0. Oznaczono ją przez ΔU_1, gdy dzielnik nie jest obciążony sprawdzanym narzędziem, a przez ΔU_2, gdy dzielnik jest obciążony. Różnica napięć ΔU_1 wynika z nieidealności sprzężenia uzwojeń AB oraz EF oraz z istnienia impedancji rozproszenia związanych z uzwojeniami. Bez zmniejszenia ścisłości analizy można umownie przyjąć, że jest ona związana z uzwojeniem EF, czyli dla dzielnika o przekładni D można ją wyrazić równaniem:

$$\Delta U_1 = U_{v1} - U_{o1} = DU_{we} - (DU_{we} - \Delta U_1). \qquad (7.1)$$

Dołączenie obciążenia powoduje zmiany napięć: wejściowego o ΔU_{we}, wyjściowego o ΔU_v oraz odniesienia o ΔU_o. Zmiana napięcia wejściowego wywołuje proporcjonalną zmianę napięć U_v i U_o, ale na skutek obciążenia zmienia się także rozkład napięcia wzdłuż uzwojenia AB, co daje dodatkowy składnik ΔU_{obc}, zmieniający napięcie U_v o nie dającą się przewidzieć z góry wartość. Różnicę tę można zapisać jako:

$$\Delta U_2 = U_{v2} - U_{o2}, \qquad (7.2a)$$

$$\Delta U_2 = [D(U_{we} - \Delta U_{we}) + \Delta U_{obc}] - [D(U_{we} - \Delta U_{we}) - \Delta U_1)]. \qquad (7.2b)$$

Błąd przekładni dzielnika spowodowany obciążeniem zostaje zdefiniowany jako:

$$\delta_{obc} = \frac{\Delta U_{obc}}{U_{we}}. \qquad (7.3)$$

Uwzględniając (7.1) i (7.2b) wyprowadza się równanie:

$$\delta_{obc} = \frac{\Delta U_2 - \Delta U_1}{U_{we}}. \qquad (7.4)$$

Z równania (7.4) wynika, że wykonanie pomiaru napięcia U_{we} oraz różnic napięć w obu stanach dzielnika wystarcza do obliczenia błędu obciążeniowego. Efektywne wykorzystanie tego równania wymaga spełnienia w układzie pomiarowym następujących warunków:

a) pomiary napięć ΔU_1 i ΔU_2 muszą być wykonane tym dokładniej, im mniejszy jest błąd obciążeniowy dzielnika;
b) napięcia ΔU_1 i ΔU_2 powinny być rozłożone na składowe ortogonalne, z których jedna jest w fazie, a druga jest przesunięta o kąt $\pi/2$ względem U_{we}, co umożliwia łatwe obliczenie dodatkowego błędu modułowego i kątowego dzielnika. Warunek ten spełnia się przez doprowadzenie odpowiedniego napięcia odniesienia do kompensatora KNZ;

c) pomiar napięć ΔU_1 oraz ΔU_2 nie może naruszać równowagi energetycznej w układzie według rysunku 7.1. Kompensator spełnia dobrze ten warunek, ponieważ w stanie równowagi jego impedancja wejściowa jest bardzo duża, a jego wejście znajduje się na potencjale bliskim 0;

d) układ pomiarowy musi być tak uziemiony i ekranowany, by można było przyjąć, że podstawowy układ warunków fizycznych, definiujący warunki pracy, pozostaje nie zmieniony.

Najważniejsze aspekty praktyczne związane z realizacją przedstawionj metody ilustruje przykład w rozdziale 9.3.

7.3. METODA SYMETRYZACJI OBCIĄŻENIA

W niektórych sytuacjach istotne jest utrzymanie w czasie danej procedury pomiarowej stałej wartości błędu obciążeniowego dzielnika indukcyjnego, użytego w złożonym układzie pomiarowym, przy zmieniającej się wartości obciążenia tego dzielnika. Najkorzystniejsze warunki pracy wzorcowego dzielnika indukcyjnego występują w jego stanie jałowym.

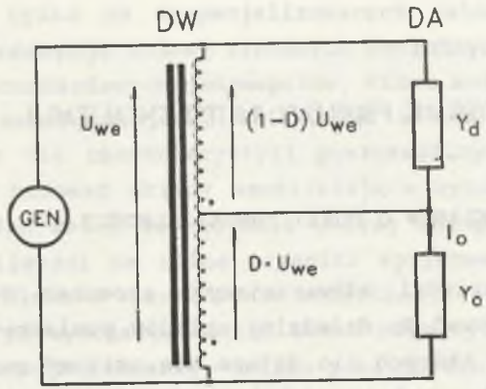
Rozwiązaniem problemu jest przedstatwiona przez autora metoda, którą nazwano metodą symetryzacji obciążenia. Polega ona na dołączeniu do nie obciążonej zazwyczaj części uzwojenia wzorcowego indukcyjnego dzielnika napięcia (DW) dodatkowej admitancji Y_d o odpowiednio dobranej wartości (rys. 7.2).

Jeżeli Y_o jest admitancją obciążenia o nieustalonej, ale znanej wartości, włączoną między początek i odczep pośredni uzwojenia dzielnika DW, to między koniec a odczep pośredni tego uzwojenia należy dołączyć dodatkową admitancję Y_d o wartości:

$$Y_d = \frac{D}{1-D} Y_o \,. \qquad (7.5)$$

Admitancje Y_o i Y_d tworzą dzielnik admitancyjny (DA) połączony równolegle z dzielnikiem DW. Jeżeli warunek (7.5) jest spełniony, to oba dzielniki nie obciążają się wzajemnie, ale ich admitancje wejściowe obciążają źródło zasilania (GEN).

Admitancje Y_o i Y_d przetransformowane do obwodu wejściowego dzielnika indukcyjnego wynoszą:



Rys.7.2. Schemat ideowy metody symetryzacji obciążenia
Fig.7.2. Schematic diagram of load symmetrization method

$$Y_{we,o} = D^2 Y_o \,, \qquad (7.6)$$

$$Y_{we,d} = D(1-D) Y_o \,. \qquad (7.7)$$

Wypadkowa admitancja wejściowa dzielnika admitancyjnego, obciążająca źródło, jest ich sumą:

$$Y_{we} = D Y_o \,. \qquad (7.8)$$

Z porównania równań (7.6) i (7.8) wynika, że dołączenie admitancji symetryzującej Y_d powoduje zwiększenie admitancji obciążającej źródło, co jest skutkiem ubocznym przedstawionej metody. Główna zaleta polega na zmianie obwodu przepływu prądu obciążenia tak, że nie płynie on przez uzwojenie pomiarowe dzielnika. Dokładność spełnienia warunku (7.5) decyduje o skuteczności metody symetryzacji. Jeżeli np. błąd spełnienia tego warunku nie przekracza 1%, to błąd obciążeniowy dzielnika DW zmniejsza się ponad 100-krotnie. Wynika stąd wniosek, że metoda może być stosowana do dzielników o dowolnej liczbie dekad.

Metoda symetryzacji obciążenia została również wykorzystana przez autora do poprawy właściwości metrologicznych jednodekadowych dzielników indukcyjnych [94, 95].

8. WYBRANE PROBLEMY INSTRUMENTALIZACJI

8.1. PODZESPOŁY UKŁADÓW O DUŻEJ POWTARZALNOŚCI

Wzorcowanie narzędzi odtwarzających stosunek dwu wartości należy zakwalifikować do dziedziny układów pomiarowych o dużej powtarzalności, w których nie dające się uniknąć parametry resztkowe mają istotny wpływ na błędy tych układów. Z tego powodu zarówno na etapie projektowania, jak i realizacji układu o dużej powtarzalności wielkości te należy uwzględnić z większą starannością niż jest to wymagane w układach o mniejszej dokładności. Trzeba zauważyć, że rozwój tego obszaru metrologii ma także stymulujący wpływ na wzrost ogólnego poziomu kultury metrologicznej producentów i użytkowników aparatury pomiarowej powszechnego zastosowania.

Układy pomiarowe laboratoryjne realizujące metody wzorcowania przedstawione w pracy, gdy błędy wzorcowania narzędzi są mniejsze od $1 \cdot 10^{-6}$, są skomplikowane, a ich zbudowanie wymaga nie tylko dużego doświadczenia projektanta i wykonawcy, ale często także wykonania eksperymentalnych badań wariantowych. Takie badania na ogół nie mogą być wykonane w istniejących, gotowych, zoptymalizowanych układach pomiarowych, ponieważ każda, nawet mała zmiana układu powoduje nie tylko efekt zamierzony, ale wpływa także na różne parametry metrologiczne w niezamierzony sposób. Na przykład pomiar napięcia między określonymi na schemacie punktami układu może powodować konieczność przecięcia ekranów układu, dołączenia woltomierza o skończonej wartości impedancji, zmianę sieci impedancji pasożytniczych układu, wprowadzenie źródła szumów itp.

Gotowy, zoptymalizowany układ pomiarowy małych błędów narzędzi pomiarowych nie może być łatwo modyfikowany i może być wykorzystany tylko do wyspecjalizowanych zstosowań. Ten powód uzasadnia koncepcję budowy złożonych dokładnych układów wzorcujących ze standardowych podzespołów, które można łączyć ze sobą w różnych konfiguracjach, zmieniając w ten sposób strukturę układu, ale nie charakterystyki poszczególnych bloków. Dzięki temu można budować układy umożliwiające wykonanie eksperymentalnych badań metod wzorcowania według różnych wariantów oraz badań wrażliwości na różne czynniki wpływowe przez łatwe i w pełni kontrolowane wprowadzanie modyfikacji układowych.

Dopiero po wykonaniu takich badań może być uzasadnione zbudowanie wyspecjalizowanego układu pomiarowego o dużej dokładności, w którym poszczególne bloki mogą być zintegrowane.

Parametry resztkowe układów pomiarowych o dużej powtarzalności muszą być wzięte pod uwagę już na etapie projektowania, a schemat układu powinien ilustrować ich rzeczywiste oddziaływanie w sposób niezafałszowany, dogodny do analizy, a w końcu i do wykonania układu o pożądanych parametrach. Schematy tych układów mają swoją specyfikę, o której informacje są rozproszone w literaturze, niekompletne, nieuporządkowane i dotyczą najczęściej konkretnych rozwiązań, co utrudnia syntezę w przypadku opracowywania nowych układów.

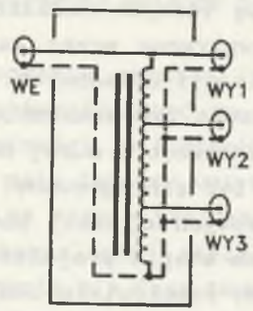
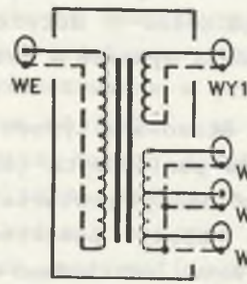
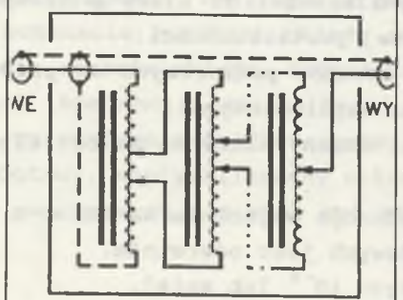
W tablicy 8.1 zestawiono najczęściej stosowane typowe podzespoły, stanowiące bloki składowe układów pomiarowych (mostków, kompensatorów, układów wzorcowania) o dużej powtarzalności. Charakterystyki wejścia/wyjścia oraz błędy poszczególnych bloków są ściśle określone, co pozwala łatwo analizować charakterystyki i błędy układów złożonych z tych bloków.

Wszystkie bloki mają następujące wspólne cechy, które są wyróżnikami decydującymi o przynależności do klasy podzespołów układów prądu przemiennego o dużej powtarzalności:

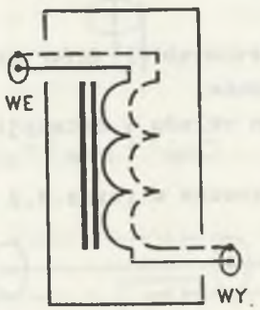
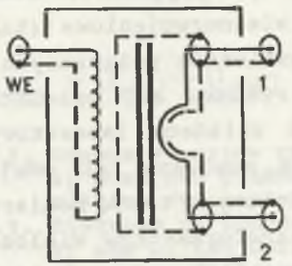
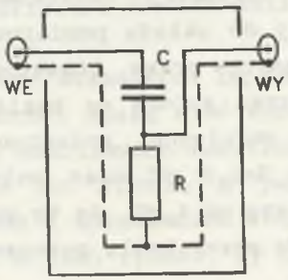
1) Wszystkie wejścia i wyjścia obwodów pomiarowych są przystosowane do łączenia przewodami współosiowymi.
2) Wszystkie obudowy bloków oraz ekrany ochronne są odizolowane od obwodów pomiarowych.
3) W układach napięciowych impedancje wejściowe są duże, a wyjściowe małe. W układach prądowych jest odwrotnie.
4) Błędy bloków są małe, np. rzędu 10^{-5} lub mniej.

Tablica 8.1

Podstawowe elementy układów pomiarowych prądu zmiennego o dużej powtarzalności

Lp.	Nazwa i schemat	Zastosowanie i cechy	Lit.
1.	Precyzyjny autotransformator kilkuzakresowy 	Stosowany do zmiany zakresu lub dopasowania układu. Może być zasilany od strony wejścia WE (napięciowo) lub wyjść WY (prądowo). Konstrukcja jedno- lub dwurdzeniowa z uzwojeniami multifilarnymi lub sekcjonowanymi. Możliwe różne konfiguracje ekranów wewnętrznych (nie zaznaczone na rys.). Typowe wartości przekładni 1:1, 1:10, 1:100. Błędy stanu jałowego: 10^{-5} do 10^{-7}	[13] [18] [31] [67] [69] [99]
2.	Transformator trój- lub kilkuuzwojeniowy 	Stosowany do zasilania dwu lub więcej torów napięciowych układu lub do sumowania prądów i do detekcji ich sumy (komparator prądów zmiennych). Umożliwia zmianę zakresu układu i kierunku prądu pomiarowego. Uzwojenia WY1 oraz WY2,3,4 są izolowane, często mają ekran ochronny. Typowe przekładnie $U_{wy1}/U_{wy2}/U_{wy3}/U_{wy4}$ = 100/100/10/1. Typowe błędy: $1\cdot10^{-6}...5\cdot10^{-8}$.	[27] [28] [60] [66] [87] [101]
3.	Kilkudekadowy dzielnik indukcyjny 	Stosowany w układzie pomiarowym do nastawiania napięcia lub prądu z dużą rozdzielczością, rzędu $0,1...1\cdot10^{-9}$. Konstrukcja jedno- lub dwurdzeniowa najczęściej w układzie Kelvina-Varleya. Różne typy uzwojeń i ekranów wewnętrznych. Mała impedancja od strony WY (<1Ω) i duża od WE (>100kΩ). Błędy stanu jałowego przy średniej częstotliwości akustycznej: $10^{-5}...10^{-7}$.	[14] [35] [36] [40] [41] [60] [61] [77] [80] [85] [86] [89] [121]

cd. tablicy 8.1

Lp.	Nazwa i schemat	Zastosowanie i cechy	Lit.
4.	Dławik wyrównawczy prądów (coaxial choke, equalizer) 	Zawiera 1 do 5 zwojów nawiniętych przewodem koncentrycznym na toroidalnym rdzeniu o dużej przenikalności. Stosowany do wyrównania prądów przemiennych w żyle i ekranie przewodu, przy małej impedancji w jednym obwodzie. Działa jak transformator prądowy o przekładni 1:1. Skuteczność zależy od impedancji obwodu zewnętrznego, typowo zmniejsza nierówność prądów 100 do 1000 razy.	[38] [48] [65] [114] [117]
5.	Transformator dodawczy (injection/detection tr.) 	Stosowany w celu dodania małego napięcia zmiennego do głównego układu pomiarowego lub dualnie, do detekcji małego prądu. Typowa przekładnia zwojowa 1:100. Uzwojenie jednozwojowe stanowi przewód przelotowy przez rdzeń z rozciętym w środku ekranem. Obie części ekranu są połączone koncentrycznie na zewnątrz rdzenia. Błąd $<10^{-3}$ przy konstrukcji jednordzeniowej, $<10^{-6}$ przy dwurdzeniowej.	[1] [6] [16] [23] [112] [118]
6.	Przesuwnik fazowy bierny 	Stosowany do uzyskania małego napięcia o fazie przesuniętej o $\phi\approx90^{\circ}$ przy jednej określonej częstotliwości. Impedancja wejściowa duża, wyjściowa mała ($Z_{we} \approx 1/\omega C$, ($Z_{wy} \approx R$). Błąd przesunięcia fazy i stosunek amplitud U_{we}/U_{wy} zależą wprost od stopnia spełnienia warunku $\omega RC<<1$ Najczęściej $R \approx 0,001/\omega C$. Stanowi alternatywę dla detektora fazoczułego o rozdzielonych składowych.	[11] [29] [37] [68] [119]

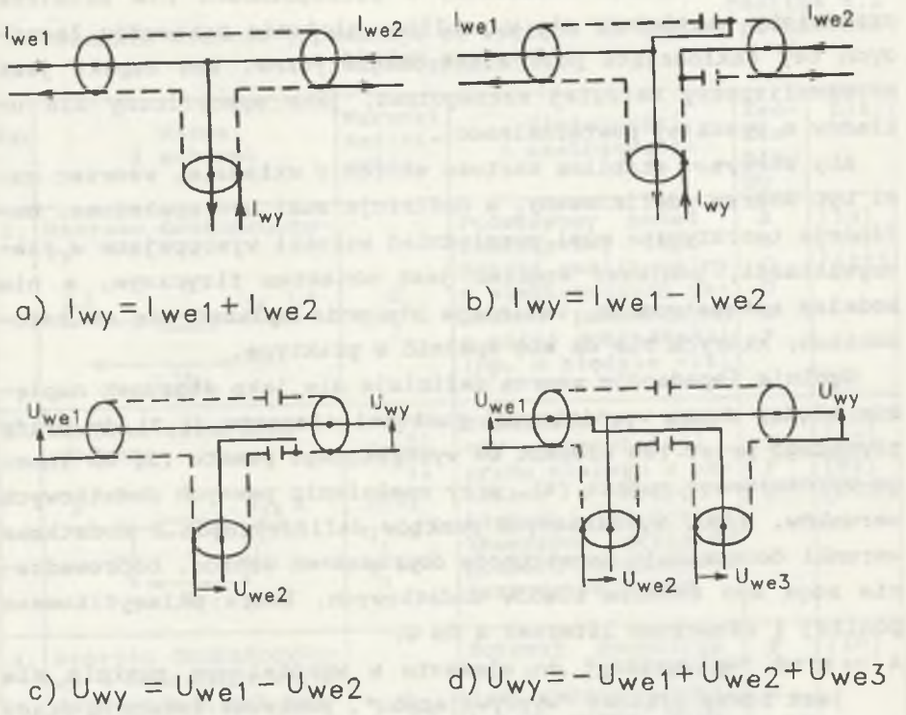
Z takich bloków można budować złożone układy pomiarowe o wysokiej powtarzalności i dokładności, jeśli spełnione są również inne warunki, m.in.:

- wykonanie odpowiednich węzłów sumacyjno-różnicowych sygnałów poszczególnych torów układu pomiarowego;
- odpowiednie ekranowanie;
- ścisłe określenie potencjałów ochronnych i dróg przepływu prądów uziemienia poszczególnych bloków;
- odpowiednie warunki zasilania całego układu i detekcji sygnałów równowagi.

Problemy te zbiorczo są scharakteryzowane w rozdz.8.2 do 8.4.

8.2. WĘZŁY TORÓW POMIAROWYCH

Przy prawidłowo zaprojektowanych blokach zminimalizowanie szumów i zakłóceń w układzie wymaga zastosowania odpowiednich konstrukcji węzłów sumacyjno-różnicowych sygnałów. Jeden ze sposobów dostarczają transformatory wielouzwojeniowe (tab.8.1, poz.2). Innym sposobem są węzły galwanicznie połączonych przewodów współosiowych [63, 118]. Na rysunku 8.1 przedstawiono schematy takich węzłów sprawdzone w układach laboratoryjnych (rozdz.9.1, 9.2). W węzłach tych są sumowane lub odejmowane sygnały napięciowe lub prądowe z izolowanych torów pomiarowych. Ich konstrukcja jest prostsza niż transformatorów wielouzwojeniowych. Mogą być stosowane, gdy dopuszczalne jest galwaniczne połączenie obwodów i gdy nie jest potrzebna zmiana skali poszczególnych składników. Wykonane są z elementów typowych złącz współosiowych, np. typu N lub UHF. Parametry resztkowe oraz szumy własne wprowadzane przez węzły do układu pomiarowego są kilkakrotnie mniejsze od wprowadzanych przez transformatory wielouzwojeniowe. Węzły zbudowane przez autora na bazie złącz UHF miały między parą najbardziej skrajnych, połączonych ze sobą punktów rezystancje przejścia R<0,5 mΩ oraz pojemności między częściami przewodzącymi mniejsze od 4 pF. Są to wartości dużo mniejsze od wnoszonych do układu przez kable połączeniowe.



Rys.8.1. Schematy węzłów przewodów koncentrycznych
a) suma dwu prądów, b) różnica dwu prądów, c) suma lub różnica dwu napięć, d) suma i różnica trzech napięć

Fig.8.1. Diagrams of concentric cable nodes
a) sum of two currents, b) difference of two currents, c) sum or difference of two voltages, d) sum and difference of three voltages

8.3. DEFINICJE WZORCÓW SKŁADOWYCH IMPEDANCJI I ICH REALIZACJE

Wzorce składowych impedancji w układach pomiarowych o dużej dokładności muszą mieć wysoką klasę, [124, 125, 126]. W pracy nie są analizowane konstrukcje poszczególnych wzorców, decydujące o ich klasie, a jedynie scharakteryzowane są problemy związane z dołączeniem wzorca do układu pomiarowego. Trzeba to zrobić w taki sposób, by uniknąć wprowadzenia dodatkowych niepewności. Na wartość wzorca odbieraną przez układ pomiarowy nie

mogą wpływać warunki otoczenia, w szczególności nie ustalone przedmioty znajdujące się w pobliżu, ułożenie przewodów łączących czy zakłócające pola elektromagnetyczne. Ten aspekt jest przeanalizowany bardziej szczegółowo, jako specyficzny dla układów o wysokiej powtarzalności.

Aby utrzymać stabilną wartość wzorca w układzie, wzorzec musi być dobrze zdefiniowany, a definicja musi być spełniona. Definicja teoretyczna musi uwzględniać warunki występujące w rzeczywistości, ponieważ wzorzec jest obiektem fizycznym, a nie modelem matematycznym. Definicja nie może opierać się na założeniach, których nie da się spełnić w praktyce.

Ogólnie impedancję wzorca definiuje się jako stosunek napięcia między dwoma wyróżnionymi punktami elementu (1,2) do prądu płynącego przez ten element od wyróżnionego punktu (3) do innego wyróżnionego punktu (4), przy spełnieniu pewnych dodatkowych warunków. Wybór wyróżnionych punktów definicyjnych i dodatkowe warunki determinują konstrukcję doprowadzeń wzorca. Doprowadzenia mogą być źródłem błędów dodatkowych, które sklasyfikowano poniżej i oznaczono literami A do G.

A - prąd "wpływający" do elementu w wyróżnionym punkcie nie jest równy prądowi "wypływającemu", ponieważ istnieją prądy upływu z elementu do otoczenia.

B - Między wyróżnionymi punktami płynie również prąd bocznikujący element.

C - Do impedancji wzorca dodają się impedancje pasożytnicze doprowadzeń, często o nie ustalonej wartości.

D - Zaciski wzorca mają skończone wymiary, przez co punkty definicyjne są wskazane niejednoznacznie, co w niektórych konstrukcjach jest istotne.

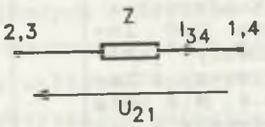
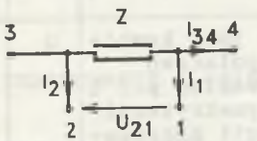
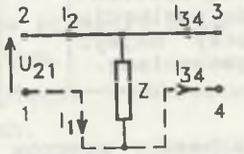
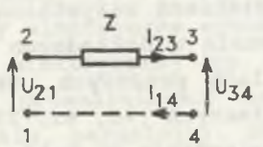
E - Dołączenie elementu do obwodu wprowadza niedokładnie ustalone impedancje przejścia na zaciskach, istotne zwłaszcza w obwodach prądowych.

F - Napięcie na elemencie zawiera składową wyindukowaną przez zewnętrzne zakłócające pole elektromagnetyczne.

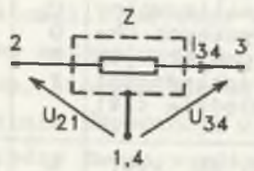
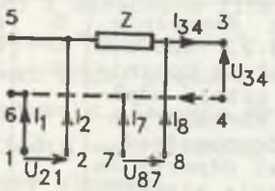
G - Impedancje przejścia wewnętrznych punktów definicyjnych, tj. połączeń przewodów prądowych i napięciowych, powodują szumy cieplne i fluktuacje sygnałów definiujących wzorzec.

Tablica 8.2

Porównanie wzorców impedancji ze względu na sposób połączenia z układem pomiarowym

Lp.	Nazwa i schemat	Warunki definicyjne	Właściwości i zastosowanie	Źródła błędu	Lit.
1.	Wzorzec dwukońcówkowy 	$Z=\frac{U_{21}}{I_{34}}$	Podstawowy model teoretyczny impedancji realizowalny w elektrycznych układach pomiarowych o małej dokładności (np. o błędzie <1%).	A B C D E F	[10] [49] [108]
2.	Wzorzec czterokońcówkowy 	$Z=\frac{U_{21}}{I_{34}}$ przy $I_1=0$ $I_2=0$	Stosowany do wzorców rezystancji prądu stałego w układach o małych błędach, jak mostek Thompsona, układ do pomiaru rezystancji termometru PT100.	A B F G	[10] [17] [51] [109]
3.	Wzorzec dwukońcówkowy o koncentrycznych doprowadzeniach prądowych i napięciowych 	$Z=\frac{U_{21}}{I_{34}}$ przy $I_1=0$ $I_2=0$	Schemat formalnie jak w p.2. Wzorzec jest silnie bocznikowany przez admitancje koncentrycznych doprowadzeń, ale jest odporny na zakłócenia elektromagnetyczne. Zastosowanie ograniczone do wzorców rezystancji prądu stałego.	B C G	[10] [50]
4.	Wzorzec dwukońcówkowy o koncentrycznych doprowadzeniach końcówek elementu 	$Z=\frac{U_{21}}{I_{34}}$ przy $I_{34}=I_{23}$ $I_{23}=I_{41}$ $U_{34}=0$	Schemat połączeń nadający się do dokładnych wzorców admitancji. Parametry bocznikujące doprowadzenia praktycznie nie wpływają na wartość wzorca. Stosowany w dokładnych mostkach o zrównoważonych pętlach prądowych.	G	[19] [49] [75] [113] [114]

cd. tablicy 8.2

Lp.	Nazwa i schemat	Warunki definicyjne	Właściwości i zastosowanie	Źródła błędu	Lit.
5.	Wzorzec trójkońcówkowy 	$Z=\frac{U_{21}}{I_{34}}$ przy $U_{34}=0$	Schemat zwykle stosowany dla elementów dwukońcówkowych ekranowanych, zwłaszcza kondensatorów. Może być interpretowany jako zdegenerowany schemat z p.4. Nie może być stosowany w układach o zrównoważonych pętlach prądowych.	B D F G	[22] [48] [117]
6.	Wzorzec czterokońcówkowy o koncentrycznych doprowadzeniach wszystkich końcówek 	$Z=\frac{U_{21}}{I_{34}}$ przy $I_1=I_2=0$ $I_7=I_8=0$ $U_{34}=0$ $U_{87}=0$	Schemat jest kombinacją połączeń wzorca według p.2 i 4. Po symetryzacji admitancji doprowadzeń stosowany w najdokładniejszych układach pomiarowych prądu przemiennego. Błędy spowodowane niedoskonałością realizacji są do pominięcia nawet przy najwyższych wymaganiach.	G	[9] [50] [71] [110]

W tablicy 8.2. zestawiono ujednolicone schematy wzorców impedancji o różnych doprowadzeniach do układów pomiarowych, ich definicje, podstawowe źródła błędów, zastosowanie i najważniejsze prace źródłowe.

Z przedstawionej analizy widać, że tylko wzorce dwu- i czterokońcówkowe o koncentrycznych doprowadzeniach wszystkich końcówek (poz.4 i 6) nadają się do stosowania w dokładnych układach pomiarowych o zrównoważonych pętlach prądowych. Wniosek ten autor wykorzystał w wielu pracach własnych [46, 61, 73, 74, 75, 79, 81, 82, 89, 98, 99, 106], a potwierdzają go także liczne prace innych autorów, np. [7, 20, 45, 59, 69, 120].

Inne konfiguracje doprowadzeń wzorców mogą być źródłem istotnych błędów i należy ich unikać. Stabilne wzorce starszej konstrukcji należy przebudować tak, aby mogły być stosowane jako dwukońcówkowe o koncentrycznych doprowadzeniach. W tym celu należy je zaopatrzyć w złącza współosiowe i umieścić w izolowanych od obudów ekranach elektrycznych.

Z doświadczeń autora wynika, że wzorzec o dwu koncentrycznych doprowadzeniach końcówek może być stosowany w układach pomiarowych o błędzie nie mniejszym niż $5\cdot10^{-7}$. Wzorzec o czterech koncentrycznych doprowadzeniach stosuje się tylko wyjątkowo, w układach specjalnych, ponieważ zastosowanie go i spełnienie wszystkich warunków definicyjnych wymaga kilku detektorów w układzie i przeprowadzenia skomplikowanego procesu symetryzacji parametrów pasożytniczych [117].

8.4. EKRANOWANIE I UZIEMIANIE UKŁADÓW

Usunięcie wpływu zakłócających pól elektromagnetycznych w układzie pomiarowym o wysokiej powtarzalności należy do problemów najważniejszych. Są dwa główne źródła błędów wynikających z wpływu pól elektromagnetycznych:

a. Różnice potencjałów między różnymi częściami układu, powodujące przepływ prądów pasożytniczych w obwodach prądów pomiarowych.
b. Napięcia indukowane w obwodach zamkniętych prądów pomiarowych.

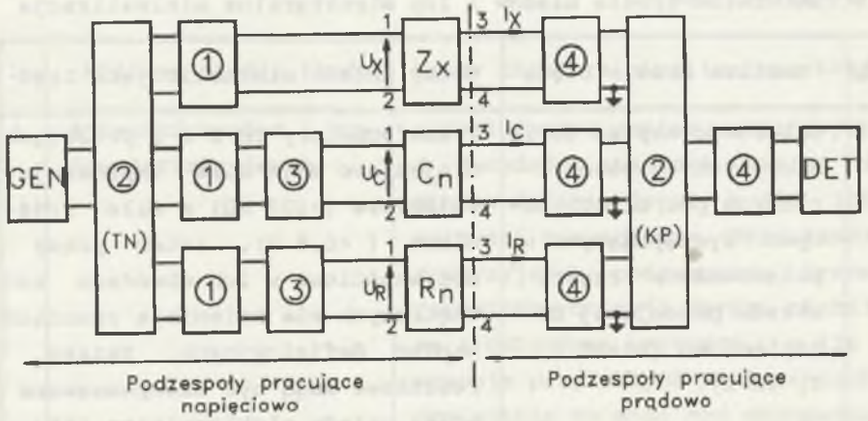
Przyczyny te występują łącznie, ale ich efekty usuwa się różnymi środkami i dlatego są omówione oddzielnie. Najogólniej źródło (a) wynika z istnienia w układzie pola elektrycznego, źródło (b) - z pola magnetycznego zmiennego. Źródła te, znane od dawna, minimalizuje się przez stosowanie różnych ekranów. Ekrany elektryczne wykonuje się z materiałów o dobrej przewodności elektrycznej (np. z Cu, Al), a magnetyczne z materiałów o dużej przenikalności magnetycznej i małej stratności (np. z mumetalu, permaloju). Stosowane są różne dodatkowe obwody, jak "ziemia Wagnera", elektrody o potencjale ochronnym czy ekrany

magnetyczne przyrządów [10, 90, 59]. Aby jednak w elektrycznym układzie pomiarowym uzyskać wysoką powtarzalność, np. niepewność mniejszą od $1 \cdot 10^{-5}$, zasady minimalizacji wpływu pól elektromagnetycznych trzeba zastosować oddzielnie do każdego, nawet drobnego elementu układu. Ogólne zasady są następujące:

1. Wszystkie prądy pasożytnicze w układzie spowodowane polami elektrycznymi muszą być jak najmniejsze i tak prowadzone, by nie przepływały przez przewody należące do obwodów pomiarowych, w szczególności przez detektory stanów równowagi, i aby nie zmieniały znacząco napięć zasilania poszczególnych torów pomiarowych.
2. Wszystkie elementy torów pomiarowych układu muszą być tak zaprojektowane i wykonane, by wytwarzane przez nie własne zmienne pola magnetyczne rozproszone były minimalne. Oznacza to, że będą one równocześnie mało wrażliwe na wpływ pól magnetycznych zmiennych obcych.

Zastosowanie tych zasad wyjaśnione jest ogólnie na przykładzie układu (rys.8.2), który został zrealizowany w dwu wersjach przez autora [133, 134]. Ma on konstrukcję modułową o względnie dużej liczbie podzespołów transformatorowych (rozdz.8.1). Służy do pomiaru parametrów schematu zastępczego równoległego impedancji Z_x państwowych wzorców indukcyjności.

Transformator czterouzwojeniowy TN-2 zasila trzy oddzielne tory, w których napięcia U_x, U_C, U_R, nazwane napięciami definicyjnymi, doprowadzone są do impedancji dwukońcówkowych Z_x, Z_C, Z_R o koncentrycznych doprowadzeniach końcówek. Stosunki napięć U_C/U_x oraz U_R/U_x mogą być zmieniane skokowo za pomocą dokładnych autotransformatorów (1), natomiast U_C oraz U_R mogą być nastawiane również w sposób prawie ciągły za pomocą wielodekadowych IDN (3). W tej części układu występują względnie wysokie napięcia, które powinny być doprowadzone bez pasożytniczych spadków do punktów (1;2) definiujących napięcie każdego elementu impedancyjnego. Prądy płynące przez elementy Z_x, C_n i R_n, nazwane prądami definicyjnymi, powinny być zależne tylko od wartości tych elementów oraz napięć definicyjnych, czyli punkty definicyjne (3;4) prądów elementów powinny być zwarte. W układzie zrównoważonym, gdy detektor DET wskazuje 0, warunek



Rys.8.2. Schemat blokowy układu o dużej powtarzalności do pomiaru impedancji wzorców indukcyjności. Oznaczenia bloków według tablicy 8.1

Fig.8.2. Block diagram of precise ciruit for impedance measurement of inductor standard. Denotations of the blocks according to the table 8.1

ten jest bardzo dobrze spełniony, co wynika z właściwości komparatora prądów zmiennych [53, 59].

Prądy definicyjne płyną przez dławiki współosiowe (4) do transformatora czterouzwojeniowego KP-2, który pracuje jako komparator prądów. Jego impedancja wejściowa jest zdeterminowana praktycznie tylko przez rezystancje uzwojeń. Wszystkie połączenia bloków wykonane są przewodami współosiowymi.

W tablicy 8.3 zestawiono najważniejsze źródła błędów złożonego układu pomiarowego, zależne od jego struktury, oraz te cechy struktury, które powodują minimalizację tych błędów.

Źródła oznaczone numerami 4 i 5 są zdeterminowane przez zastosowane podzespoły, natomiast 1, 2 i 3, związane z wpływem pola elektromagnetycznego, muszą być starannie wzięte pod uwagę przez konstruktora układu. Każde z tych źródeł może znacząco zmniejszyć dokładność, jeśli warunki minimalizacji nie są rygorystycznie spełnione. Z doświadczeń autora w tym obszarze wynikają następujące wnioski praktyczne:.

1. Zastosowanie do budowy układu nawet najlepszych podzespołów,

Tablica 8.3
Strukturalne źródła błędów i ich strukturalna minimalizacja

Lp.	Możliwe źródło błędu	Cechy układu minimalizujące błąd
1.	Zależność napięć definicyjnych od pasożytniczych pól elektrycznych występujących w połączeniach części układu pracującej napięciowo (bloki 1, 3, TN-2).	Transformatory TN-2 i 1 pracujące napięciowo mają duże impedancje wejściowe (>100 kΩ) a małe wyjściowe (<0,5 Ω), zatem prądy upływnościowe w ich obwodach zewnętrznych nie zmieniają znacząco napięć definicyjnych. Zmiany resztkowe mogą być skompensowane przez układy elektroniczne [56].
2.	Zależność prądów definicyjnych od pasożytniczych pól elektrycznych występujących w elementach i połączeniach części układu pracującej prądowo (bloki KP-2 i 4).	W stanie równowagi układu wszystkie punkty podzespołów pracujących prądowo i ich połączeń mają prawie jednakowe potencjały, więc pola pasożytnicze elektryczne są bardzo małe. Efekt resztkowy usuwa się przez elektroniczną kompensację impedancji rozproszenia [92, 104].
3.	Napięcia i prądy definicyjne muszą być niezależne od pasożytniczych pól magnetycznych zmiennych.	Wszystkie połączenia podzespołów wykonane są przewodami współosiowymi, a każde dwa punkty układu mają połączenie galwaniczne tylko jedną ścieżką. W tej sytuacji w każdym przekroju przewodu współosiowego prądy w żyle i ekranie są jednakowe, ale skierowane przeciwnie. Pola zewnętrzne indukują w żyle i ekranie napięcia o jednakowych wartościach i zwrotach, czyli wypadkowe napięcia zakłócające w obwodach prądów pomiarowych są zerowe.

cd. tablicy 8.3

Lp.	Możliwe źródło błędu	Cechy układu minimalizujące błąd
4.	Stosunki napięć i prądów definicyjnych.	O dokładności pomiaru składowych Z_x decydują stosunki napięć i prądów definicyjnych, a nie ich wartości bezwzględne. Przekładnie precyzyjnych podzespołów transformatorowych mają bardzo stabilne i dokładne wartości, o ile pracują przy małych obciążeniach. Obciążenia te mogą być skompensowane przez układy elektroniczne.
5.	Wzorce składowych impedancji, C_n oraz R_n.	Ich błędy i niepewności w całości przenoszą się na wynik pomiaru i dlatego należy stosować wysokiej klasy wzorce jednomiarowe.

wyprodukowanych przez renomowane firmy nie gwarantuje osiągnięcia wysokich parametrów układu, ponieważ mogą wystąpić bardzo duże błędy spowodowane niewłaściwym prowadzeniem sygnałów sprzęgających poszczególne bloki.

2. W układach pomiarowych o dużej powtarzalności stosuje się tylko taki podzespół lub przyrząd, w którym obwód prądu pomiarowego jest izolowany od obudowy, a najlepiej jeśli między obudową a tym obwodem jest dodatkowy izolowany ekran ochronny (GUARD).

3. Sygnały definicyjne mogą być prowadzone tylko przewodami współosiowymi. Na krótkich odcinkach, wewnątrz obudów, można dopuścić przewody skręcane. Żadne prądy wyrównawcze czy doziemne nie mogą płynąć przez jakąkolwiek część przewodu sygnałowego.

4. Każdy tor pomiarowy musi być odizolowany od pozostałych torów i połączony z nimi tylko w jednym punkcie, w celu ustalenia potencjałów.

5. Podzespoły o dużych własnych polach rozproszenia nie nadają się do stosowania w układach o dużej powtarzalności. Ułożenie podzespołów w przestrzeni względem siebie tak, żeby uzyskać minmalny błąd, powinno być traktowane tylko jako środek pomocniczy, a nie alternatywa dla zastosowania podzespołów o małym rozproszeniu. Stan częściowego wzajemnego skompensowania pól rozproszenia jest na ogół niestabilny, ponieważ każde źródło pola podlega własnym fluktuacjom, które są tym większe, im większe jest rozproszenie.

Traktując błąd wypadkowy jako sumę algebraiczną różnych błędów cząstkowych należy pamiętać, że lepiej jest najpierw zminimalizować poszczególne składniki błędu (ich źródła) i ewentualnie kompensować wzajemnie pozostałe reszty niż od razu kompensować duże składniki. Nawet gdyby udało się uzyskać w obu przypadkach taki sam błąd wypadkowy, to w tym drugim przypadku będzie on obarczony dużo większą niepewnością.

Małe pola rozproszenia podzespołów uzyskuje się przez stosowanie rdzeni toroidalnych z materiałów o dużej przenikalności magnetycznej i małej stratności, specjalnych konstrukcji uzwojeń i zewnętrznych ekranów magnetycznych. Problemy te są analizowane m.in. w pracach autora [67, 78, 86, 93, 105].

6. Wszystkie połączenia torów pomiarowych muszą być pewne, o stałej impedancji. Najlepsze są połączenia lutowane. W miejscu połączenia ważna jest nie tylko ciągłość obu przewodów, ale także pełne ekranowanie przewodu wewnętrznego przez zewnętrzny. Tam, gdzie połączenia muszą być rozłączne lub zmienne, należy stosować wysokiej jakości złącza współosiowe.

7. Połączenia o ruchomych częściach metalowych (przełączniki obrotowe lub suwakowe) mogą być stosowane tylko tam, gdzie nie da się ich uniknąć, tzn. w obwodach zmiany nastaw napięć i prądów pomiarowych z dużą rozdzielczością. Tam, gdzie byłyby używane rzadziej, np. do zmiany zakresów lub biegunowości, korzystniej jest zastąpić je złączami współosiowymi. Nawet przełączniki dobrej jakości, o małej i stałej impedancji przejścia stwarzają problem odpowiedniego zaekranowania. Ekran przełącznika na ogół może być umieszczony w znacznej odległości od styków, szczotek i doprowadzeń i dlatego napięcia indukowane przez

zewnętrzne zmienne pola pasożytnicze w części wewnętrznej przełącznika i w jego ekranie mogą się znacznie różnić, nie kompensują się (por. tab.8.3 rozdz.3), czego skutkiem są zakłócenia i błędy dodatkowe układu.

Ponadto pole elektryczne w przestrzeni przełącznika zmienia się nie tylko na skutek zmian potencjałów poszczególnych części metalowych (przełączanie odczepów), lecz także i ich odległości (ruchome szczotki), co znacznie komplikuje układ i jest źródłem błędu systematycznego, trudnego do wykrycia.

8. Wszystkie elementy metalowe konstrukcji mechanicznej powinny być połączone ze sobą przez lutowanie lub spawanie. Należy unikać ich łączenia śrubami, ponieważ od docisku śrub zależą impedancje elektryczne połączeń. Docisk śrub zmienia się pod wpływem drgań, temperatury i czasu, a jako skutek zmieniają się ścieżki rozpływu prądów doziemnych w elementach konstrukcyjnych oraz potencjały poszczególnych punktów najbliższego otoczenia obwodów sygnałowych, co zmienia błędy i niepewności podzespołu.

Do ustalenia potencjału obudowy nie wystarczy więc połączenie jednego jej punktu z potencjałem odniesienia. Obudowa musi tworzyć jedną zwartą bryłę o ustalonych ścieżkach rozpływu prądów doziemnych i potencjałach. Jeżeli połączenie śrubowe np. dwu blach jest niezbędne, to należy je od siebie odizolować, połączyć śrubami nie przewodzącymi, a następnie połączyć elektrycznie w jednym punkcie za pomocą śruby z podkładką zębatą.

Takie same zalecenia dotyczą również ekranów ochronnych złożonych z kilku elementów.

9. W przypadku stosowania układów aktywnych do minimalizacji błędów poszczególnych podzespołów mogą się utworzyć niepożądane obwody przepływu prądów wyrównawczych np. przez wspólne źródło zasilania tych układów, a także mogą być wyindukowane napięcia pasożytnicze w przewodach nowych obwodów zamkniętych. Należy tak zaprojektować układ, żeby ewntualne prądy wyrównawcze nie przedostawały się do obwodów pomiarowych, a obwody napięć indukowanych powinny być przerwane, aby sygnały definicyjne nie zostały naruszone. Prostym środkiem uniknięcia tych problemów jest oddzielne zasilanie bateryjne poszczególnych układów lub zastosowanie zasilaczy z optoizolacją.

10. W układzie może istnieć tylko jeden punkt o potencjale odniesienia (uziemienie), do którego dołącza się pojedynczymi oddzielnymi przewodami wszystkie obudowy i ewentualnie ekrany. Do tego punktu może być również dołączony wspólny punkt torów pomiarowych.
11. Jeżeli generator zsilający układ i detektor zasilane są ze wspólnej sieci, to w zależności od konstrukcji transformatorów wejściowych oraz układów zerowania obu tych przyrządów mogą powstać ścieżki przepływu prądów wyrównawczych przez tory sygnałów pomiarowych. Tory te mogą stanowić część pętli prądowej zamkniętej przez wspólną sieć. Ta pętla jest bardzo wrażliwa na zakłócenia elektromagnetyczne i dlatego musi zostać przerwana albo przez zastosowanie detektora o zasilaniu bateryjnym, albo przez transformator sieciowy o izolowanych, symetrycznych i ekranowanych uzwojeniach wtórnych.

8.5. DETEKTORY

Detektor wskazujący stan równowagi nie powinien pogarszać parametrów metrologicznych, umożliwionych przez pozostałą część układu pomiarowego o dużej powtarzalności. Dokładne określenie stanu równowagi wymaga użycia detektora o dużej czułości, co preferuje detektory aktywne, ze wzmacniaczem sygnału wejściowego. Teoretycznie istnieje możliwość osiągnięcia dowolnie dużej czułości przez ustalenie odpowiedniego współczynnika wzmocnienia, ale praktyczne wykorzystanie tego sposobu jest ograniczone ze względu na szumy i zakłócenia w układzie pomiarowym. Mechanizm zjawiska opisano niżej.

Równoważenie układu powoduje zmniejszanie sygnału nierównowagi, natomiast poziom szumów i zakłóceń w układzie, generowanych przez podzespoły wewnętrzne i urządzenia zewnętrzne, pozostaje prawie taki sam. Do wejścia detektora dochodzi zatem suma coraz mniejszego użytecznego sygnału nierównowagi oraz stałych szumów i zakłóceń. Gdy sygnał nierównowagi zmniejszy się do poziomu szumów i zakłóceń, kontrola dalszego równoważenia układu staje się niemożliwa, ponieważ w pewnym zakresie zmian wielkości równoważącej wskazanie detektora zera nie zmienia się. Większe wzmocnienie takiego sygnału doprowadza do nasycenia układów wejściowych detektora i zablokowania jego działania. Wynika stąd wniosek, że poziom szumów i zakłóceń na wejściu detektora stanowi granicę jego czułości oraz ważny składnik ograniczający rozdzielczość równoważenia układu. Pierwszym sposobem zwiększenia tej rozdzielczości jest więc zawsze zmniejszenie poziomu szumów i zakłóceń na wejściu detektora przez wysoką jakość napięcia zasilającego (stabilność częstotliwości i amplitudy, mała zawartość harmonicznych) oraz przez odpowiednią konstrukcję i ekranowanie układu. Dopiero dalszym sposobem może być zastosowanie detektorów selektywnych lub filtrujących. Detektory takie można podzielić na 4 zasadnicze grupy, krótko scharakteryzowane w tablicy 8.4. Na schematach detektorów zastosowano tam następujące oznaczenia: FS - filtr selektywny, A - wzmacniacz, P - prostownik, FD - filtr dolnoprzepustowy, PF - przesuwnik fazy o 90°, M - układ mnożący, W - wskaźnik zera.

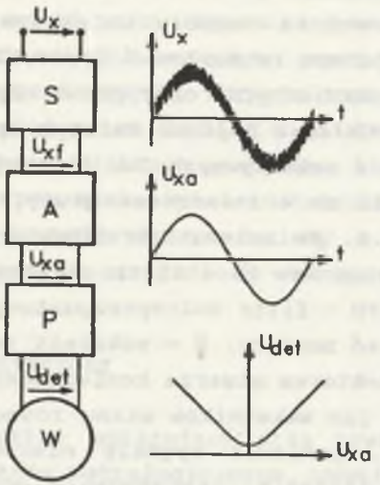
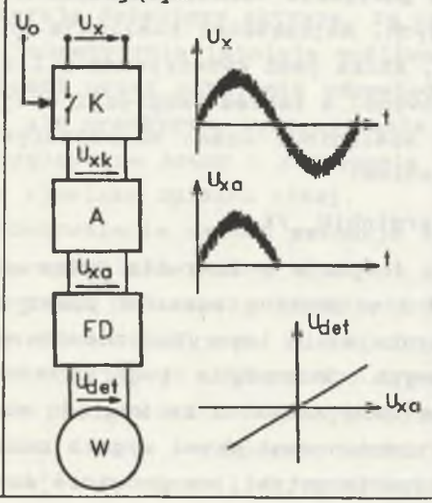
Inny problem związany z detektorem stwarza konieczność częstej zmiany czułości wskaźnika lub wskaźników stanu równowagi w trakcie procesu równoważenia, ponieważ sygnały nierównowagi mogą zmieniać się w szerokim zakresie. Zastosowanie odpowiedniego układu kompresji przed detektorem powoduje automatyczną regulację czułości. Układ ten powiększa wzmocnienie dla małych sygnałów, a zmniejsza dla dużych. Najczęściej realizuje on bipolarną funkcję logarytmiczną, która jest symetryczna i liniowa w okolicy zera sygnału wejściowego, a zakres kompresji obejmuje od trzech do siedmiu dekad. Nieliniowa część charakterystyki tego układu opisana jest równaniem:

$$U_{wy} = k_1 \operatorname{arsinh}(U_{we}/k_2). \qquad (8.1)$$

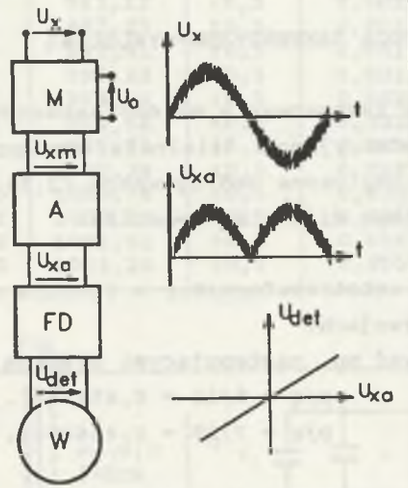
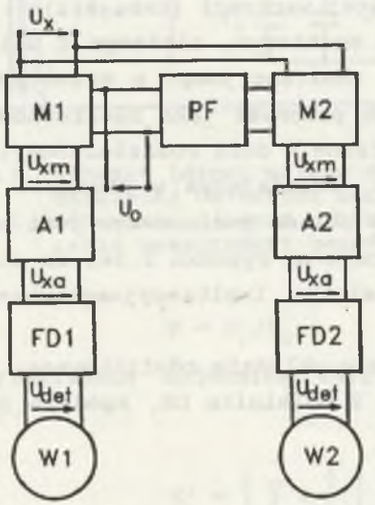
W równaniu (8.1) stała k_1 decyduje o zakresie kompresji a stała k_2 o zakresie liniowości w okolicy zera. W praktycznej realizacji tego układu wykorzystuje się logarytmiczne charakterystyki złącz półprzewodnikowych. Stosowanie tego układu nie jest korzystne przy dużym poziomie zakłóceń ze względu na możliwość modulowania napięcia nierównowagi przez sygnał zakłócający na nieliniowej części charakterystyki, co prowadzi do wolnozmiennych fluktuacji wskazań detektora przy dużej czułości.

Tablica 8.4

Klasyfikacja detektorów stanu równowagi układów pomiarowych o dużej powtarzalności

Lp.	Uproszczony schemat blokowy	Właściwości i zastosowanie
1.	Detektor z filtrem selektywnym 	Może być stosowany, gdy pasma zakłóceń i sygnału użytecznego nie pokrywają się. O właściwościach detektora decyduje filtr FS, który powinien sygnał użyteczny przepuszczać bez zniekształceń, a zakłócenia tłumić. Korzystne jest stosowanie filtru o bardzo wąskim pasmie przepuszczania, jeżeli układ pracuje przy stałej częstotliwości. Skuteczność redukcji zakłóceń jest duża, jeśli pasmo przenoszenia filtru leży powyżej 100 Hz.
2.	Detektor fazoczuły z układem kluczującym 	Sygnał wejściowy U_x jest cyklicznie włączany do wejścia wzmacniacza w czasie dodatniego półokresu prostokątnego napięcia odniesienia U_o. Częstotliwości napięć U_x i U_o muszą być jednakowe. Redukuje zakłócenia i szumy bardzo skutecznie. Wadą jest reakcja na nieparzyste harmoniczne sygnału nierównowagi. Nie może być stosowany, gdy sygnał nierównowagi jest silnie zależny od częstotliwości.

cd. tablicy 8.4

Lp.	Uproszczony schemat blokowy	Właściwości zastosowanie
3.	Detektor fazoczuły z układem mnożącym 	Układ kluczujący zostaje zastąpiony układem mnożącym, a sygnał odniesienia jest sinusoidalny. Sygnał na wejściu wzmacniacza jest proporcjonalny tylko do pierwszej harmonicznej sygnału nierównowagi i do kosinusa przesunięcia fazowego względem sygnału odniesienia. Znak napięcia wyprostowanego na wejściu końcowego wskaźnika oznacza kierunek zmian wielkości równoważącej, prowadzący do stanu równowagi. Zastosowany m.in. w [132].
4.	Detektor fazoczuły podwójny o ortogonalnych napięciach odniesienia 	Złożony z oddzielnych torów o dwu wskaźnikach wyjściowych z zerem w środku. Napięcie odniesienia jednego toru jest w fazie ze składową czynną wielkości równoważącej, a drugiego jest przesunięte o 90°. Umożliwia obserwację procesu równoważenia każdej składowej niezależnie i ułatwia równoważenie informując, którą składową i w jakim kierunku należy zmieniać. Jest niezbędny w układach równoważonych automatycznie. Zastosowany m.in. w pracach [131, 134].

9. PRZYKŁADY

9.1. SPRAWDZENIE DZIELNIKA METODĄ SEKWENCYJNO-CYKLICZNĄ

W przykładzie przedstawiono zastosowanie metody sekwencyjno-cyklicznej do sprawdzenia indukcyjnego dzielnika napięcia o przekładni nominalnej $D_n = 1/\pi$. Obliczona według wzoru (2.5) wartość nominalna K_n przekładni tego dzielnika wynosiła:

$$K_n = D_n/(1-D_n) \approx 0{,}4669422...$$

Dzielnik był wykonany jako autotransformator o liczbie m=499 zwojów, z odczepem po m_1=159 zwojach.

Wartość K_n można aproksymować np. następującymi ułamkami:

p/q = 4/9 = 0,444444... p/q = 5/11 = 0,454546...

p/q = 6/13 = 0,461538... p/q = 7/15 = 0,466666...

p/q = 8/17 = 0,470588...

Do realizacji metody zastosowano dzielnik pojemnościowy, złożony z p=4 oraz q=9 kondensatorów mikowych, o pojemności znamionowej C_n=1 nF i tolerancji 0,5%. Kondensatory uporządkowano i ponumerowano według wzrastającej wartości (tab. 9.1).

Pomiary wykonano w układzie mostkowym, złożonym z dzielnika sprawdzanego (DB) i dzielnika admitancyjnego o przestawianych admitancjach (rys. 9.1). Mostek pracował jako niezrównoważony. Napięcia nierównowagi były mierzone z dużą rozdzielczością kompensatorem napięć przemiennych, działającym w układzie współrzędnych prostokątnych. Schemat układu pomiarowego jest zgodny z ogólnym schematem przedstawionym na rysunku 3.3a, ze strukturą połączeń początkowych dzielnika immitancyjnego oznaczoną jako V w tablicy 3.2.

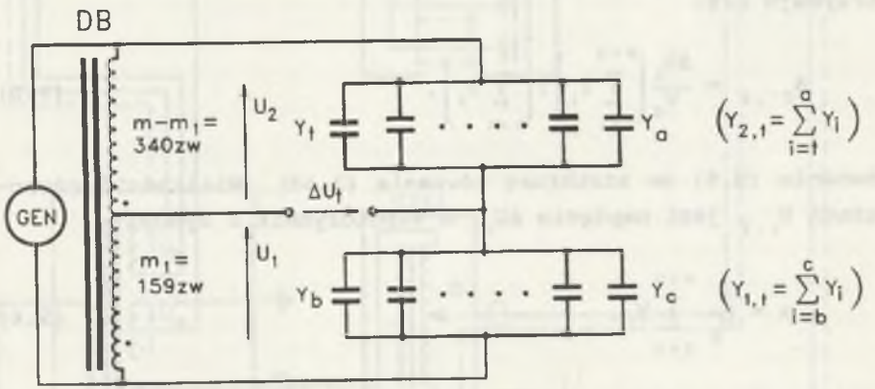
Dla dzielników występujących w układzie zdefiniowano:

- przekładnię napięciową typu K dzielnika DB, zgodnie ze wzorem (2.1):

Tablica 9.1

Zestawienie kondensatorów użytych do realizacji metody

i	C_i [pF]	ΔC_i [pF]	G_i [μS]	ΔG_i [μS]	Uwagi
1	996,67	±0,5	0,0020	±0,05	Pomiarów dokonano mostkiem Tesla BM 484 przy f=1,6 kHz.
2	997,12	±0,5	0,0022	±0,05	
3	997,25	±0,5	0,0012	±0,05	
4	997,61	±0,5	0,0012	±0,05	
5	998,12	±0,5	0,0017	±0,05	
6	998,85	±0,5	0,0021	±0,05	
7	999,28	±0,5	0,0023	±0,05	
8	999,36	±0,5	0,0031	±0,05	
9	1000,39	±0,5	0,0027	±0,05	
10	1000,74	±0,5	0,0008	±0,05	
11	1000,89	±0,5	0,0017	±0,05	
12	1001,61	±0,5	0,0064	±0,05	
13	1003,26	±0,5	0,0002	±0,05	



Rys.9.1. Schemat ideowy układu do pomiaru błędu przekładni dzielnika DB metodą sekwencyjno-cykliczną

Fig.9.1. Schematic diagram of the ciruit for the divider (DB) ratio measurement based on sequential-cyclic method

$$K = U_1/U_2 , \tag{9.1}$$

- przekładnię dzielnika admitancyjnego, zgodnie ze wzorem (3.5b):

$$K_t' = \left(\sum_{i=b}^{c} Y_i\right) : \left(\sum_{i=t}^{a} Y_i\right). \tag{9.2}$$

Wskaźniki sumowania t,a,b,c określone są relacjami (3.3) dla kolejnych kroków procedury pomiarowej. Przekładnie K oraz K'_t spełniają relację przybliżoną: $K \approx 1/K'_t$.

Według równania (3.6b) wyprowadza się:

$$\delta_{K',t} = 1-KK'_t = \left(U_2 \sum_{i=t}^{a} Y_i - U_1 \sum_{i=b}^{c} Y_i\right) : \left(U_2 \sum_{i=t}^{a} Y_i\right). \qquad (9.3)$$

Ze schematu układu pomiarowego wynika równanie równowagi:

$$(U_2 - \Delta U_t) \sum_{i=t}^{a} Y_i = (U_1 + \Delta U_t) \sum_{i=b}^{c} Y_i . \qquad (9.4)$$

Po przekształceniu równania (9.4) i podstawieniu do (9.3) otrzymuje się:

$$\delta_{K',t} = \frac{\Delta U_t}{U_2}\left(\sum_{i=1}^{p+q} Y_i\right) : \left(\sum_{i=t}^{a} Y_i\right). \qquad (9.5)$$

Równanie (9.5) ma strukturę równania (3.6d). Wielkością równoważącą $W_{r,t}$ jest napięcie ΔU_t, a współczynnik α wynosi:

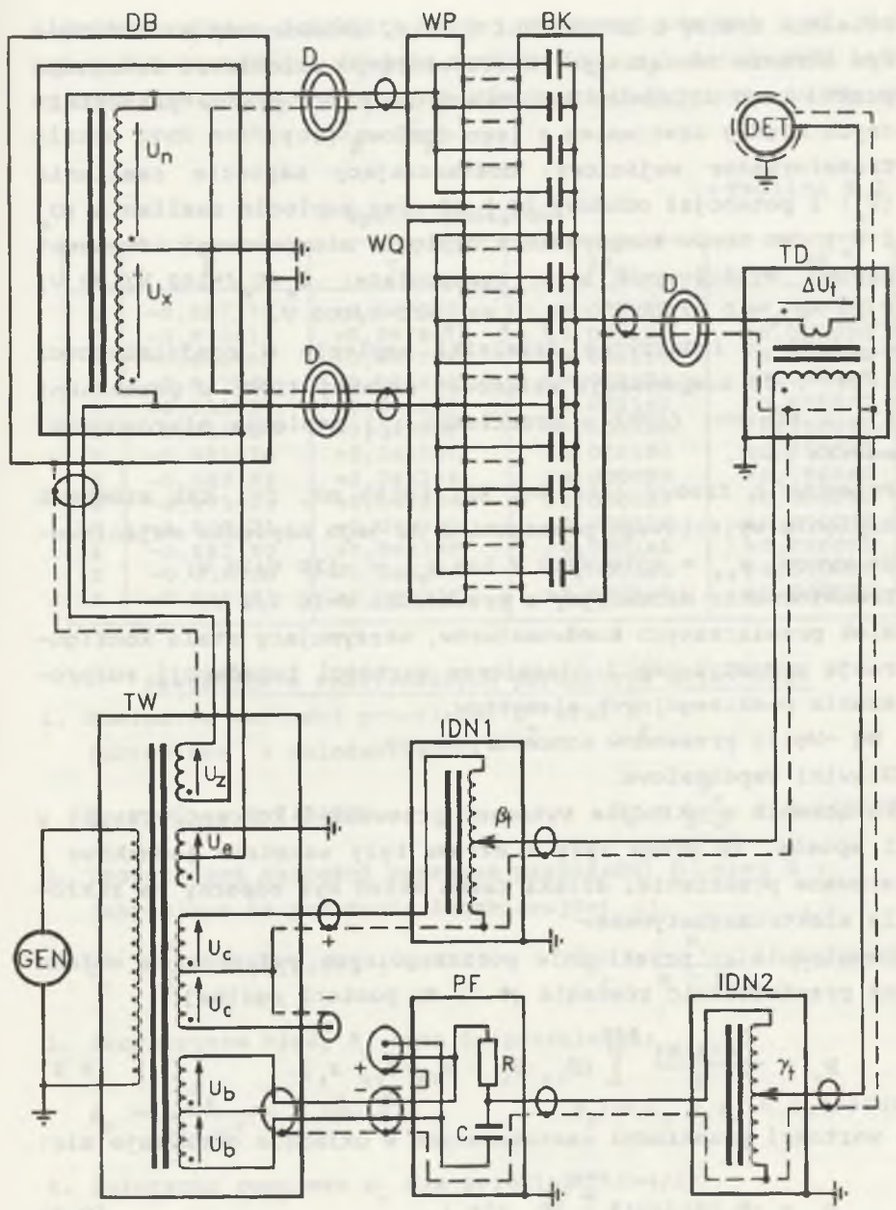
$$\alpha = \frac{1}{U_2} \sum_{i=1}^{p+q} Y_i . \qquad (9.6)$$

Równanie stałej α ma korzystną strukturę, ponieważ jednym z czynników jest suma wszystkich przestawianych admitancji (por. rozdz. 3.5). Po podstawieniu (9.6) do (3.14) oblicza się poprawkę p_w dla przekładni sprawdzanego dzielnika:

$$p_w = - \frac{1}{qU_2} \sum_{t=1}^{p+q} \Delta U_t . \qquad (9.7)$$

Nową wartość poprawną K_{p1} przekładni oblicza się z (3.15).

Według idei ogólnego schematu przedstawionego na rysunku 9.1 zbudowano laboratoryjny układ pomiarowy do wyznaczania poprawki p_w, który zawiera następujące ważniejsze bloki (rys. 9.2):



Rys.9.2. Schemat układu laboratoryjnego do pomiaru poprawki p_w

Fig.9.2. Diagram of the laboratory ciruit for correction p_w measurement

DB-Dzielnik badany o przekładni $D_n = 1\backslash\pi$, umieszczony w dodatkowym ekranie zewnętrznym, umożliwiającym uziemienie dowolnego punktu tego dzielnika bez zmiany rozpływu prądów pasożytniczych między uzwojeniem a jego obudową [90].

TW-Transformator wejściowy, dostarczający napięcie zasilania (U_z) i potencjał obudowy (U_e) DB oraz napięcia zasilania (U_c i U_b) dwu torów kompensatora napięcia nierównowagi. Stosunki napięć wyjściowych były następujące: U_e/U_z=100 V/100 V; $U_c/U_z = \beta_{TW}$=10 V/100 V; $U_b/U_z = \gamma_{TW}$=10 V/100 V.

IDN1, IDN2 - Indukcyjne dzielniki napięcia o rozdzielczości $1 \cdot 10^{-6}$, do kompensacji składowej czynnej (IDN1 o przekładni β_t) i biernej (IDN2 o przekładni γ_t) napięcia nierównowagi mostka [80].

PF-Przesuwnik fazowy (dla R=1 kΩ, C=159 nF, f=1 kHz stosunek napięcia wyjściowego przesuwnika do jego napięcia wejściowego wynosi γ_{PF} = +j10 V/10 V lub γ_{PF} = -j10 V/10 V).

TD-Transformator detekcyjny o przekładni ϑ=10 V/1 V.

BK-Blok przełączanych kondensatorów, utrzymujący stałą konfigurację przestrzenną i niezmienne wartości impedancji rozproszenia poszczególnych elementów.

WP, WQ -Węzły przewodów koncentrycznych.

D -Dławiki współosiowe.

Połączenia w układzie wykonano przewodami koncentrycznymi w taki sposób, że prądy żyły i ekranu były wszędzie jednakowe i skierowane przeciwnie, dzięki czemu układ był odporny na zakłócenia elektromagnetyczne.

Uwzględniając przekładnie poszczególnych podzespołów układu można przekształcić równanie (9.7) do postaci ogólnej:

$$p_w = -\frac{\vartheta(1+K)}{q} \sum_{t=1}^{p+q} (\beta_{TW} \cdot \beta_t - \gamma_{TW} \cdot \gamma_{PF} \cdot \gamma_t). \qquad (9.8)$$

Dla wartości przekładni zastosowanych w układzie otrzymuje się:

$$p_w = -0{,}00162919 \sum_{t=1}^{p+q} (\beta_t + j\gamma_t). \qquad (9.9)$$

Wykonano 10 serii pomiarów przy napięciu wejściowym dzielnika DB równym 100 V. Uzyskiwano minimalne napięcia

niezrównoważenia detektora każdej składowej poniżej 3 μV. W tablicy 9.2 zestawiono średnie nastawy (β_t, γ_t) dzielników indukcyjnych IDN1, IDN2, w stanach równowagi układu oraz błędy graniczne tych nastaw ($3\bar{s}_\beta$, $3\bar{s}_\gamma$).

Tablica 9.2

Wyniki pomiarów

l	β_t	γ_t	$3\bar{s}_\beta$	$3\bar{s}_\gamma$
1	-0,987173	+0,067296	±0,000140	±0,000080
2	-0,976012	+0,067667	±0,000120	±0,000090
3	-0.962695	+0,067794	±0,000120	±0,000090
4	-0.947069	+0,066452	±0,000100	±0,000080
5	-0,933597	+0,064129	±0,000140	±0,000070
6	-0,916124	+0,062909	±0,000120	±0,000060
7	-0,901576	+0,064507	±0,000100	±0,000070
8	-0,889183	+0,065246	±0,000080	±0,000060
9	-0,871863	+0,061209	±0,000080	±0,000050
10	-0,849771	+0,064280	±0,000120	±0,000070
11	-0,881100	+0,062799	±0,000140	±0,000090
12	-0,910119	+0,062176	±0,000140	±0,000080
13	-0,943683	+0,068536	±0,000140	±0,000080

Zestawienie analizowanych parametrów dzielnika:

1. Nominalne wartości przekładni D_n oraz K_n:
(określone z założenia)

$$D_n = \frac{1}{\pi} \approx 0{,}3183099\ , \qquad K_n = \frac{D_n}{1-D_n} \approx 0{,}4669422.$$

2. Teoretyczne wartości poprawne przekładni D_p oraz K_p:
(określone na podstawie liczb zwojów)

$$D_p = \frac{m_1}{m} \approx 0{,}3186373\ , \qquad K_p = \frac{m_1}{m - m_1} \approx 0{,}4676471.$$

3. Teoretyczne błędy δ_D oraz δ_K przekładni:

$$\delta_D = \frac{\delta_K}{(1+K)^2} \approx 0{,}0003273\ , \qquad \delta_K = K_p - K_n \approx 0{,}0006665.$$

4. Zmierzona poprawka p_w dla przekładni K=4/9:

$$p_w = 0{,}019501 - j0{,}001377.$$

5. Nowe wartości poprawne D_{p1} oraz K_{p1} przekładni:

$$D_{p1}=\frac{K_{p1}}{1+K_{p1}}=0,316915\ -j0,000643\ ,\quad K_{p1}=0,463946\ -\ j0,001377.$$

6. Niepewności poprawki i nowych wartości poprawnych:

$$\Delta_p\ =\ \pm\ 0,000003\ \pm\ j0,000002\ ,$$

$$\Delta_D\ =\ \pm\ 0,000002\ \pm\ j0,000001\ ,\quad \Delta_K\ =\ \pm\ 0,000003\ \pm\ j0,000002.$$

9.2. OGRANICZENIE PRZEDZIAŁU NIEPEWNOŚCI PRZEKŁADNI DWU DZIELNIKÓW

Przykład ilustruje praktyczne zastosowanie metody porównania dwu wzorców liczalnych (rozdz. 6.2) w układzie laboratoryjnym zbudowanym z podzespołów i według zasad przedstawionych w rozdziale 8.

Obiektem badań były dwa indukcyjne dzielniki napięcia, różnej konstrukcji, o błędach określonych metodami pośrednimi przy f=1 kHz, U_{we}=100 V [41], o następujących głównych cechach:

Dzielnik IDN-1, przeznaczony do zastosowania w mostku do pomiaru indukcyjności, o dużej powtarzalności wskazań [134]. Dzielnik typu autotransformatorowego, o konstrukcji dwurdzeniowej, z elektroniczną kompensacją błędów, jednostopniowy jak dzielnik jednodekadowy.

Przekładnia nominalna: $D_{n1}=4\pi^2/100$.

Przekładnia zwojowa: $D_{z1}=227/575$.

Początkowa wartość poprawna przekładni: $D_{p1}=0,3947825\ -\ j4\cdot10^{-6}$.

Niepewność początkowa wartości poprawnej: $\Delta_1=\pm5\cdot10^{-7}\ \pm\ j3\cdot10^{-6}$.

Dzielnik IDN-7, przeznaczony do ogólnego stosowania w układach pomiarowych o dużej powtarzalności wskazań [129]. Dzielnik typu autotransformatorowego, 7-dekadowy, w układzie Kelvina- Varleya. Dekady jednordzeniowe, I i II na osobnych rdzeniach, a III i IV oraz V i VI na wspólnych.

Początkowa wartość poprawna przekładni była równa wartości nominalnej (w przedziale D_{n2}=0,1...1).

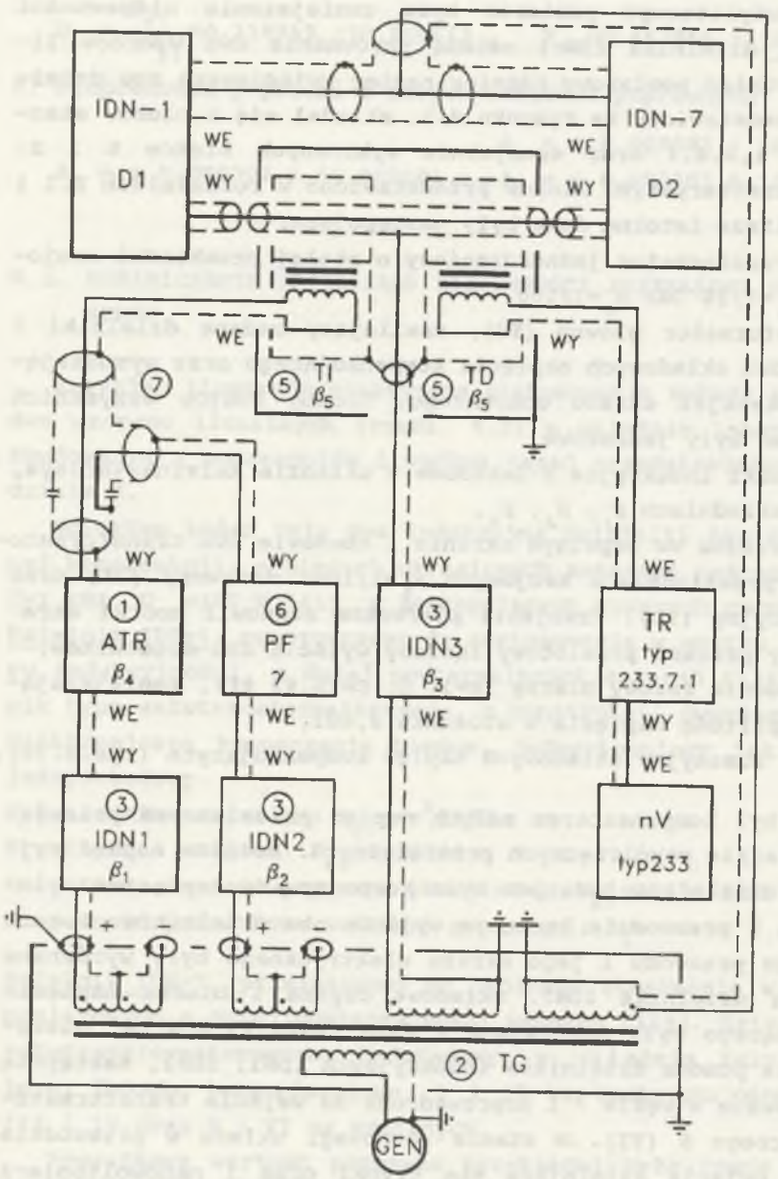
Błąd graniczny (niepewność) początkowej wartości poprawnej:

$$\Delta_2=\pm1\cdot10^{-6}\ \pm\ j5\cdot10^{-6}.$$

Celem utylitarnym pomiarów było zmniejszenie niepewności przekładni dzielnika IDN-1 metodą porównania dwu wzorców liczalnych. Układ pomiarowy różnicy napięć wyjściowych obu dzielników, przedstawiony na rysunku 9.3, składał się z bloków standardowych 1,3,6,7 oraz specjalnie wykonanych bloków 5 i 2. Ogólne charakterystyki bloków przedstawiono w rozdziałach 8.1 i 8.2, a bliższe istotne dane były następujące:

1 - autotransformator jednordzeniowy o stałej przekładni zwojowej β_4=1/10 lub β_4=1/100,
2 - transformator główny (TG), zasilający badane dzielniki i tory dwu składowych napięcia kompensującego oraz wymuszający potencjał ekranu ochronnego. Liczby zwojów wszystkich uzwojeń były jednakowe,
3 - dzielniki indukcyjne 6-dekadowe w układzie Kelvina-Varleya, o przekładniach β_1, β_2, β_3,
5 - umieszczone we wspólnym ekranie i obudowie dwa transformatory o przekładniach zwojowych β_5=1/100: dodawczy (TI) oraz detekcyjny (TD). Uzwojenia pierwotne stanowił krótki ekranowany przewód przelotowy łączący wyjścia obu dzielników,
6 - przesuwnik fazowy bierny (R=10 Ω, C=15,92 nF), zmniejszający amplitudę napięcia w stosunku 0,001,
7 - węzeł sumacyjny składowych napięć kompensujących (rys.8.1c).

Układ był kompensatorem małych napięć przemiennych pracującym w układzie współrzędnych prostokątnych. Różnica napięć wyjściowych dzielników badanych była kompensowana napięciem wyindukowanym w przewodzie łączącym wyjścia obu dzielników. Potencjały tego przewodu i jego ekranu elektrycznego były wyrównane za pomocą dzielnika IDN3. Składowe czynna i bierna napięcia kompensującego były nastawiane z dużą rozdzielczością, niezależnie, za pomocą dzielników indukcyjnych IDN1, IDN2, następnie były sumowane w węźle 7 i doprowadzone do wejścia transformatora dodawczego 5 (TI). W stanie równowagi układu w przewodzie łączącym wyjścia dzielników nie płynął prąd i nanowoltomierz selektywny na wyjściu transformatora detekcyjnego 5 (TD) wskazywał zero. Mierzoną różnicę napięć obliczano z nastaw przekładni poszczególnych podzespołów. W stanie równowagi układu



Rys.9.3. Uproszczony schemat układu pomiarowego różnicy napięć wyjściowych dwu dzielników indukcyjnych

Fig.9.3. Simplified measuring circuit diagram of two IVD's output voltage difference

dzielniki były nieobciążone. Wpływ napięcia zasilającego układ oraz zakłóceń zewnętrznych był zminimalizowany przez połączenie różnicowe i jednakowy wpływ niestałości zasilania i zakłóceń na oba składniki mierzonej różnicy.

W stanie równowagi układu przy f=1 kHz, U_{we}=100 V odczytano następujące wskazania przekładni:

$\beta_1 = 0{,}002500 \pm 0{,}000600$, $\beta_2 = 0{,}045000 \pm 0{,}005000$,
$\beta_4 = 0{,}01$, $\gamma = 0{,}001$,
$\beta_5 = 0{,}01$, $\beta_3 = 0{,}3948$.

Różnica przekładni badanych dzielników jest zdefiniowana jako:

$$d = D_1 - D_2 = \frac{\Delta U}{U_{we}} \qquad (9.10)$$

gdzie ΔU jest różnicą napięć wyjściowych badanych dzielników, a U_{we} jest ich napięciem zasilania.

Uwzględniając nastawione dla stanu równowagi wartości przekładni podzespołów, obliczono różnicę przekładni porównywanych dzielników:

$$d = \beta_1\beta_4\beta_5 + j\beta_2\beta_5\gamma = [(2{,}5 \pm 0{,}6) + j(4{,}5 \pm 0{,}5)]\cdot 10^{-7} .$$

Granice przedziałów niepewności dla porównywanych wartości przekładni obliczono z równań (6.31)...(6.34), oddzielnie dla składowych czynnych i biernych.

$D_{1,d} = 0{,}394\ 782\ 00 - j0{,}000\ 004\ 6$,
$D_{2,d} = 0{,}394\ 781\ 69 - j0{,}000\ 005\ 0$,
$D_{1,g} = 0{,}394\ 783\ 00 - j0{,}000\ 001\ 0$,
$D_{2,g} = 0{,}294\ 782\ 81 - j0{,}000\ 001\ 4$.

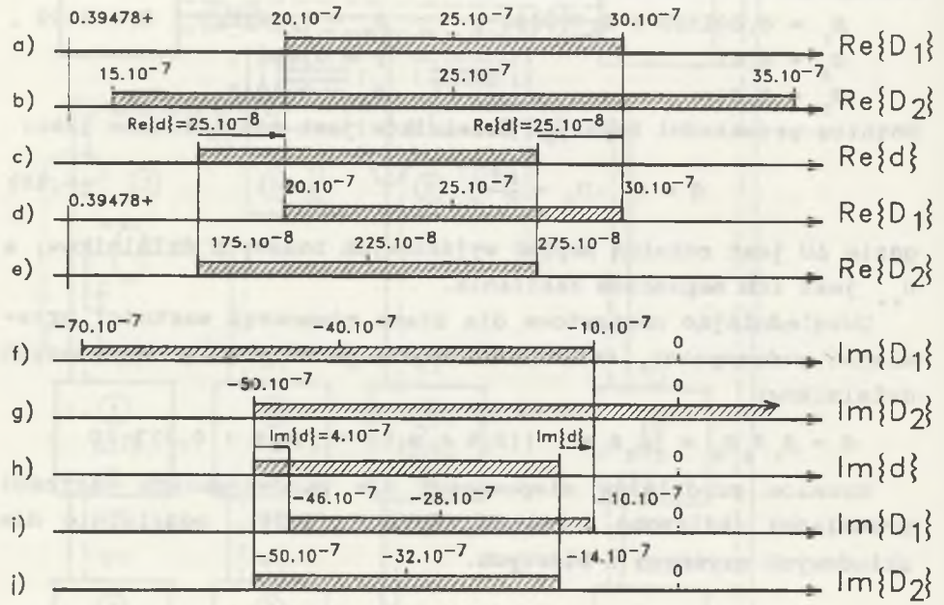
Nowe wartości poprawne $D'_{p,1}$, $D'_{p,2}$, obliczono według równań (6.39), a szerokości nowych przedziałów niepewności Δ'_1, Δ'_2, obliczono według równań (6.37). Wyniosły one:

$D'_{p,1} = 0{,}394\ 782\ 50 - j0{,}000\ 002\ 8$,
$D'_{p,2} = 0{,}394\ 782\ 25 - j0{,}000\ 003\ 2$,
$\Delta'_1 = (5{,}0 + j18)\cdot 10^{-7}$,
$\Delta'_2 = (5{,}6 + j18)\cdot 10^{-7}$.

Ostatecznie wartości przekładni można zapisać w postaci:

$$D_1 = (0{,}394\ 782\ 50 \pm 5{,}0\cdot10^{-7}) - j(28 \pm 18)\cdot10^{-7},$$
$$D_2 = (0{,}394\ 782\ 25 \pm 5{,}6\cdot10^{-7}) - j(32 \pm 18)\cdot10^{-7}.$$

Na rysunku 9.4 przedstawiono graficznie wyniki porównania przekładni, oddzielnie dla obu składowych. Z porównania wyników



Rys.9.4. Graficzne przedstawienie położenia przedziałów analizowanych wartości. Niepewność różnicy d nie zaznaczona
a,f) początkowe przedziały niepewności składowych D_1,
b,g) początkowe przedziały niepewności składowych D_1^2,
c,h) przedziały możliwych położeń początku wektora d;
d,i) nowe przedziały niepewności przekładni D_1, wyznaczone przez skrajne położenia końca wektora d,
e,j) nowe przedziały niepewności przekładni D_2, wyznaczone przez skrajne położenia początku wektora d

Fig.9.4. Graphical presentation of interval positions of analyzed values. Difference uncertainty not showed.
a,f) initial uncertainty intervals of D_1 components
b,g) initial uncertainty intervals of D_1^2 components
c,h) possible position intervals of origin of the vector d
d,i) new uncertainty intervals of ratio D_1, determined by extreme positions of end of vector d
e,j) new uncertainty intervals of ratio D_2, determined by extreme positions of vector d origin

wyjściowych i otrzymanych widać, że zastosowanie metody spowodowało obustronne obcięcie przedziału niepewności składowej czynnej przekładni D_2 oraz jednostronne obcięcia przedziałów niepewności składowych biernych przekładni D_1 oraz D_2.

9.3. MINIMALIZACJA BŁĘDU OBCIĄŻENIOWEGO DZIELNIKA INDUKCYJNEGO W PROCEDURZE WZORCOWANIA PRZETWORNIKA AC/DC

Przykład ilustruje praktyczne znaczenie i zastosowanie metod symetryzacji obciążenia IDN i pomiaru błędu obciążeniowego IDN, opisanych w rozdziale 7. Zidentyfikowano przyczynę niestałości błędu obciążeniowego IDN, która uniemożliwiała sprawdzenie przetworników AC/DC o najwyższej dokładności. Błąd ten został ustalony i zminimalizowany przez wprowadzenie korekcji metodą symetryzacji obciążenia, opisaną w rozdziale 7.3, a następnie zmierzony metodą opisaną w rozdziale 7.2. Wymagało to zbudowania IDN o odpowiedniej konstrukcji. Skuteczność zastosowanych rozwiązań zilustrowano wynikami z kolejnych etapów procedury sprawdzania wzorcowego przetwornika AC/DC w przykładowym punkcie pomiarowym.

9.3.1. Rola dzielnika indukcyjnego w procedurze wzorcowania przetwornika AC/DC

Obecnie na rynku pojawił się nowy rodzaj wzorcowych przyrządów pomiarowych: wielozakresowe przetworniki AC/DC o napięciu wejściowym od 2 mV do 2 kV, o zakresie częstotliwości do 1 MHz (np. transfer AC/DC 792A firmy Fluke). Wzorcowanie takiego przetwornika na zakresach powyżej 1 V w całym pasmie częstotliwości polega na porównaniu go z przetwornikiem termicznym wielozłączowym (MJTC) lub planarnym (PTC), które obecnie są najdokładniejszymi przetwornikami napięcia zmiennego na stałe o liczalnym błędzie [47, 55]. Metoda bezpośredniego porównania nie może jednak obecnie być zastosowana do wzorcowania, jeżeli przetwarzane napięcie zmienne ma wartość poniżej 0,1 V, ponieważ nie ma przetworników wzorcowych o napięciu wejściowym mniejszym od 0,1 V i o błędzie mniejszym od 0,02%. W tej sytua-

cji wzorcowanie wykonuje się przy zastosowaniu komparacji, a przetwornikiem skali jest indukcyjny dzielnik napięcia, którego błąd przy określonej częstotliwości musi być znany i stały w czasie procedury wzorcowania. Wzorcowanie wykonuje się w trzech etapach:

I) Przy napięciu wejściowym równym około 100 mV i standardowych częstotliwościach 1, 2, 5, 7, 10, 20, 50, 70, 100, 200, 500, 700 i 1000 kHz porównuje się przetwornik sprawdzany TX o nieznanych błędach $\delta_{x,1}(f)$ ze wzorcowym przetwornikiem planarnym PTC o znanych błędach $\delta_1(f)$, (rys. 9.5a). Częstotliwość f_b=1 kHz jest częstotliwością odniesienia. Przy każdej innej częstotliwości f i przy napięciu wejściowym równym około 100 mV błąd przetwornika TX oblicza się ze wzoru:

$$\delta_{x,1}(f) = \delta_1(f) + \frac{U_{x,fo} - U_{x,f}}{U_{x,fo}}, \qquad (9.11)$$

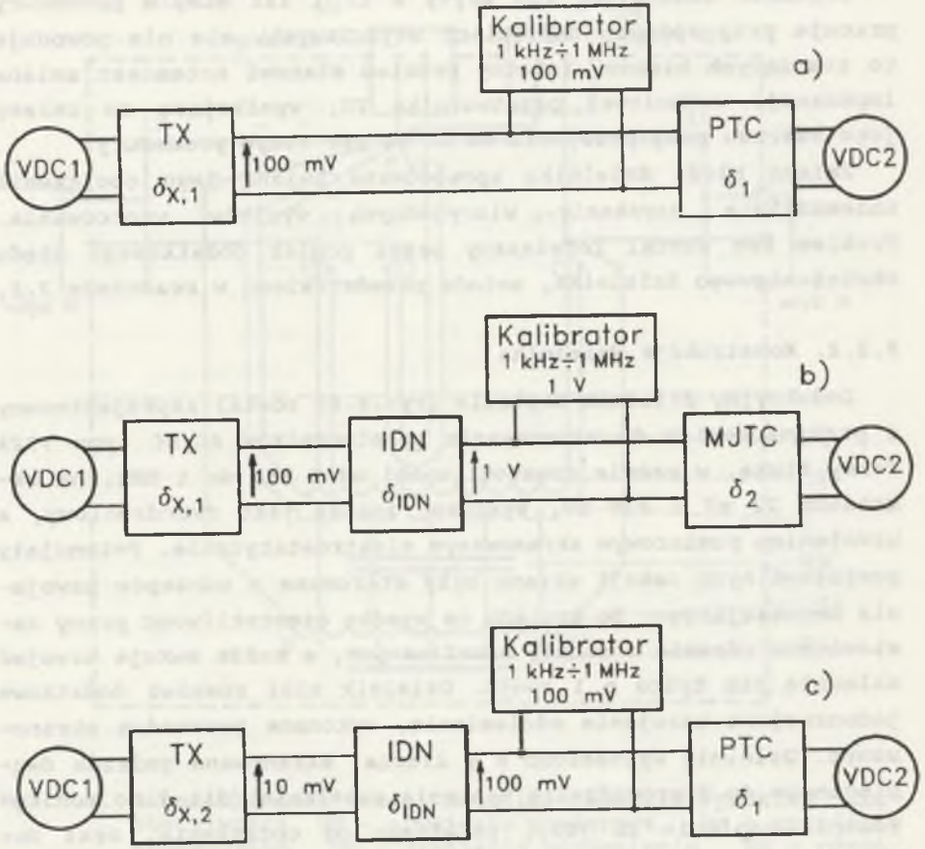
w którym $U_{x,fo}$ i $U_{x,f}$ są to wartości napięcia stałego U_x na wyjściu przetwornika sprawdzanego TX, w stanie, gdy napięcie zmienne na wejściach obu przetworników, przy częstotliwościach f_o i f, ma takie wartości, że napięcie stałe U_* na wyjściu przetwornika wzorcowego PTC pozostaje takie samo.

II) Do układu pomiarowego dołącza się dzielnik indukcyjny o przekładni D_n=0,1 i zamienia się przetwornik wzorcowy na inny, np. MJTC, o wyższym znamionowym napięciu wejściowym (np. 1 V) i znanych błędach $\delta_2(f)$, (rys.9.5b). Powtarza się pomiary jak w etapie I, ale przy napięciu źródła (kalibratora) równym około 1 V, i oblicza się błędy $\delta_{IDN}(f)$ dzielnika indukcyjnego, korzystając ze związku:

$$\delta_{x,1}(f) = \delta_2(f) - \delta_{IDN}(f) + \frac{U_{x,fo} - U_{x,f}}{U_{x,fo}}, \qquad (9.12)$$

III) Ponownie podstawia się do układu przetwornik wzorcowy PTC, zmienia się zakres przetwornika TX na niższy i powtarza się pomiary jak w poprzednich etapach, ale przy napięciu źródła równym około 100 mV (rys.9.5c). Z równania (9.13) oblicza się błąd $\delta_{x,2}(f)$ sprawdzanego przetwornika TX na niższym zakresie:

$$\delta_{x,2}(f) = \delta_1(f) - \delta_{IDN}(f) + \frac{U_{x,fo} - U_{x,f}}{U_{x,fo}}. \qquad (9.13)$$



Rys.9.5. Schemat procedury pomiarowej błędu przetwornika TX przy napięciu wejściowym 10 mV
a) pomiar błędu $\delta_{x,1}$ przetwornika TX przy napięciu wejściowym 100 mV metodą bezpośredniego porównania;
b) pomiar błędu δ_{IDN} dzielnika;
c) pomiar błędu $\delta_{x,2}$ przetwornika TX przy napięciu wejściowym 10 mV

Fig.9.5. Diagram of measuring procedure of AC/DC transfer (TX) error for input voltage 10 mV
a) transfer error ($\delta_{x,1}$) measurement for input voltage 100 mV by direct comparison method;
b) IVD error (δ_{IDN}) measurement;
c) transfer error ($\delta_{x,2}$) measurement for input voltage 10 mV

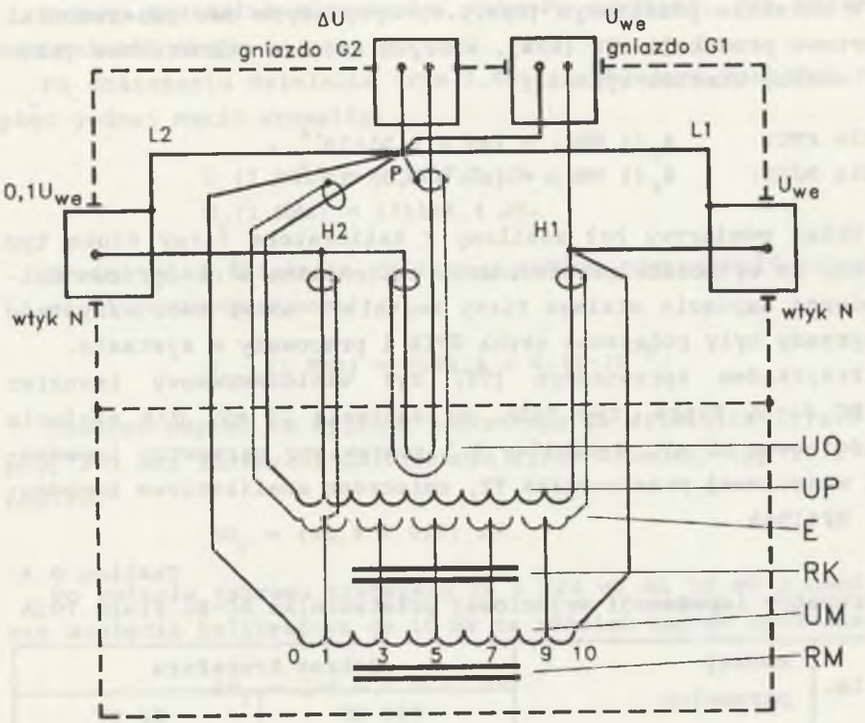
Dzielnik indukcyjny IDN użyty w II i III etapie procedury pracuje przy różnych napięciach wejściowych, ale nie powoduje to znaczących błędów. Istotny problem stanowi natomiast zmiana impedancji wejściowej przetwornika TX, wynikająca ze zmiany jego zakresu przy przejściu od II do III etapu procedury.

Zmiana błędu dzielnika spowodowana zmianą jego obciążenia uniemożliwia uzyskanie wiarygodnych wyników wzorcowania. Problem ten został rozwiązany przez pomiar dodatkowego błędu obciążeniowego dzielnika, metodą przedstawioną w rozdziale 7.2.

9.3.2. Konstrukcja dzielnika

Indukcyjny dzielnik napięcia (rys.9.6) został zaprojektowany z przeznaczeniem do wzorcowania przetworników AC/DC typu 792A firmy Fluke, w pasmie częstotliwości od 1 kHz do 1 MHz, na zakresach 22 mV i 220 mV. Wykonany został jako dwurdzeniowy, z uzwojeniem pomiarowym ekranowanym elektrostatycznie. Potencjały poszczególnych sekcji ekranu były sterowane z odczepów uzwojenia magnesującego. Ze względu na wysoką częstotliwość pracy zastosowano rdzenie z metali amorficznych, a każda sekcja uzwojeń składała się tylko z 1 zwoju. Dzielnik miał również dodatkowe jednozwojowe uzwojenie odniesienia, wykonane przewodem ekranowanym. Dzielnik wyposażono w 4 złącza: ekranowane gniazda dwubiegunowe do doprowadzenia napięcia zasilania (G1) i do monitorowania napięcia ΔU (G2), zależnego od obciążenia, oraz dwa wtyki typu N, odizolowane od obudowy, wyprowadzające napięcia U_{we} i $0{,}1 \cdot U_{we}$. Wtyki te zostały tak wybrane i zamontowane, że umożliwiały dołączenie przetworników bez pośrednictwa kabli.

Ekran zewętrzny dzielnika wykonany z mosiądzu był odizolowany od obwodu pomiarowego. Wszystkie połączenia złącz były jak najkrótsze, maksymalnie ekranowane według schamatu przedstawionego na rysunku 9.6 i były wykonane w oddzielnej komorze. Wewnątrz tej komory znajdowały się punkty odniesienia o ściśle określonych potencjałach: zerowy (P), z którym były zwarte ekrany obu wtyków N (L1, L2), oraz wysoki (H1) i pośredni (H2), do których dołączane były wejścia komparowanych przetworników. Dzielnik indukcyjny stanowił główny węzeł układu pomiarowego o schemacie ideowym przedstawionym na rysunku 9.6.



Rys.9.6. Schemat indukcyjnego dzielnika napięcia wysokiej częstotliwości. UP - uzwojenie pomiarowe, UM - uzwojenie magnesujące, UO - uzwojenie odniesienia, RM - rdzeń magnesujący, RK - rdzeń korekcyjny, E - ekrany, P,H1, H2 - punkty odniesienia o zerowym, wysokim i pośrednim potencjale

Fig.9.6. Diagram of the high-frequency IVD. UP - measuring winding, UM - magnetizing winding, UO - reference winding, RM - magnetizing core, RK - correcting core, E - screens, P,H1,H2 - reference points at null, high and medial potentials

9.3.3. Przykładowe wyniki wzorcowania przetwornika AC/DC

W celu liczbowego zilustrowania procedury wzorcowania wzorcowego przetwornika AC/DC przytoczono tylko wyniki dla częstotliwości 1 MHz. Sposób ich uzyskania należy traktować jako przykładowy i obowiązujący także dla innych częstotliwości.

W układzie pomiarowym (rys.9.5) były użyte dwa przetworniki wzorcowe produkcji PTB (RFN), których różnice transferowe (błędy) według atestów wynosiły:

- dla PTC: $\delta_1(1\ \text{MHz}) = (99 \pm 0{,}5)\cdot 10^{-6}$,
- dla MJTC: $\delta_2(1\ \text{MHz}) = (67 \pm 0{,}5)\cdot 10^{-6}$.

Układ pomiarowy był zasilany z kalibratora firmy Fluke typ 5700A. Na wyjściach przetworników zastosowano $6^1/_2$-cyfrowe woltomierze napięcia stałego firmy Keithley, model 196. Wszystkie przyrządy były połączone szyną GPIB i pracowały w systemie.

Przyrządem sprawdzanym (TX) był wielozakresowy transfer AC/DC firmy Fluke, typ 792A, na zakresie 22 mV, dla napięcia wejściowego 10 mV. W tablicy 9.3 zestawiono parametry impedancji wejściowej przetwornika TX, zmierzone analizatorem impedancji HP4194A.

Tablica 9.3

Parametry impedancji wejściowej przetwornika AC-DC Fluke 792A

Lp.	Rodzaj parametru	Zakres transferu	
		220 mV	22 mV
1.	R_{we}	≈ 500 kΩ	≈ 200 kΩ
2.	C_{we}, równol.	≈ 22 pF	≈ 38 pF
3.	$X_{c,we}$, przy f=1 MHz	≈ 7,2 kΩ	≈ 4,2 kΩ

W układzie bezpośredniego porównania (rys.9.5a) przy napięciu wyjściowym kalibratora równym 100 mV o częstotliwościach kolejno 1 kHz i 1 MHz, przy takiej samej wartości napięcia stałego U_s na wyjściu przetwornika PTC zmierzono na wyjściu przetwornika TX następujące wartości napięć jednej serii:

$$U_x(1\ \text{kHz}) = 170980{,}8\ \mu\text{V},$$
$$U_x(1\ \text{MHz}) = 170994{,}4\ \mu\text{V}.$$

Błąd przetwornika TX dla napięcia 100 mV obliczono według równania (9.11) dla 11 serii wyników, jako wartość średnią:

$$\delta_{x,1}(1\ \text{MHz}) = (18{,}4 \pm 1{,}8)\cdot 10^{-6}.$$

Podany przedział niepewności dotyczy średniej, dla poziomu ufności 95% (k=2).

Po dołączeniu dzielnika (rys.9.5b) przykładowe wartości napięć jednej serii wynosiły:

$$U_x(1\ \text{kHz}) = 171157{,}1\ \mu\text{V},$$
$$U_x(1\ \text{MHz}) = 171144{,}4\ \mu\text{V}.$$

Średni błąd dzielnika obliczony według równania (9.12) dla 11 serii pomiarów wynosił:

$$\delta_{IDN}(1\ \text{MHz}) = (122{,}8 \pm 4{,}8)\cdot 10^{-6}.$$

Różnica napięć na wyjściu kontrolnym G2 dzielnika (rys.9.6) przy f=1 MHz zmierzona multimetrem firmy Wavetek, typ 1271 wynosiła:

$$\Delta U_1 = (91{,}2 \pm 0{,}7)\ \mu\text{V}.$$

Po zmianie zakresu transferu TX z 220 mV na 22 mV i obniżeniu napięcia kalibratora do 10 mV ta różnica napięć wyniosła:

$$\Delta U_2 = (28{,}6 \pm 0{,}6)\ \mu\text{V}.$$

Nieproporcjonalność zmiany różnicy była spowodowana przyrostem pojemności wejściowej przetwornika TX o 16 pF. Efekt ten zminimalizowano przez eksperymentalne dostrojenie wartości kondensatora nastawczego ekranowanego, który był włączony między punkty H1 i H2 dzielnika. Wartość pojemności korekcyjnej $C_d \approx$ 1,8 pF obliczono według równania (7.5). Przyrost pojemności wejściowej przetwornika TX i dodanie pojemności korekcyjnej spowodowały przyrost pojemności obciążającej kalibrator o wartość $C_w \approx 16$ pF, obliczoną według równania (7.8). Wskaźnikiem prawidłowego nastawienia pojemności C_d było napięcie ΔU_2. Kondensator nastawczy nastawiono tak, że różnica napięć miała wartość:

$$\Delta U_{2,d} = (9{,}3 \pm 0{,}7)\ \mu\text{V}.$$

Dodatkowy błąd dzielnika spowodowany zmianą pojemności wejściowej przetwornika TX przed korekcją wyniósł:

$$\delta_{obc} = \frac{10\Delta U_2 - \Delta U_1}{U_{we}} \approx (1950 \pm 67)\cdot 10^{-6},$$

Po wprowadzeniu korekcji błąd zmniejszył się do wartości:

$$\delta_{obc,d} = \frac{10\Delta U_{2,d} - \Delta U_1}{U_{we}} \approx (18 \pm 77)\cdot 10^{-6},$$

a przykładowe wartości jednej serii pomiarów napięć wyniosły:

$$U_x(1\text{kHz}) = 170955{,}6\ \mu V\ ,$$
$$U_x(1\text{MHz}) = 171114{,}3\ \mu V\ .$$

Średni błąd $\delta_{x,2}$(1 MHz) obliczony według równania (9.13) z 11 serii pomiarów, wynosił:

$$\delta_{x,2}(1\text{ MHz}) = (-954 \pm 87)\cdot 10^{-6}.$$

Wartość ta była zgodna w granicach niepewności z wartością błędu uzyskaną metodą mikropotencjometru [17].

Analiza wyników liczbowych wykazuje, że głównym źródłem niepewności pomiaru błędu $\delta_{x,2}$ jest niepewność pomiaru różnicy napięć $\Delta U_{2,d}$, ponieważ przy obliczaniu $\delta_{obc,d}$ różnica ta jest uwzględniana z wagą 10.

Przed zastosowaniem metody symetryzacji i monitorowania sygnału ΔU w dzielniku indukcyjnym dodatkowy błąd obciążeniowy $\delta_{obc,d}$ był trudny do oceny i w całości był składnikiem niepewności końcowej wyznaczanego błędu $\delta_{x,2}$ przetwornika TX. Dzięki zastosowanej procedurze w przedstawionym przykładzie niepewność pomiaru błędu $\delta_{x,2}$ zmniejszyła się ponad 20-krotnie.

10. PODSUMOWANIE

Przedstawiona praca należy do obszaru metrologii elektrycznej, obejmującego problematykę wzorcowania wzorcowych układów pomiarowych odtwarzających stosunek dwu wartości napięć, prądów lub składowych immitancji. Do klasy narzędzi pomiarowych, których dotyczą metody przedstawione w pracy, należą np. dzielniki indukcyjne lub immitancyjne, istniejące jako samodzielne narzędzia pomiarowe lub podzespoły złożonych układów pomiarowych lub układy wejściowe przyrządów pomiarowych. Z charakterystyki klasy przedstawionej w rozdziale 2 wynika, że obszar stosowania narzędzi odtwarzających stosunek dwu wartości obejmuje większość dokładnych układów pomiarowych metrologii elektrycznej.

Przekładnię każdego podzespołu odtwarzającego stosunek dwu wartości zawsze można dokładniej zmierzyć metodami przedstawionymi w pracy niż obliczyć z definicji (2.1) lub (2.2) na podstawie zmierzonych dwu wartości tworzących stosunek. Ma to znaczenie zwłaszcza w układach o najwyższej dokładności. Metody przedstawione w pracy nie wymagają wzorca odniesienia wyższej klasy, ale opierają się na procedurach, w których błędy stałe elementów kompensują się wzajemnie. Z tego powodu mogą być stosowane także do sprawdzania wzorców podstawowych.

Podstawową metodą wzorcowania narzędzi odtwarzających stosunek dwu wartości jest przedstawiona w rozdziale 3 metoda sekwencyjno-cykliczna, która jest uogólnieniem metody przestawienia dwu wzorców i niektórych metod pośrednich. Została ona przystosowana do narzędzi o przekładni wyrażonej również liczbą niewymierną. Metodą tą wyznacza się poprawkę wartości nominalnej sprawdzanego narzędzia. Metoda przestawienia 3 wzorców przedstawiona w rozdziale 4 służy do wyznaczenia przekładni sprawdzanego narzędzia przy dowolnej wartości przekładni. W

rozdziale 5 przedstawione są opracowane przez autora nowe elementy realizacji metod pośrednich, rozszerzające możliwości stosowania tych metod do sprawdzania narzędzi odtwrzających stosunek przy wysokiej częstotliwości, do 1 MHz. Metody bezpośredniego porównania wzorca sprawdzanego i etalonu przekładni zostały uogólnione w rozdziale 6.1. W rozdziale 6.2 przedstawiono nową metodę umożliwiającą zmniejszenie przedziałów niepewności dwu wzorców przekładni przez ich wzajemne porównanie. W rozdziale 7 przedstawiono rozwiązania wybranych problemów minimalizacji i pomiarów błędów obciążeniowych dzielników indukcyjnych.

Do realizacji wszystkich przedstawionych metod potrzebne są elementy immitancyjne o stałych w czasie pomiarów wartościach oraz układy pomiarowe, których błędy niestałe są zminimalizowane. Przykłady takich układów realizujących niektóre metody analizowane w pracy są opisane w rozdziale 9. Mogą one być budowane ze standardowych podzespołów o dużej powtarzalności parametrów metrologicznych przy zachowaniu zasad ekranowania, specyficznych dla tych układów. Te podzespoły i zasady ekranowania są sklasyfikowane i opisane w rozdziale 8.

W pracy zostały uwzględnione głównie te problemy, które wiązały się z pracami laboratoryjnymi autora. Przedstawione metody i zagadnienia teoretyczne były ukierunkowane, modyfikowane, dopracowywane i rozwijane zawsze pod wpływem inspiracji płynącej z eksperymentu.

Zdaniem autora, praca ma bliski związek z praktyką, może być źródłem aplikacji w dziedzinie dokładnych pomiarów składowych immitancji na poziomie krajowych instytucji metrologicznych, decydujących o ogólnym poziomie możliwości akredytacyjnych laboratoriów w kraju. Metody prezentowane w pracy mają zatem znaczenie poznawcze i utylitarne.

Biorąc pod uwagę potrzeby współczesnej metrologii i uwarunkowania autor widzi celowość i możliwość rozwijania tematyki pracy w najbliższej przyszłości w dwu kierunkach, wymagających naukowych metod opracowania:
1) instrumentalizacji metod w zakresach najwyższej dokładności (o błędach poniżej $1 \cdot 10^{-7}$), wysokiej częstotliwości (do 1 MHz),

małych napięć (poniżej 1 V) i dużych prądów (powyżej 100 mA),
2) badań porównawczych metod przedstawionych w pracy w zastosowaniu do narzędzi stało- i przemiennoprądowych, z wykorzystaniem wzorcowych transferów AC-DC o liczalnych błędach.

Podsumowując wykonaną pracę autor ma świadomość jej ograniczeń i niedostatków. Obszar wiedzy, którego praca dotyczy, ciągle się rozwija, ale tylko niewiele ośrodków w świecie jest zdolnych do prowadzenia w tej dziedzinie badań podstawowych. Obszar ten charakteryzuje się tym, że w swoim rozwoju jest dosyć stabilny, tzn. postępy technologii materiałów, elementów elektronicznych, technik informatycznych, nowe generacje sprzętu itd. nie powodują w nim radykalnych zmian, a jedynie powolne przesuwanie barier dokładności. Obecnie nie ma też uzasadnienia przewidywanie, że prezentowane w pracy metody zostaną zastąpione przez inne lub że znaczenie dziedziny będzie się zmniejszać.

LITERATURA

1 Avramov S. i in.: Automatic Inductive Voltage Divider Bridge for Operation from 10 Hz to 100 kHz. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. 42, nr 2, 1993.

2 Baker K.R., Dziuba R.F.: Automated NBS 1-Ω Measurement System. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-32, nr 1, 1983.

3 Bensch W., Zinkernagel J.: Computer-Controlled Automatic Comparison Measurements of Resistance Thermometers up to 464°C. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-29, nr 4, 1980.

4 Braun A.: A New Method for the Calibration of a National Current Ratio Standard. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-29, nr 4, 1980.

5 Braun A., Richter H., Danneberg H.: Determination of Voltage Transformer Errors by Means of a Parallel-Series Step-Up Method. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-29, nr 4, 1980.

6 Cabiati F., La Paglia G.: Load Effect Reduction in Low Frequency Ratio Devices by an Active Synchronous Technique. Eurp. Conf. Euromeas-77, IEE-152, 1977.

7 Calibration. Philosophy in Practice. wyd.II, Fluke Corp., Everett, USA, 1994.

8 Childers C.B., Dziuba R.F.: A Resistive Ratio Standard for Measuring Direct Voltages to 10 kV. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol IM-25, nr 4, 1976.

9 Corney A.: A Universal Four-Pair Impedance Bridge. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-28, nr 3, 1979.

10 Curtis H.L.: Electrical measurements. Mac Graw-Hill Co., New York - London 1937.

11 Cutkosky R.D.: An Automatic High-Precision Audiofrequency Capacitance Bridge. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol IM-34, nr 3, 1985.

12 Cutkosky R.D.: An Automatic Resistance Thermometer Bridge. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-29, nr 4, 1980.

13 Dahake S.L., Dhar R.N. i in.: Progress in the Realization of the Units of Capacitance, Resistance and Inductance at the NPL, India. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-32, nr 1, 1983.

14 Deacon T.A., Hill J.J.: Two-stage inductive voltage dividers. Proc. IEE, vol. 115, nr 6, 1968.

15 Delahaye F., Bournaud D.: Accurate AC Measurements of Standard Resistors Between 1 and 20 Hz. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. 42, nr 2, 1993.

16 Delahaye F. i in.: Absolute Determination of the Fahrad and the Ohm and Measurement of the Quantized Hall Resistance RH(2) at LCIE. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-36, nr 2, 1987.

17 Dudziewicz J. (red.): Etalony i precyzyjne pomiary wielkości elektrycznych. WKiŁ, Warszawa 1982.

18 Emschermann H.H., Fuhrmann B.: Low-Frequency One-Step Inductive Voltage Divider with Ratio up to 1:1000. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-24, nr 4, 1976.

19 Fiebiger A., Hanke R., Dröge K.: International Intercomparison of Inductance Standards 1982-1985. PTB-Bericht E-32, Braunschweig, 1988.

20 Gallop J.C., Petely B.W.: Recent NPL Work on the Josephson Effect as a Voltage Standard. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-21, nr 4, 1972.

21 Gotszalk R.: Prognozy rozwoju i kierunki optymalizacji układów i urządzeń pomiarowych. Prace Nauk. IME Pol. Wr., nr 8, Wrocław 1975.

22 Grno L.: A New Concept for a Three -Terminal Admittance Bridge with Self-Calibration Capability. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. 38, nr 2, 1989.

23 Grohmann K.: A Step-Up Method For Calibrating Inductive Voltage Dividers Up to 1 MHz. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-25, nr 4, 1976.

24 Grohmann K., Zapf T.: An International Comparison of Inductive Voltage Divider Calibration Methods Between 10kHz and 100 kHz. Metrologia, vol. 15, nr 2, 1979.

25 Grohmann K., Hechtfisher D.: Self-Calibrating Cryo Current Comparators for AC Applications. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-33, nr 2, 1984.

26 Guide To The Expression Of Uncertainty In Measurement. ISO/IEC/OIML/BIPM, Geneve 1992.

27 Hagel R., Miłek M., Skubis T.: Indukcyjne dzielniki napięć i komparatory prądów w układach pomiarowych. ZN Pol.Śl., Elektryka, nr 71, Gliwice 1981.

28 Hall H.P.: Achieving Fractional-ppm Ratio Precision with Two-Stage Transformers. Electronic Instr. Dgst., 1970.

29 Hall H.P.: A Digital Impedance Comparator with High Resolution. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-29, nr 4, 1980.

30 Hall H.P., Fulks R.G.: The use of active devices in precision bridges. Electrical Eng., May 1962.

31 Hanke R.: An Alternating Current Bridge For Comparing Four-Terminal-Pair Impedances at $\omega=10^4$ rad/s. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-31, nr 3, 1982.

32 Hanke R.: An Improved Straddling Method with Triaxial Guards For the Calibration of Inductive Voltage Dividers at 1592Hz. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-38, nr 54, 1989.

33 Hanke R., Ramm G.: Reduction of Kelvin Ratio Arm Errors in an AC Double Bridge Using Electronic Control. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-32, nr 1, 1983.

34 Helbach W., Marczinowski P., Trenkler G.: High-Precision Automatic Digital A.C. Bridge. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-32, nr 1, 1983.

35 Hill J.J.: Calibration of d.c. resistance standards and voltage ratio boxes by an a.c. method. Proc. IEE, vol. 112, nr 1, 1965.

36 Hill J.J., Miller A.P.: A seven-decade adjustable-ratio inductively - coupled voltage divider with 0,1 ppm accuracy. Proc. IEE, vol. 109B, nr 44, 1962.

37 Hoi Tsao S.: Microcomputer-Based Calibration Systems for Variable Voltage Dividers. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-32, nr 1, 1983.

38 Homan D.N.: Applications of Coaxial Chokes to A-C Bridge Circuits. J. Res. of NBS, vol. 72C, nr 2, 1968.

39 Iwanusiw O.W.: Microprocessor-Based Automatic Instrument Transformer Comparator. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-32, nr 1, 1983.

40 Jaskulski J.: Błędy podziału napięcia dwurdzeniowych dzielników indukcyjnych w zakresie małych częstotliwości akustycznych. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 55, Gliwice 1976.

41 Jaskulski J.: Indukcyjne dzielniki napięcia. Prace Nauk. IME Pol. Wr., nr 24, Wrocław 1984.

42 Jaskulski J.: Sposób pomiaru błędów przekładni indukcyjnych dzielników napięcia. Pat. PRL nr 129971.

43 Jaskulski J.: Sposób pomiaru błędów przekładni indukcyjnych dzielników napięcia. Pat. PRL nr 129969.

44 Jaskulski J.: Sposób pomiaru błędów przekładni prądowej indukcyjnych dzielników prądu. Pat. PRL nr 133407.

45 Kabele W.C.: A Fast Microcomputer-Controlled Admittance Bridge. IEEE Tr. Inst. Meas., vol. IM-25, nr 4, 1976.

46 Kampik M., Skubis T.: A New Thermal RMS to Frequency Converter. Proc. of the XIII Congress IMEKO vol. 1, p.404, Torino 1994.

47 Klonz M., Weimann T.: Accurate thin film multijunction thermal converter on a silicon chip. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-38, 1989.

48 Kibble B.P.: Comparison of Audio-Frequency Reactances by Transformer Bridges. Proc. IEE -152, 1977.

49 Kibble B.P.: Electrical Standards. J. Phys. E: Sci. Instr. vol. 18, p.373, 1985.

50 Kibble B.P., Rayner G.H.: Coaxial Bridges. A. Hilger Ltd., Bristol 1984.

51 Kuryłowicz J.: Wybrane działy elektrycznego miernictwa precyzyjnego. Wzorce i metody wzorcowania. Wyd. Pol. Wr., Wrocław 1971.

52 Kusters N.L., Mac Martin M.P.: Direct-Current Comparator Bridge for Resistance Thermometry. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-19, nr 4, 1970.

53 Kusters N.L., Moore W.J.M.: The Development and Performance of Current Comparators for Audio-Frequencies. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-14, nr 4, 1965.

54 Mac Martin M.P., Kusters N.L.: The Application of the Direct Current Comparator to a Seven-Decade Potentiometer. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-17, 1968.

55 Martin P., Knight R.: Components and systems for AC-DC transfer at the ppm level. IEEE Trans. on Instr. and Meas.vol. IM-32, 1983.

56 Met A., Skubis T.:Sposoby zwiększenia przenikalności magnetycznej magnetowodów. ZN Pol. Świętokrz., Elektryka, nr 19, Kielce 1988.

57 Miljanic P.N., Kusters N.L., Moore W.J.M.: The Development of the Current Comparator, a High Accuracy A-C Ratio Measuring Device. AIEE Trans. (Comm. Electronics), 1962.

58 Miłek M.: Analiza błędu pobudliwości komparatora prądów stałych i sposoby jego minimalizacji. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 55, Gliwice 1975.

59 Miłek M.: Magnetyczne komparatory prądów w pomiarach elektrycznych. WNT, Warszawa 1990.

60 Miłek M., Skubis T.: Problemy konstrukcji, technologii i wzorcowania komparatorów impedancji. Normalizacja nr 11, 1987.

61 Miłek M., Skubis T.: Wzorcowanie dokładnych dzielników wielodekadowych. Postępy Maszyn i Urządzeń, nr 3-4, 1986.

62 Morgan M.L., Riley J.C.: Calibration of a Kelvin-Varley Standard Divider. IRE Trans. on Instr., Sept. 1960.

63 Morrison R.:Grounding and Schielding Techniques in Instrumentation. Wiley, New York 1977.

64 Oatley C.W., Yates J.G.: Bridges with Coupled Inductive Ratio Arms As Precision Instruments for the Comparison of Laboratory Standards of Resistance and Capacitance. Proc. IEE, vol. 101, pt. 3, 1954.

65 Ott H.: Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. Wiley, New York 1979.

66 Petersons O.: A Self-Balancing Current Comparator. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-15, nr 1-2, 1966.

67 Puśledzki J., Skubis T.: Niektóre praktyczne aspekty wykonania uzwojeń multifilarnych. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 55, Gliwice 1975.

68 Ramm G.: Kalibrieren von Wechselstrom-Messwiderständen. PTB-Bericht, E-39, Braunschweig 1990.

69 Rayner G.H., Kibble B.P.: The Calibration of Transformer Ratios with 1 in 10^9 Accuracy. Europ. Conf. Euromeas-77, IEE-152, 1977.

70 Sankaran P., Kanagasabapathy P., Murti V.G.K.: Electronic Error Compensation of a Voltage Transformer. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-28, nr 1, 1979.

71 Schields J.Q.: Measurement of Four-Pair Admittances with Two-Pair Bridges. IEEE Trans. Instr. and Meas., Dec. 1974.

72 Schlinke H.: Entwicklung Induktiver Proezisionswechselspannungsteiler fuer 16 bis 500Hz sowie deren Fehlerbestimmung. Messtechnik, vol. 78, nr 3, 1970.

73 Skubis T.: A Bridge for Meąsuremnents of Capacitance with Uncertainty Less than 1×10^{-5}. Mat. konf. Emiscon 79, wyd. CSVTS, Brno 1979.

74 Skubis T.: Calibration of the Precise Inductive Current Divider. Mat. konf. Emiscon 81, wyd. CSVTS, CSR 1981.

75 Skubis T.: Determination of the Ratio Error by the Successive Permutation of Immittance Standards. Mat. konf. Emiscon 83, wyd. CSVTS, CSR 1983.

76 Skubis T.: Dobór rdzeni ferromagnetycznych do indukcyjnych dzielników napięcia. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 48, Gliwice 1975.

77 Skubis T.: Dokładny dzielnik indukcyjny o nastawialnej przekładni. Wiad. Elektrotech. nr 3-4, 1985.

78 Skubis T.: Dokładny model i pomiary indukcyjności rozproszenia uzwojeń multifilarnych. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 92, Gliwice 1984.

79 Skubis T.: Inaccuracy Reduction Method of the True Conventional Values of Standards. Mat. konf. Emiscon 87, wyd. CSVTS, Gottvaldow 1987.

80 Skubis T.: Konstrukcja i błędy indukcyjnych dzielników napięcia. Normalizacja nr 4, 1979.

81 Skubis T.: Metoda i układ do pomiarów przenikalmności magnetycznej stali paramagnetycznych. ZN Pol. Świętokrz., Elektryka, nr 31, Kielce 1994.

82 Skubis T.: Metoda sekwencyjno-cykliczna odtwarzania przekładni o wartości wymiernej. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 92, Gliwice 1984.

83 Skubis T.: Metoda wyznaczania dowolnej wartości przekładni przez przestawienie trzech wzorców. Mat. Konf. Metrol., wyd. Pol. Lubel., seria C, nr 11, Lublin 1983.

84 Skubis T.: Model przełącznika w układzie pomiarowym wysokiej częstotliwości. Mat. Symp. Modelowanie i Symulacja Syst. Pom., wyd. AGH, Kraków 1992.

85 Skubis T.: Nowe opracowania Zakładu Produkcji Aparatury Pomiarowej i Automatyki Przemysłowej ZZG INCO. PAK nr 9, 1984.

86 Skubis T.: Opracowanie konstrukcji i technologii wzorcowych wielodekadowych indukcyjnych dzielników napięcia. Praca dokt., Pol. Śl., Gliwice 1975.

87 Skubis T.: Podzespoły porównania wartości w nowoczesnych układach pomiarowych. Prace Naukowe IME Pol. Wr., nr 28, seria: Konf. nr 12, Wrocław 1986.

88 Skubis T.: Pomiary błędów indukcyjnych dzielników napięcia. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 55, Gliwice 1976.

89 Skubis T.: Precise Variable-Ratio Inductive Current Divider and Its Calibration. Mat konf. Radioloc. and Radiorelay Lines, Warna 1980.

90 Skubis T.: Prąd obciążenia wewnętrznego jako źródło błędów w indukcyjnych dzielnikach napięcia. Mat. IX Konf. Metr., Gliwice 1974.

91 Skubis T.: Problemy wzorcowania woltomierzy napięcia zmiennego na niskich zakresach napięciowych przy wysokich częstotliwościach. Metrol. i Syst. Pom. nr 12, 1992.

92 Skubis T.: Sposób tłumienia szumów i zakłóceń komparatora prądów zmiennych. Pat. PRL P-219595, 1979.

93 Skubis T.: Sposób wytwarzania magnetowodu zwijanego z taśmy. Pat. PRL P-220572, 1984.

94 Skubis T.: Układ ustalania impedancji wejściowej i zmniejszania błędu obciążenia dzielnika indukcyjnego jednodekadowego. Pat. PRL P-226277, 1988.

95 Skubis T.: Układ zmiany wpływu niższych dekad na błędy dzielnika indukcyjnego wielodekadowego. Pat. PRL P-141247, 1988.

96 Skubis T.: Zmniejszanie niedokładności wzorców liczalnych. Mat. XXII MKM, Łódź 1990.

97 Skubis T.: Źródła błędów autotransformatorowych indukcyjnych dzielników napięcia. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 55, Gliwice 1975.

98 Skubis T., Kampik M.: Analiza wybranych struktur komparatorów do sprawdzania grupowych etalonów immitancji. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 114, Gliwice 1991.

99 Skubis T., Klonz M.: High Frequency Self-Calibrating Measurement Transformer As a mV-Scaling Standard. Conf. Digest of CPEM, Paris 1992.

100 Skubis T., Met A.: A Mathematical Model of the Admittance Between Tapped Windings and Their Shield for Ratio Instruments. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-38, nr 3, 1989.

101 Skubis T., Met A.: Mostek do pomiarów wzorców indukcyjności. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 92, Gliwice 1984.

102 Skubis T., Miłek M.: Analiza błędów mostka dwutransformatorowego. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 33, Gliwice 1972.

103 Skubis T., Puśledzki J.: An Improved Model of Mutual Admittances of Tapped Windings. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-38, nr 3, 1989.

104 Skubis T., Puśledzki J.: Minimalizacja oddziaływania impedancji wpływowych na wynik pomiaru w mostku transformatorowym. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 71, Gliwice 1981.

105 Skubis T., Puśledzki J.: Modele matematyczne uzwojeń multifilarnych. Mat. XVIII MKM, Zielona Góra 1985.

106 Skubis T., Puśledzki J.: Precyzyjny mostek do pomiaru pojemności. Mat. II Symp. pt. Kierunki rozwoju metrologii elektrycznej, Warszawa 1979.

107 Skubis T., Wójcik M.: Stanowisko do precyzyjnych pomiarów błędów dzielników indukcyjnych. ZN Pol. Śl., Elektryka, nr 136, Gliwice 1994.

108 So E., Moore W.J.: A Direct-Reading AC Comparator Bridge for Resistance Measurement at Power Frequencies. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-29, nr 4, 1980.

109 Sorokowski S. (red.): Wybrane zagadnienia miernictwa elektronicznego. Wyd. PKNMiJ, Warszawa 1978.

110 Suzuki K., Aoki T., Yokoi K.: A Calibration Method for Four-Terminal-Pair High-Frequency Resistance Standards. IEEE Trans. Instr. and Meas., vol. 42, nr 2, 1993.

111 Szadkowski B. (red.): Elektryczne układy pomiarowe. Skrypt Pol. Śl. nr 1847, Gliwice 1994.

112 Sze W.: An Injection Method for Self-Calibration of Inductive Voltage Dividers. J. of Res.NBS, vol. 72c, nr 1, 1968.

113 Sze W.C.: Comparators for Voltage Transformer Calibrations at NBS. J. of Res. NBS, vol. 69C, nr 4, 1965.

114 Sze W.C., Dunn A.F., Zapf T.L.: An International Comparison of Inductive Voltage Divider Calibrations at 400 and 1000 Hz. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-14, nr 3, 1965.

115 Tadashi Endo, Masao Koyanagi, Akira Nakamura: High-Accuracy Josephson Potentiometer. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-32, nr 1, 1983.

116 Takahiro Nakase: Isolated-Section Inductive Divider and Its Self-Calibration. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-19, nr 4, 1970.

117 Thompson A.M.: An Absolute Determination of Resistance Based on a Calculable Standard of Capacitance. Metrologia nr 1, vol.4, 1968.

118 Thompson A.M.: Precise Calibration of Ratio Transformers. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-32, nr 1, 1983.

119 Tsao S.H.: Microcomputer-Based Calibration Systems for Variable Voltage Dividers. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-32, nr 1, 1983.

120 Zinkernagel J.: A Low-Voltage and High Frequency ac-dc Transfer System Using Inductive Dividers. IEEE Trans. on Instr. and Meas. vol. IM-43, nr4, 1994.

NORMY

121 IEC nr 618. Diviseurs de tension inductifs
122 PN-77/E-06512. Dzielniki napięcia stałego
123 PN-76/E-06511. Kompensatory napięcia stałego
124 PN-71/N-02050. Metrologia. Nazwy i określenia
125 PN-72/E-06508. Oporniki dekadowe
126 PN-77/E-06509. Oporniki wzorcowe
127 Międzynarodowy słownik podstawowych i ogólnych terminów metrologii. Wyd. II, ISO 1993. Opr. pol.: GUM, Warszawa, 1994.

PRACE NIE PUBLIKOWANE

128 Skubis T., Met A.: Dzielniki indukcyjne aktywne ID-21A, ID-21B, ID-21C. Sprawozd. i instr. obsługi wdrożonych przyrządów. Ośr. Metrol. Pom. Okr. Wojsk., Bydgoszcz 1988.

129 Skubis T.: Dzielniki indukcyjne ID-6. Sprawozd. i instr. obsługi wdrożonych przyrządów. Ośr. Metrol. Pom. Okr. Wojsk., Bydgoszcz 1987.

130 Skubis T.: Indukcyjny dzielnik napięcia UBS do urządzenia selsynowego. Instr. obsł. wdrożonego przyrządu. Inst. Elektrot. Warszawa 1978.

131 Skubis T., Kampik M., Met A.: Komparator wzorców indukcyjności KWL. Sprawozd. i instr. obsługi wdrożonego przyrządu. GUM (M-53), Warszawa 1990.

132 Skubis T.: Komparator wzorców pojemności. Sprawozd. i instr. obsługi wdrożonego przyrządu. GUM (M-53)Warszawa 1981.

133 Skubis T., Met A.: Mostek do pomiarów indukcyjności wzorców. Sprawozd. i instr. obsługi wdrożonego przyrządu. GUM (M-53), Warszawa 1982.

134 Skubis T.: Precyzyjny mostek do pomiaru indukcyjności LW-2. Sprawozd. i instr. obsługi wdrożonego przyrządu. GUM (M-53), Warszawa 1989.

METODY WZORCOWANIA ELEKTRYCZNYCH NARZĘDZI POMIAROWYCH ODTWARZAJĄCYCH STOSUNEK DWU WARTOŚCI

S t r e s z c z e n i e

Praca dotyczy metod wzorcowania elektrycznych narzędzi po miarowych odtwarzających wzorcowy stosunek dwu wartości napięć, prądów lub składowych immitancji. Przykłady takich narzędzi przedstawiono na rysunku 2.2. Są one stosowane powszechnie w złożonych, dokładnych układach i przyrządach pomiarowych. Definiuje się dwa rodzaje przekładni określone równaniami (2.1) i (2.2) i wzajemnie związane równaniami (2.5) i (2.6).

W rozdziale 3 przedstawiono uogólnioną metodę wzorcowania narzędzi o przekładni wymiernej. Metoda polega na zastosowaniu procedury przestawienia wzorców immitancji według określonego algorytmu (tab. 3.1) i wykonaniu pomiarów różnicowych w układzie o ogólnej strukturze przedstawionej na rysunku 3.1. Poprawkę przekładni oblicza się z równania (3.14).

W rozdziale 4 przedstawiono metodę wzorcowania polegającą na przestawieniu 3 wzorców, która dotyczy narzędzi o dowolnej wartości przekładni. Algorytm przestawienia wzorców określono w tablicy 4.1, a równania wiążące przekładnie dzielników tworzonych w trakcie procedury mają postać (4.3a,b). W tablicach 4.3 i 4.4 zestawiono wyniki analizy metody.

W rozdziale 5 scharakteryzowano metody pośrednie wzorcowania wzorców przekładni, których wspólną cechą jest brak wyróżnionego wzorca odniesienia przekładni. Metody bezpośredniego porównania ze wzorcem, realizowane w układzie według rysunku 6.1, uogólniono w rozdziale 6.1. W rozdziale 6.2 przedstawiono metodę porównania dwu wzorców liczalnych, która może być wykorzystana do zmniejszenia przedziału niepewności wzorców najwyższej

klasy. Wybrane problemy związane z minimalizacją błędów obciążeniowych omówiono w rozdziale 7.

Metody wzorcowania mogą być realizowane w układach pomiarowych zbudowanych z podzespołów, które scharakteryzowano w tablicy 8.1. Nie zwiększają one znacząco niepewności końcowej wyniku, jeżeli zastosowane są sposoby łączenia, ekranowania i uziemiania układów omówione w rozdziale 8.4. Zastosowanie metod wzorcowania omówionych w pracy ilustrują przykłady przedstawione w rozdziale 9.

CALIBRATION METHODS OF ELECTRICAL INSTRUMENTS REPRODUCING THE STANDARD RATIO OF TWO VALUES

S u m m a r y

The monograph deals with calibration methods of electrical instruments reproducing the standard ratio of two values of immitance components, voltage or current. Examples of the instruments are shown in Fig.2.2. They are applied generally to complex, precise circuits and measuring instruments. Two kinds of ratio are defined according to the equations (2.1) and (2.2). They are connected together by the equations (2.5) and (2.6).

Chapter 3 presents a generalized method of calibration of instruments with rational ratio. The method consists in application of transposition procedure of immitance standards according to the specified algorithm (Tab. 3.1) and performing differential measurements in the circuit whose general structure is shown in Fig. 3.1. Correction of the ratio is calculated from Eq. (3.14.)

Chapter 4 presents a calibration method based on transposition of 3 standards. This method deals with instruments with any ratio value. The algorithm of standard transposition is shown in Tab. 4.1. The equations connecting ratios of the dividers which are set during the procedure are given by (4.3a,b). The results of method analysis are presented in Tab. 4.3 i 4.4.

Chapter 5 describes indirect methods of ratio standard calibration. Their common feature is the lack of distinguished standard of ratio reference. Methods of direct comparison with a standard, performed in the circuit shown in Fig. 6.1., are generalized in Chapter 6.1. Chapter 6.2 deals with the method of comparison between two calculable standards which can be

used to reduction of uncertainty range of the most precise standards. Some problems connected with minimization of load errors are discussed in Chapter 7.

Calibration methods can be performed in measuring circuits based on units shown in Tab. 8.1. They do not enlarge significantly final uncertainty of the result if the rules of connecting, screening and grounding described in Chapter 8.4 are applied. Chapter 9 provides the examples which show application of the calibration methods described in the monograph.

KALIBRIERUNGSVERFAHREN DER ELEKTRISCHEN MESSWERKZEUGE, DIE DAS VERHÄLTNIS DER ZWEI WERTE DARSTELLEN

Z u s a m m e n f a s s u n g

Die Arbeit belaßt sich mit den Verfahren der elektrischen Meßwerkzeuge, die das Verhältnis der Spannungen, Ströme oder Zweipolfunktionkomponenten darstellen. Beispiele solcher Werkzeuge sind auf Abb. 2.2 gezeigt. Sie sind verbreitet angewandt in komplexen, genauen Meßsystemen und Meßgeräten. Nach Gl. (2.1) und (2.2) werden zwei Arten des Übersetzungsverhältnisses definiert. Sie sind gegenseitig verbunden durch Gl. (2.5) und (2.6).

In Kapitel 3 wurde das verallgemeinerte Kalibrierungsverfahren der Werkzeuge mit rationalem Übersetzungsverhältnis dargestellt. Die dargestelte Methode beruht auf der Anwendung des Transpositionsverfahrens der Zweipolfunktionsnormale nach bestimmtem Algorithmus (Tab.3.1) und auf Durchführung der Differenzmessungen in der Schaltung nach Abb. 3.1. Die Korrektion des Übersetzungsverfahrens wird nach Gl. (3.14) berechnet.

Im Kapitel 4 wurde das Verfahren der Umstellung der drei Normalen dargestelt. Die dargestellte Methode gilt für Werkzeuge mit beliebigem Übersetzungsverhältnis Der Algorithmus der Transposition der Normale wurde in der Tabelle 4.1 gezeigt. Die Gleichungen, die die Übersetzungsverhältnisse der Teiler während des Verfahrens verbinden haben eine Form wie (4.3a,b). In Tabellen (4.3) und (4.4) wurden die Ergebnisse der Verfahrensanalyse zusammengestellt.

Im Kapitel 5 wurden die indirekten Kalibrierungsverfahren der Übersetzungsverhältnisnormale charakterisiert. Sie haben gemeinsam, daß es hier kein ausgezeichnetes Referenznormal des

Übersetzungsverhäwcltnis gibt. Die Direktvergleichsverfahren mit einem Normal, die in der Schaltung nach Abb. 6.1 realisiert wurden, werden im Kapitel 6.1 verallgemeinert. Im Kapitel 6.2 wurde die Methode des Vergleichs von zwei berechenbaren Normale dargestellt. Die dargestellte Methode kann zur Minderung der Unsicherheitintervalle der Normale von der höchste Klasse verwendet werden. Die ausgewählten Probleme, die mit der Minderung der Lastfehler verbunden sind werden im Kapitel 7 besprochen. Die Kalibrierungsverfahren können in Meßsystemen die aus Bausteinen aufgebaut sind, die in der Tabelle 8.1 charakterisiert wurden, realisiert werden. Sie erhöhen nicht bedeutsam die Endunsicherheiten des Ergebnisses, wenn Schaltung-, Abschiermung- und Erdungsverfahren angewandt werden, die im Kapitel 8.4 besprochen werden. Die im Kapitel 9 dargestellten Beispiele illustrieren die Anwendung der Kalibrierungsverfahren die in der Arbeit besprochen werden.

BIBLIOTEKA GŁÓWNA
Politechniki Śląskiej
P.3348/95/143