

9 3347/84

**ZESZYTY  
NAUKOWE  
POLITECHNIKI  
ŚLĄSKIEJ**

**BRUNON SZADKOWSKI**

**SYNTEZA METOD POMIARU IMMITANCJI**

**ELEKTRYKA**

**Z. 93  
GLIWICE  
1984**



34784

**POLITECHNIKA ŚLĄSKA**

**ZESZYTY NAUKOWE**

**Nr 802**

**BRUNON SZADKOWSKI**

**SYNTEZA**

**METOD POMIARU IMMITANCJI**

Instytut Wyższej Politechniki Śląskiej

ul. Krzywobłotów 2 44-100 Gliwice

Wydawnictwo Naukowe Politechniki Śląskiej  
Gliwice 1984

**GLIWICE**

**1984**

OPINIODAWCY:

Prof. mgr inż. Artur Metal

Prof. dr hab. inż. Ryszard Gotszalk

KOLEGIUM REDAKCYJNE

Wiesław Gabzdyl (redaktor naczelny), Zofia Cichowska (redaktor działu),  
Elżbieta Stinzing (sekretarz redakcji)

OPRACOWANIE REDAKCYJNE

Roma Łoś

Wydano za zgodą  
Rektora Politechniki Śląskiej

PL ISSN 0072-4688

Dział Wydawnictw Politechniki Śląskiej  
ul. Kujawska 3, 44-100 Gliwice

Nakł. 150+85 Ark. wyd. 4,716 Ark. druk. 5,125 Papier offset, kl. III, 70x100 70  
Oddano do druku 9.04.1984 Podpis. do druku 30.04.1984 Druk ukończ. w maju 1984  
Zam. 560/84 U-23 Cena zł 47,-

Skład, fotokopie, druk i oprawę  
wykonano w Zakładzie Graficznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach

SPIS TRESCI

	Str.
Wykaz ważniejszych oznaczeń .....	5
1. WPROWADZENIE .....	7
2. UOGÓLNIONY SCHEMAT STRUKTURALNY I UOGÓLNIONE RÓWNANIE PRZETWARZANIA .....	9
3. WARIANTY UOGÓLNIONEGO SCHEMATU STRUKTURALNEGO .....	25
4. SPOSOBY PRZETWARZANIA SYGNAŁÓW WYJŚCIOWYCH .....	27
5. KLASYFIKACJA UKŁADÓW POMIARU IMMITANCJI .....	32
6. WŁAŚCIWOSCI KLASYFIKOWANYCH UKŁADÓW .....	36
6.1. Uwagi ogólne .....	36
6.2. Układy niezrównoważone .....	36
6.3. Układy zrównoważone .....	38
6.4. Układy quasi-zrównoważone .....	42
6.5. Czułość .....	51
7. WYBRANE PRZYKŁADY ZASTOSOWAŃ SYNTEZY .....	57
7.1. Uwagi ogólne .....	57
7.2. Nowe układy do pomiaru immitancji .....	58
7.3. Wybór układu do pomiaru admitancji dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych ( $10^{-5}$ - $10^1$ Hz) .....	64
8. WNIOSKI .....	74
LITERATURA .....	76

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

- a, b, c - stałe
- C - pojemność
- D - współczynnik strat
- f - częstotliwość
- G - konduktancja
- H - transmitancja
- I - natężenie prądu
- K - współczynnik wzmocnienia, stosunek impedancji
- k, l, m, n - stałe
- M - indukcyjność wzajemna
- N - symbol wielkości wzorcowej
- n - liczba zwojów
- p - parametr nastawny, składowa rzeczywista liczby zespolonej
- Q - współczynnik dobroci
- q - parametr nastawny, składowa urojona liczby zespolonej
- R - rezystancja
- S - czułość
- U - napięcie
- V - sygnał podlegający przetwarzaniu, sygnał nierównowagi
- W - sygnał wyjściowy
- X - reaktancja, symbol wielkości mierzonej
- Y - admitancja
- Z - impedancja
- $\alpha$  - kąt odchylenia wskazówki miernika
- $\beta$  - kąt zbieżności
- $\Delta$  - zmiana, przyrost
- $\delta$  - kąt strat dielektrycznych
- $\epsilon$  - różnica wielkości
- $\varphi, \chi, \psi$  - kąty fazowe
- $\omega$  - pulsacja

Indeksy

- i - oznaczenie wielkości w torze przetwarzania prądu
- N - oznaczenie wielkości występującej w obwodzie zawierającym wzorzec
- o - oznaczenie wielkości (wartości) względnej

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

W tym wykazie podano symbole i oznaczenia wielkości fizycznych używanych w niniejszym podręczniku. Wskazano również jednostki miary tych wielkości. Wskazano również symbole i oznaczenia wielkości matematycznych używanych w niniejszym podręczniku. Wskazano również jednostki miary tych wielkości.

W tym wykazie podano symbole i oznaczenia wielkości fizycznych używanych w niniejszym podręczniku. Wskazano również jednostki miary tych wielkości. Wskazano również symbole i oznaczenia wielkości matematycznych używanych w niniejszym podręczniku. Wskazano również jednostki miary tych wielkości.

Wydawnictwo Naukowe PWN

Warszawa, 1974

Wydawnictwo Naukowe PWN

Warszawa, 1974

- U, V - oznaczenie wielkości w torze przetwarzania napięcia
- x - oznaczenie wielkości występującej w obwodzie zawierającym obiekt mierzony
- Im - składowa urojona
- Re - składowa rzeczywista

### 1. WPROWADZENIE

Pomiary impedancji Z lub admitancji  $Y = 1/Z$ , ogólnie nazywane pomiarami immitancji, stosowane są w wielu dziedzinach elektrotechniki, a pośrednio także w innych dziedzinach do wyznaczania różnych wielkości nieelektrycznych. Do różnych zastosowań niezbędna jest często inna metoda pomiarowa, a jeszcze częściej - inna realizacja układowa danej metody. Podstawowym zagadnieniem projektowym jest wybór najbardziej właściwej metody pomiarowej i odpowiedniej klasy układów pomiarowych, w ramach których należy poszukiwać najkorzystniejszej realizacji układowej<sup>x)</sup>.

Opisy układów do pomiaru immitancji, przedstawione w obszernej literaturze ([8, 14, 15, 22, 23, 25, 33, 35, 37] i in. - por. tabl. 1), świadczą o dużej odrębności niektórych rozwiązań. Niejednolity opis matematyczny utrudnia dokonywanie analiz porównawczych różnych klas układów pomiarowych i na ogół poprzestaje się na uproszczonych porównaniach o charakterze jakościowym. Powstają pewne wątpliwości, czy wybrana w ten sposób klasa układów pomiarowych jest najbardziej właściwa. Dotyczy to zwłaszcza przypadków bardziej złożonych, w których badana jest immitancja obiektów o nietypowych właściwościach, w nietypowych fizycznych warunkach pomiaru (np. badania materiałów elektrotechnicznych i innych).

Mimo dużej liczby znanych układów, opracowywanych od wielu lat, nadal tworzone są nowe układy pomiarowe (np. [2, 18, 20, 21, 27, 29]). Większość z nich jest rezultatem doświadczeń oraz intuicji autorów, lecz niektóre są rezultatem metodycznego postępowania w ramach stworzonej systematyki określonej klasy układów pomiarowych [20, 29]. Nie można wykluczyć istnienia dalszych nowych rozwiązań ani możliwości metodycznego ich ujawniania.

Celem opracowywanej syntezy metod pomiaru immitancji jest próba jednolitego ujęcia możliwie dużego zbioru układów pomiarowych, realizujących różne

<sup>x)</sup> W pracy stosuje się następujące pojęcia:

metoda pomiarowa - sposób porównania zastosowany w pomiarach (wg Polskiej Normy [40]). Ponadto stosuje się nazwy metod zgodne z wymienioną normą;

układ pomiarowy - schemat połączeń narzędzi pomiarowych i urządzeń pomocniczych zastosowany do realizacji określonej metody pomiarowej. Identyfikacyjne znaczenie mają pojęcia "realizacja układowa" i "rozwiązanie układowe". Wymienione pojęcia są odpowiednikami pojęcia "aparatura pomiarowa", określonego przez normę [40];

klasa układów pomiarowych - zbiór układów pomiarowych charakteryzujących się określonymi wspólnymi cechami.

metody pomiarowe. Chodzi tutaj nie tylko o pewne uporządkowanie dziedziny pomiarów immitancji, lecz przede wszystkim o ułatwienie rozwiązania problemu wyboru najbardziej właściwej klasy układów pomiarowych, jak również o zbadanie możliwości ujawniania nowych rozwiązań w oparciu o utworzoną systematykę. W szczególności celem syntezy jest:

- sprowadzenie rozważanych układów do wspólnego uogólnionego schematu;
- zastosowanie jednolitego opisu matematycznego poszczególnych układów;
- określenie podstawowych właściwości metrologicznych układów objętych syntezą.

Zakłada się, że synteza obejmować będzie układy pomiarowe, w których wykorzystuje się klasyczną definicję immitancji, określoną odpowiednimi ilorazami napięcia i natężenia prądu. Mierzona immitancja jest liniowym obwodem RLC o stałych skupionych.

Założenie liniowości nie jest kategoryczne, gdyż w niektórych układach można z niego zrezygnować. Natomiast założenie immitancji o stałych skupionych wyznacza górną granicę dopuszczalnych częstotliwości pomiarowych (do ok.  $10^8$  Hz).

Przyjęte założenia wyznaczają znacznie szerszy zakres syntezy niż w znanych dotychczas opracowaniach literaturowych. Ze znanych opracowań wymienić można syntezy różnego rodzaju układów: mostkowych, kompensacyjnych, komparacyjnych, rezonansowych itp. [25, 33, 51, 47, 13, 29, 59, 20, 37]. W każdym przypadku rozważania były ograniczone do pewnej klasy układów pomiarowych, natomiast tylko w nielicznych pracach podejmowano próby określenia wzajemnych powiązań między niektórymi klasami. Najszerszym ujęciem różnych klas układów pomiarowych jest praca [29], w której przedstawiono jednolity model dla różnego rodzaju układów komparacyjnych oraz zrównoważonych układów mostkowych. Wyniki tej pracy jak również niektórych innych prac zostały uwzględnione przy opracowywaniu przedstawionej syntezy umożliwiając skrócenie odpowiednich wywodów.

## 2. UOGÓLNIONY SCHEMAT STRUKTURALNY I UOGÓLNIONE RÓWNANIE PRZETWARZANIA

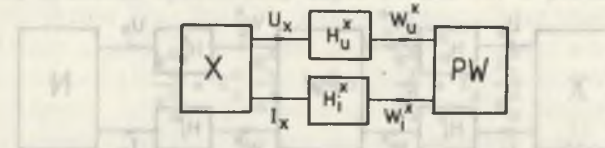
Charakterystyczną cechą wspólną dla wszystkich rozpatrywanych układów do pomiaru immitancji jest pośredni sposób pomiaru, wynikający z definicji:

$$Z_x = \frac{U_x}{I_x} \quad \text{lub} \quad Y_x = \frac{I_x}{U_x} \quad (1)$$

gdzie:

- $Z_x, Y_x$  - mierzona immitancja (impedancja  $Z_x$  lub admitancja  $Y_x$ );
- $U_x$  - spadek napięcia na mierzonej immitancji;
- $I_x$  - prąd płynący przez mierzoną immitancję.

Wielkości  $U_x$  i  $I_x$  w najprostszym przypadku mogą być mierzone bezpośrednio, jednak w większości układów spełniają rolę sygnałów pomiarowych, podlegających dalszemu przetwarzaniu. Można przyjąć, że w ogólnym przypadku następuje dalsze przetwarzanie, za pomocą przetworników o transmitancjach  $H_u^x$  i  $H_i^x$ , na sygnały wyjściowe  $W_u^x$  i  $W_i^x$ , które następnie mogą być bezpośrednio mierzone lub ogólnie - podlegają określonemu przetwarzaniu w przetworniku wyjściowym PW. Ogólny schemat strukturalny opisanego toku przetwarzania przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Ogólny schemat strukturalny reprezentujący układy pomiarowe realizujące metodę pośredniego porównania ze wzorcem (PPW)

blok X - reprezentuje obwody, w których wytwarzane są sygnały pomiarowe  $U_x, I_x$ ;  $H_u^x, H_i^x$  - transmitancje przetworników w torach przesyłania sygnałów  $U_x, I_x$ ;  $W_u^x, W_i^x$  - sygnały wyjściowe; blok PW - przetwornik wyjściowy

Sygnały wyjściowe, doprowadzone do przetwornika wyjściowego PW, określone są równaniami:

$$W_u^x = U_x H_u^x \quad \text{i} \quad W_i^x = I_x H_i^x \quad (2)$$

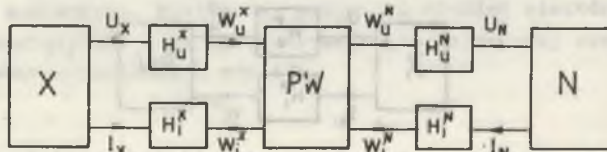
skąd po podzieleniu stronami i uwzględnieniu definicyjnych równań immitancji (1) otrzymujemy:

$$\frac{W_u^X}{W_1^X} = Z_X \frac{H_u^X}{H_1^X} \quad \text{lub} \quad \frac{W_1^X}{W_u^X} = Y_X \frac{H_1^X}{H_u^X} \quad (3)$$

Równania (3) określają zależność sygnałów wyjściowych, a ściślej - ilorazu sygnałów wyjściowych od immitancji mierzonej i transmitancji przetworników. Równania te nazywane będą w dalszym ciągu równaniami przetwarzania schematu strukturalnego z rys. 1.

Schemat z rys. 1 i opisujące go równanie (3) są analogiczne do schematu i równań podanych w pracy [20]. Jednak w cytowanej pracy ograniczono interpretację tego schematu (i równań) wyłącznie do układów ze wskaźnikiem zera na wyjściu, co odpowiada tzw. zrównoważonym układom Logana (por. tabl. 1, poz. 11 i tabl. 2, poz. 5). W niniejszej pracy nie stawia się takich ograniczeń, proponując w schemacie na rys. 1 zastosowanie przetwornika wyjściowego PW, który może spełniać różne zadania, polegające nie tylko na detekcji stanu zerowego. Takie uogólnienie schematu strukturalnego i jego równań jest podstawą przeprowadzonej w dalszym ciągu syntezy.

Proponowany schemat strukturalny reprezentuje układy pomiarowe realizujące metodę pośredniego porównania ze wzorcem (PPW). Wzorzec był użyty wcześniej do wzorcowania przetworników. Większość znanych układów pomiarowych realizuje metodę bezpośredniego porównania ze wzorcem (BPW). W takich układach immitancja mierzona  $Z_X(Y_X)$  jest porównywana z immitancją wzorcową  $Z_N(Y_N)$ , która wchodzi bezpośrednio do pomiaru. Odpowiedni schemat strukturalny dla takiego sposobu pomiaru przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Ogólny schemat strukturalny reprezentujący układy pomiarowe realizujące metodę bezpośredniego porównania ze wzorcem (BPW)

bloki X i N - reprezentują obwody, w których wytwarzane są sygnały pomiarowe  $U_X, I_X$  oraz  $U_N, I_N$ ;  $H_u^X, H_1^X$  i  $H_u^N, H_1^N$  - transmitancje przetworników w torach przesyłania sygnałów  $U_X, I_X$  i  $U_N, I_N$ ;  $W_u^X, W_1^X$  i  $W_u^N, W_1^N$  - sygnały wyjściowe; blok PW - przetwornik wyjściowy

Dla schematu z rys. 2 nadal obowiązują równania (2), a ponadto równania:

$$W_u^N = U_N H_u^N \quad \text{i} \quad W_1^N = I_N H_1^N \quad (4)$$

przy czym:

$$\frac{U_N}{I_N} = Z_N = \frac{1}{Y_N} \quad (5)$$

Ze stosunków odpowiednich zależności (2) i (4), przy uwzględnieniu definicyjnych równań immitancji (1) i (5), otrzymuje się:

$$\frac{W_u^X}{W_u^N} \cdot \frac{W_1^N}{W_1^X} = \frac{Z_X}{Z_N} \cdot \frac{H_u^X}{H_u^N} \cdot \frac{H_1^N}{H_1^X} \quad \text{lub} \quad \frac{W_u^X}{W_1^X} \cdot \frac{W_u^N}{W_1^N} = \frac{Y_X}{Y_N} \cdot \frac{H_1^X}{H_1^N} \cdot \frac{H_u^N}{H_u^X} \quad (6)$$

Wprowadzając w równaniach (6) wielkości względne, zdefiniowane stosunkami odpowiednich parametrów X do N, tzn.:

- względną immitancję:  $Z_X^O = \frac{Z_X}{Z_N}$  lub  $Y_X^O = \frac{Y_X}{Y_N}$ ,

- względną transmitancję toru napięciowego:  $H_u^O = \frac{H_u^X}{H_u^N}$ ,

- względną transmitancję toru prądowego:  $H_1^O = \frac{H_1^X}{H_1^N}$ ,

- względny, wyjściowy sygnał napięciowy:  $W_u^O = \frac{W_u^X}{W_u^N}$ ,

- względny, wyjściowy sygnał prądowy:  $W_1^O = \frac{W_1^X}{W_1^N}$

otrzymujemy znacznie uproszczony zapis równań (6) w postaci (7):

$$\frac{W_u^O}{W_1^O} = Z_X^O \frac{H_u^O}{H_1^O} \quad \text{lub} \quad \frac{W_1^O}{W_u^O} = Y_X^O \frac{H_1^O}{H_u^O} \quad (7)$$

Zależności (7) są równaniami przetwarzania schematu strukturalnego z rys. 2, w którym mierzona immitancja przetwarzana jest na iloraz względnych sygnałów  $W_u^O$  i  $W_1^O$ .

Zadaniem przetwornika wyjściowego PW w schematach strukturalnych z rys. 1 i 2 jest pomiar sygnałów wyjściowych lub detekcja pewnych stanów ekstremalnych, określonych dla tych sygnałów. W ogólnym przypadku realizowany jest pomiar ilorazu sygnałów wyjściowych lub detekcja stanu, w którym iloraz sygnałów wyjściowych przyjmuje z góry narzuconą wartość. W praktyce zamiast ilorazu sygnałów znacznie częściej stosuje się pomiary lub detekcję innych kombinacji funkcyjnych tych samych sygnałów (por. tabl. 1 i 2 oraz rozdz. 4).

Porównując równania przetwarzania (równ. 3 i równ. 7) obu przedstawionych schematów strukturalnych (rys. 1 i 2) można stwierdzić, że są to równania o analogicznej postaci funkcyjnej. Występują w nich analogiczne wielkości, a formalna różnica polega jedynie na wyrażeniu odpowiednich wielkości w jednostkach bezwzględnych lub względnych. Można przyjąć, że równanie (3) jest szczególnym przypadkiem równania (7) i odpowiednio - schemat z rys. 1 jest uproszczonym wariantem schematu z rys. 2. Wynika stąd, że poszukiwanym uogólnionym schematem strukturalnym rozpatrywanych układów do pomiaru immitancji jest schemat z rys. 2, a opisujące go równanie (7) - uogólnionym równaniem przetwarzania.

W dalszym ciągu sporządzono zestawienia znanych w literaturze układów do pomiaru immitancji, reprezentujących różne metody i klasy układów. Każdy z tych układów sprowadzono do odpowiednich schematów strukturalnych (tablice 1 i 2). Przy tworzeniu schematów strukturalnych należało najpierw określić sposób przetwarzania sygnałów wyjściowych, zastosowany w schematach ideowych rozpatrywanych układów (tzn. jakiego rodzaju sygnały podlegają przetwarzaniu i jakie operacje funkcyjne realizuje zastosowany przetwornik PW). Na schematach strukturalnych w tabl. 1 i 2 odpowiednie sposoby przetwarzania wyjściowego zostały zaznaczone w blokach PW. W następnej kolejności zostały określone transmitancje  $H_{u,1}^{X,N}$ , sygnały wyjściowe  $W_{u,1}^{X,N}$  oraz odpowiednie równania.

Ze sporządzonych zestawień wynika, że każdy z rozpatrywanych układów może być sprowadzony do proponowanego uogólnionego schematu strukturalnego lub do uproszczonych wariantów tego schematu. Świadczy to o istnieniu możliwości jednolitego opisu matematycznego różnych układów nawet tak odrębnych, jak np. układy techniczne, mostkowe czy rezonansowe.

Bardziej interesujące (z punktu widzenia wyboru metody i klasy układów pomiarowych) byłoby określenie metodyki postępowania odwrotnego, wskazującej jak ze schematu uogólnionego przejść do rozwiązań szczegółowych spełniających założone wymagania metrologiczne. Zestawienia w tablicach 1 i 2 potwierdzają możliwość takiego postępowania, lecz nie ujawniają w pełni odpowiedniej metodyki. Z przytoczonych zestawień można jednak wyprowadzić istotny wniosek, że o zróżnicowaniu układów pomiarowych decydują dwa podstawowe czynniki:

- a) wybór odpowiedniego wariantu schematu strukturalnego,
- b) sposób przetwarzania sygnałów wyjściowych.

Bliższe rozważenie wymienionych czynników umożliwi określenie poszukiwanej metodyki postępowania. Zagadnieniu temu poświęcono kolejne rozdziały 3-5.

Tablica 1

Układy pośredniego porównania ze wzorcem (stosowane w pomiarach immitancji i jej składowych)

Stosowana nazwa układu - schemat ideowy - równanie układu - [literatura]	Schemat strukturalny, jego parametry i równania - (por. równ. 7)
<p>1. u. techniczny (zmiennoprądowy)</p> <p><math> Z_x  = \frac{ U_x }{ I_x } \approx \frac{U_x}{I_A}</math>  <math>\arg Z_x \approx \varphi</math>                  [ 8, 23, 35, 37 ]</p>	<p><math>H_u^X = 1</math>; <math>W_u^X = U_x</math>; <math>H_i^X = 1</math>; <math>W_i^X = I_x</math>  <math> Z_x  = \left  \frac{W_u^X \cdot H_i^X}{W_i^X \cdot H_u^X} \right  = \frac{ W_u^X }{ W_i^X } = \frac{ U_x }{ I_x }</math>  <math>\arg Z_x = \arg \frac{W_u^X}{W_i^X} = \varphi</math></p>
<p>2. u. rejestracji w f. czasie (zmiennoprądowy)</p> <p><math> Z_x  = \frac{U_{max}}{I_{max}}</math>; <math>\arg Z_x = \varphi</math>                  [ 9, 10, 17, 44, 49 ]</p>	<p><math>H_u^X = 1</math>; <math>W_u^X = U_x</math>; <math>H_i^X = 1</math>; <math>W_i^X = I_x</math>  <math> Z_x  = \left  \frac{W_u^X \cdot H_i^X}{W_i^X \cdot H_u^X} \right  = \frac{ W_u^X }{ W_i^X } = \frac{W_{u,max}^X}{W_{i,max}^X} = \frac{U_{x,max}}{I_{x,max}}</math>  <math>\arg Z_x = \arg \frac{W_u^X}{W_i^X} = \varphi</math></p>
<p>3. u. rejestracji X-Y (zmiennoprądowy)</p> <p><math>Re Z_x = f_1(a, b, c)</math>; <math>Im Z_x = f_2(a, b, c)</math>                  [ 6, 44, 49 ]</p>	<p><math>H_u^X = 1</math>; <math>W_u^X = U_x</math>; <math>H_i^X = 1</math>; <math>W_i^X = I_x</math>  <math>Z_x = \frac{W_u^X \cdot H_i^X}{W_i^X \cdot H_u^X} = \frac{W_u^X}{W_i^X} = \frac{U_x}{I_x} \rightarrow U_x = Z_x I_x</math>  <math>Re Z_x = f_1(a, b, c)</math>; <math>Im Z_x = f_2(a, b, c)</math></p>
<p>4. u. detekcji fazoczułości sygnału napięciowego</p> <p><math> I  = const</math>  <math>Z_x = \frac{1}{const} (Re U_x + j Im U_x)</math>                  [ 11, 37 ]</p>	<p><math>H_u^X = 1</math>; <math>W_u^X = U_x</math>; <math>H_i^X = 1</math>; <math>W_i^X = I</math>  <math>Z_x = \frac{W_u^X \cdot H_i^X}{W_i^X \cdot H_u^X} = \frac{Re W_u^X + j Im W_u^X}{ W_i^X } = \frac{1}{const} (Re U_x + j Im U_x)</math></p>

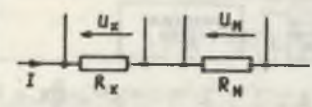
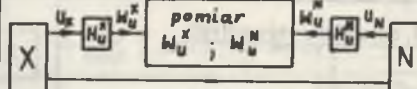
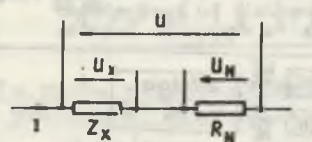
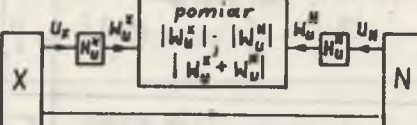
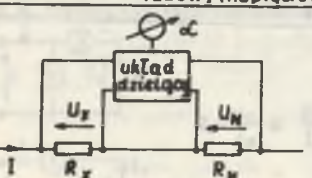
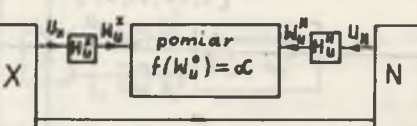


<p>5. u. detekcji fazoczułej sygnału prądowego</p> <p><math> U  = \text{const}</math></p> <p><math>Y_x = \frac{1}{\text{const}} (Re I_x + j Im I_x)</math></p> <p>[16, 34, 36, 43, 46, 59]</p>	<p>2</p> <p><math>U_x = U</math> ; <math> W_i^x  = \text{const}</math></p> <p><math>H_u^x = 1</math> ; <math>W_u^x = U</math> ; <math>H_i^x = 1</math> ; <math>W_i^x = I_x</math></p> <p><math>Y_x = \frac{W_i^x}{W_u^x} \cdot \frac{H_u^x}{H_i^x} = \frac{Re W_i^x + j Im W_i^x}{ W_u^x } = \frac{1}{\text{const}} (Re I_x + j Im I_x)</math></p>
<p>6. u. stanów nieustalonych (pom. pojemn.)</p> <p><math>C_x = \frac{\int i_x dt}{U_x}</math> [37]</p> <p>np. zastosowanie galvanometru balistycznego lub elektronicznych układów całkujących</p>	<p>2</p> <p><math>H_u^x = 1</math> ; <math>W_u^x = U_x</math> ; <math>H_i^x = 1</math> ; <math>W_i^x = i_x(t)</math></p> <p><math>s C_x = Y_x(s) = \frac{W_i^x(s)}{W_u^x(s)} \cdot \frac{H_u^x(s)}{H_i^x(s)} = i_x(s) \cdot \frac{1}{U_x}</math></p> <p><math>C_x = \frac{\int i_x(s)}{U_x} \rightarrow C_x = \frac{\int i_x dt}{U_x}</math></p>
<p>7. u. stanów nieustalonych (pomiar indukcyjności wzajemnej)</p> <p><math>M_x = \frac{\int u_x dt}{I_x}</math> [37]</p> <p>np. zastosowanie galvanometrów balistycznego, peźnego lub elektronicznych ukł. całkujących</p>	<p>2</p> <p><math>H_u^x = 1</math> ; <math>W_u^x = u_x(t)</math> ; <math>H_i^x = 1</math> ; <math>W_i^x = I_x</math></p> <p><math>s M_x = Z_x(s) = \frac{W_i^x(s)}{W_u^x(s)} \cdot \frac{H_u^x(s)}{H_i^x(s)} = u_x(s) \cdot \frac{1}{I_x}</math></p> <p><math>M_x = \frac{\int u_x(s)}{I_x} \rightarrow M_x = \frac{\int u_x dt}{I_x}</math></p>
<p>8. u. techniczny (stałoprądowy)</p> <p><math>R_x = \frac{U_x}{I_x} \approx \frac{U_v}{I_A}</math></p> <p>[8, 23, 35, 37]</p>	<p>2</p> <p><math>H_u^x = 1</math> ; <math>W_u^x = U_x</math> ; <math>H_i^x = 1</math> ; <math>W_i^x = I_x</math></p> <p><math>R_x = \frac{W_u^x}{W_i^x} \cdot \frac{H_i^x}{H_u^x} = \frac{W_u^x}{W_i^x} = \frac{U_x}{I_x}</math></p>

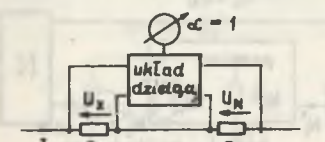
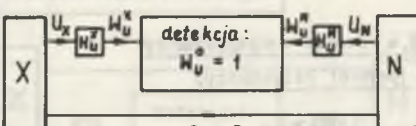
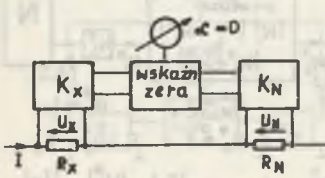
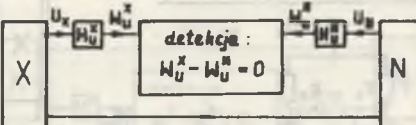
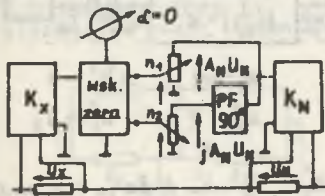
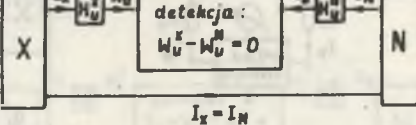
<p>9. omomierz szeregowy</p> <p><math>U = \text{const}</math></p> <p><math>I_x = \frac{U}{R_s + R_x} = \frac{C}{1 + \frac{R_x}{R_s}} = f(R_x)</math></p> <p>[8, 23, 35, 37]</p>	<p>2</p> <p><math>H_u^x = \frac{R_x}{R_x + 1}</math> ; <math>H_i^x = 1</math></p> <p><math>W_u^x = U_x \cdot H_u^x = U = \text{const}</math> ; <math>W_i^x = I_x</math></p> <p><math>R_x = \frac{W_u^x}{W_i^x} \cdot \frac{H_i^x}{H_u^x} \rightarrow W_i^x = \frac{W_u^x \cdot H_i^x}{R_x \cdot H_u^x} = \frac{U}{R_s + R_x} = f(R_x)</math></p>
<p>10. omomierz równoległy</p> <p><math>I_x = \frac{U}{R_d + R_A + \frac{R_A R_d}{R_x}}</math></p> <p><math>= \frac{C}{1 + \frac{R_x}{R_A}} = f(R_x)</math> (gdzie <math>R_r = \frac{R_A R_d}{R_A + R_d}</math>)</p> <p>[8, 23, 35, 37]</p>	<p>2</p> <p><math>H_u^x = R_d \left( \frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_x} \right)</math> ; <math>H_i^x = \frac{R_x}{R_A}</math></p> <p><math>W_u^x = U_x \cdot H_u^x = U = \text{const}</math> ; <math>W_i^x = I_x</math></p> <p><math>R_x = \frac{W_u^x}{W_i^x} \cdot \frac{H_i^x}{H_u^x} \rightarrow W_i^x = \frac{W_u^x \cdot H_i^x}{R_x \cdot H_u^x} = \frac{U}{R_x \cdot R_d \left( \frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_x} \right)} = \frac{U}{R_d + R_A + \frac{R_A R_d}{R_x}} = f(R_x)</math></p>
<p>11. układy zrównoważone (Logana)</p> <p><math>U_x K_u - I_x K_i = 0</math></p> <p><math>\frac{U_x}{I_x} = \frac{K_i}{K_u} \rightarrow Z_x = \frac{K_i}{K_u}</math></p> <p>[9, 20, 21, 27]</p>	<p>2</p> <p><math>H_u^x = K_u</math> ; <math>H_i^x = K_i</math></p> <p><math>W_u^x = U_x \cdot H_u^x = U = \text{const}</math> ; <math>W_i^x = I_x</math></p> <p><math>Z_x = \frac{W_u^x}{W_i^x} \cdot \frac{H_i^x}{H_u^x} = \frac{U}{I_x} = \frac{K_i}{K_u}</math></p>

Tablica 2

Układy bezpośredniego porównania ze wzorcem (stosowane w pomiarach immitancji i jej składowych)

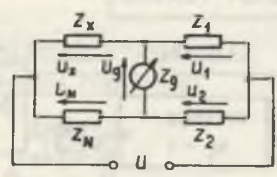
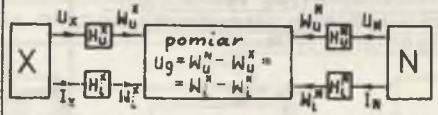
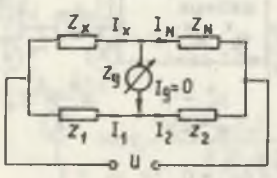
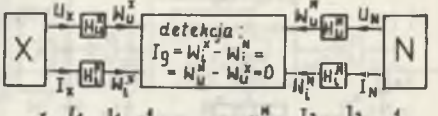
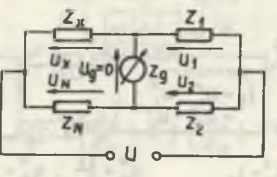
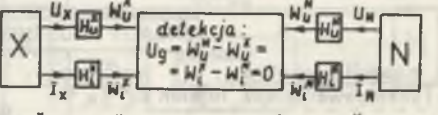
Stosowana nazwa układu-schemat ideowy-równanie układu- [lit.]	Schemat strukturalny, jego parametry i równania (por. równ. 7)
1	2
<b>UKŁADY PORÓWNIANIA NAPIĘĆ (RÓWNOPRĄDOWE)</b>	
<p>1. u. dwóch woltmierzów (pomiar rezyst.)</p>  $R_x = \frac{U_x}{U_N} R_N$ <p>[8, 23, 35, 37]</p>	 $I_x = I_N$ $H_U^X = 1 \quad H_i^X = 1 \quad H_U^N = 1$ $W_U^X = U_x \quad W_i^X = 1 \quad W_U^N = U_N$ $R_x^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = W_U^0 \rightarrow \frac{R_x}{R_N} = \frac{W_U^X}{W_U^N} = \frac{U_x}{U_N}$
<p>2. u. trzech woltmierzów</p>  $ Z_x  = \frac{ U_x }{ U_N } R_N$ $\cos \varphi_U = \frac{ U ^2 -  U_x ^2 -  U_N ^2}{2  U_x   U_N }$ <p>[8, 23, 35, 37]</p>	 $I_x = I_N$ $H_U^X = 1 \quad H_i^X = 1 \quad H_U^N = 1$ $W_U^X = U_x \quad W_i^X = 1 \quad W_U^N = U_N$ $Z_x^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = W_U^0 \rightarrow \frac{ Z_x  \cdot  W_U^X }{R_N \cdot  W_U^N } = \frac{ U_x }{ U_N }$ $\arg Z_x = \arg \frac{W_U^X}{W_U^N} = \arccos \frac{ W_U^X  \cdot  W_U^N  -  W_U^0 ^2}{2  W_U^X   W_U^N }$
<p>3. omierz ilorazowy (napięciowy)</p>  $\alpha = f\left(\frac{U_x}{U_N}\right) = f\left(\frac{R_x}{R_N}\right)$ <p>[29, 37]</p>	 $I_x = I_N$ $H_U^X = 1 \quad H_i^X = 1; W_i^X = 1 \quad H_U^N = 1$ $W_U^X = U_x \quad W_U^N = U_N$ $R_x^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = W_U^0 \rightarrow f\left(\frac{R_x}{R_N}\right) = f(W_U^0) = \alpha$

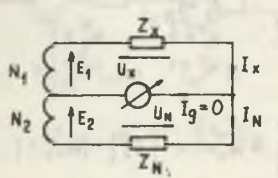
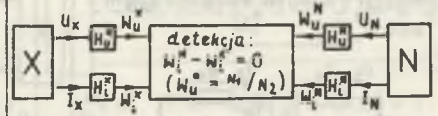
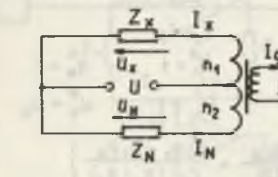
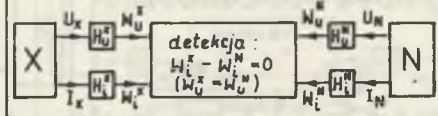
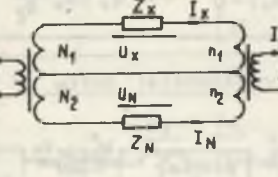
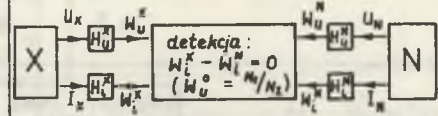
c.d. tablicy 2

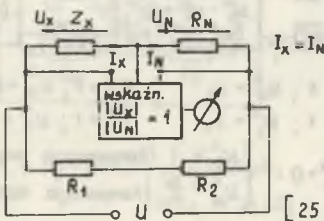
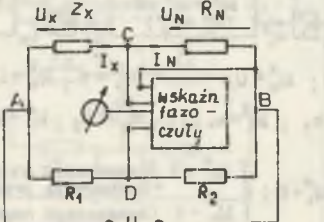
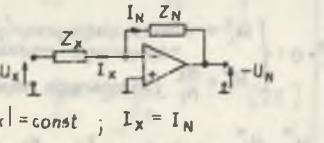
1	2
<p>4. równoprądowe komparatory ze wskaźn. ilorazowym (pomiar rezystancji)</p>  $\alpha = 1 \rightarrow \frac{U_x}{U_N} = 1 \rightarrow \frac{R_x}{R_N} = 1$ <p>(np. modyfikacje układów Kohrauscha i Millera) [16, 29]</p>	 $I_x = I_N$ $H_U^X = 1 \quad H_i^X = 1 \quad H_U^N = 1$ $W_i^X = 1$ $R_x^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = W_U^0 = 1 \rightarrow \frac{R_x}{R_N} = 1$
<p>5. równoprądowe komparatory ze wskaźnikiem zera</p> <p>a) pomiar rezystancji</p>  $U_x K_x - U_N K_N = 0$ $\frac{U_x}{U_N} = \frac{K_N}{K_x} \rightarrow \frac{R_x}{R_N} = \frac{K_N}{K_x}$ <p>(np. mostki Thomsona, Hilla, Logana układy z ind. dzieln. napięcia i magnet. komparat. prądów) [20, 27, 29]</p>	 $I_x = I_N$ $H_U^X = K_x \quad H_i^X = 1 \quad H_U^N = K_N$ $W_i^X = 1$ $W_U^X - W_U^N = 0 \rightarrow W_U^0 = 1$ $R_x^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = \frac{1}{H_U^0} = \frac{K_N}{K_x} \rightarrow \frac{R_x}{R_N} = \frac{K_N}{K_x}$
<p>b) pomiar impedancji</p>  $K_x U_x - K_N U_N (n_1 + j n_2) = 0$ $Z_x = R_N \frac{U_x}{U_N} = R_N \frac{K_N}{K_x} (n_1 + j n_2)$ $\operatorname{Re} Z_x = n_1 R_N \frac{K_N}{K_x}; \operatorname{Im} Z_x = n_2 R_N \frac{K_N}{K_x}$ <p>[20, 27, 29]</p>	 $I_x = I_N$ $H_U^X = K_x \quad H_i^X = 1 \quad H_U^N = K_N (n_1 + j n_2)$ $W_i^X = 1$ $W_U^X - W_U^N = 0 \rightarrow W_U^0 = 1$ $Z_x^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = \frac{1}{H_U^0} = \frac{K_N}{K_x} (n_1 + j n_2)$ $\operatorname{Re} Z_x = R_N \frac{K_N}{K_x} n_1; \operatorname{Im} Z_x = R_N \frac{K_N}{K_x} n_2$

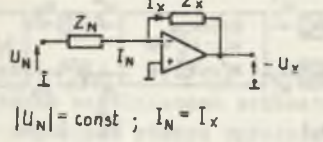
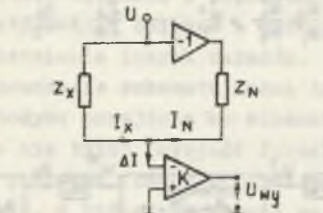
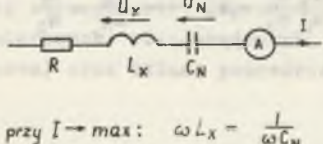
1	2
<b>UKŁADY PORÓWNANIA PRĄDÓW (RÓWNONAPIĘCIOWE)</b>	
<p><b>6. u. dwóch amperometry (pomiar rezystancji)</b></p> <p style="text-align: center;"><math>R_X = R_N \frac{I_N}{I_X}</math></p> <p style="text-align: center;">[ 8, 23, 35, 37 ]</p>	<p style="text-align: center;"><math>U_X = U_N</math></p> <p style="text-align: center;"> <math>H_i^X = 1</math>      <math>H_U^0 = 1</math>      <math>H_i^N = 1</math>  <math>W_i^X = I_X</math>      <math>W_U^0 = 1</math>      <math>W_i^N = I_N</math> </p> <p style="text-align: center;"> <math>R_X^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = \frac{1}{W_i^0} \rightarrow \frac{R_X}{R_N} = \frac{W_i^N}{W_i^X} = \frac{I_N}{I_X}</math> </p>
<p><b>7. u. trzech amperometry</b></p> <p style="text-align: center;"><math> Z_X  = R_N \frac{ I_N }{ I_X }</math></p> <p style="text-align: center;"><math>\cos \varphi_X = \frac{ I ^2 -  I_X ^2 -  I_N ^2}{2  I_X   I_N }</math></p> <p style="text-align: center;">[ 8, 23, 35, 37 ]</p>	<p style="text-align: center;"><math>U_X = U_N</math></p> <p style="text-align: center;"> <math>H_i^X = 1</math>      <math>H_U^0 = 1</math>      <math>H_i^N = 1</math>  <math>W_i^X = I_X</math>      <math>W_U^0 = 1</math>      <math>W_i^N = I_N</math> </p> <p style="text-align: center;"> <math>Z_X^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = \frac{1}{W_i^0} \rightarrow \frac{ Z_X }{R_N} = \frac{ W_i^N }{ W_i^X } = \frac{ I_N }{ I_X }</math> </p> <p style="text-align: center;"> <math>\arg Z_X = \arg \frac{W_i^N}{W_i^X} = \arccos \frac{ W_i^X + W_i^N ^2 -  W_i^X ^2 -  W_i^N ^2}{2  W_i^X   W_i^N }</math> </p>
<p><b>8. omomierz ilorazowy (prądowy)</b></p> <p style="text-align: center;"><math>\alpha = f\left(\frac{I_N}{I_X}\right) = f\left(\frac{R_X}{R_N}\right)</math></p> <p style="text-align: center;">(np. zastosowanie logometru)</p> <p style="text-align: center;">[ 8, 23, 35, 37 ]</p>	<p style="text-align: center;"><math>U_X = U_N</math></p> <p style="text-align: center;"> <math>H_i^X = 1</math>      <math>H_U^0 = 1</math>      <math>H_i^N = 1</math>  <math>W_i^X = I_X</math>      <math>W_U^0 = 1</math>      <math>W_i^N = I_N</math> </p> <p style="text-align: center;"> <math>R_X^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = \frac{1}{W_i^0} \rightarrow f\left(\frac{R_X}{R_N}\right) = f\left(\frac{1}{W_i^0}\right) = \alpha</math> </p>

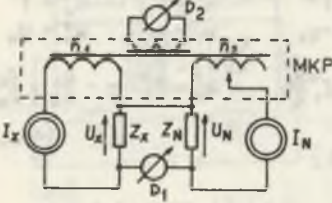
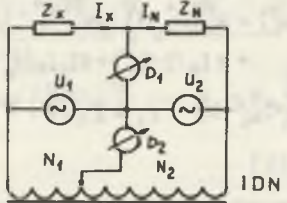
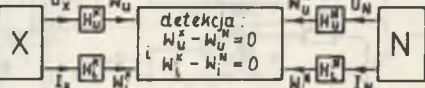
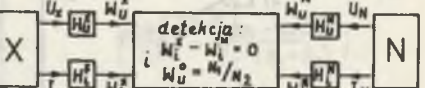
1	2
<b>9. równonapięciowe komparatory ze wskaźnikiem ilorazowym (pomiar rezystancji)</b>	
<p style="text-align: center;"><math>U = U_X = U_N</math></p> <p style="text-align: center;"><math>\alpha_0 = 1</math></p> <p style="text-align: center;">[ 29 ]</p> <p style="text-align: center;"><math>\alpha_0 = 1 \rightarrow \frac{I_N}{I_X} = 1 \rightarrow \frac{R_X}{R_N} = 1</math></p> <p style="text-align: center;">(np. modyfikacje układów Kohlrauscha i Millera)</p>	<p style="text-align: center;"><math>U_X = U_N</math></p> <p style="text-align: center;"> <math>H_i^X = 1</math>      <math>H_U^0 = 1</math>      <math>H_i^N = 1</math>  <math>W_i^X = I_X</math>      <math>W_U^0 = 1</math>      <math>W_i^N = I_N</math> </p> <p style="text-align: center;"> <math>R_X^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = \frac{1}{W_i^0} = 1 \rightarrow \frac{R_X}{R_N} = 1</math> </p>
<b>10. równonapięciowe komparatory ze wskaźnikiem zera</b>	
<p style="text-align: center;"><math>U = U_X = U_N</math></p> <p style="text-align: center;"><math>\alpha = 0</math></p> <p style="text-align: center;">[ 29 ]</p> <p style="text-align: center;"><math>I_X K_X - I_N K_N = 0</math></p> <p style="text-align: center;"><math>\frac{I_N}{I_X} = \frac{K_X}{K_N} \rightarrow \frac{Z_X}{R_N} = \frac{K_X}{K_N}</math></p> <p style="text-align: center;">(np. układy Kustersa i Soudersa z magnet. komparat. prądów, mostek Schmidta, ukł. Hewlett - Packard - porp. 15c)</p>	<p style="text-align: center;"><math>U_X = U_N</math></p> <p style="text-align: center;"> <math>H_i^X = K_X</math>      <math>H_U^0 = 1</math>      <math>H_i^N = K_N</math>  <math>W_U^0 = 1</math> </p> <p style="text-align: center;"> <math>W_i^X - W_i^N = 0 \rightarrow W_i^0 = 1</math> </p> <p style="text-align: center;"> <math>Z_X^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = H_i^0 \rightarrow \frac{Z_X}{R_N} = \frac{K_X}{K_N}</math> </p>
<b>UKŁADY MOSTKOWE</b>	
<b>11. mostki wychytowe a) szeregowe połączenie ramion Z_X i Z_N</b>	
<p style="text-align: center;"> <math>I_g = f(Z_X)</math> przy stałych  <math>U; Z_N; Z_1; Z_2; Z_g</math> </p> <p style="text-align: center;">[ 25, 49 ]</p>	<p style="text-align: center;"><math>U_X = U_N</math></p> <p style="text-align: center;"> <math>H_U^X = \frac{I_1}{U_X}; W_U^X = I_1</math>      <math>H_U^N = \frac{I_2}{U_N}; W_U^N = I_2</math>  <math>H_i^X = 1; W_i^X = I_X</math>      <math>H_i^N = 1; W_i^N = I_N</math> </p> <p style="text-align: center;"> <math>Z_X^0 \frac{H_U^0}{H_i^0} = \frac{W_U^0}{W_i^0} = \frac{1 - I_g / W_U^N}{1 + I_g / W_i^N} = F(I_g, W_U^N, W_i^N)</math> </p> <p style="text-align: center;">stąd: <math>I_g = f(Z_X)</math> przy stałych parametrach układu</p>

<p>1</p> <p>b) równoległe połączenie ramion <math>Z_X</math> i <math>Z_N</math></p>  <p style="text-align: center;"><math>U_g = F(Z_X) \Big _{\text{przy stałych } U, Z_N, Z_1, Z_2, Z_g}</math></p> <p style="text-align: right;">[25, 30]</p>	<p>2</p>  <p style="text-align: center;"><math>H_u^X = 1; W_u^X = U_x \quad H_u^N = 1; W_u^N = U_N</math>  <math>H_i^X = \frac{U_1}{I_x}; W_i^X = U_1 \quad H_i^N = \frac{U_2}{I_N}; W_i^N = U_2</math></p> <p style="text-align: center;"><math>Z_x^0 \frac{H_u^X}{H_i^X} = \frac{W_u^X}{W_i^X} = \frac{1 - U_g / W_u^N}{1 + U_g / W_i^N} = F(U_g, W_u^N, W_i^N)</math></p> <p style="text-align: center;">stad: <math>I_g = f(Z_X) \Big _{\text{przy stałych parametrach układu}}</math></p>
<p>12. mostki zrównoważone bez sprzężeń wzajemnych</p> <p>a) szeregowe połączenie ramion <math>Z_X</math> i <math>Z_N</math></p>  <p style="text-align: center;"><math>\frac{Z_X}{Z_N} = \frac{Z_1}{Z_2} \quad [25]</math></p> <p>(por. komparatory równoprądowe - p. 5.)</p>	<p>2</p>  <p style="text-align: center;"><math>H_u^X = \frac{I_1}{U_x} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{1}{Z_1} \quad H_u^N = \frac{I_2}{U_N} = \frac{I_2}{U_2} = \frac{1}{Z_2}</math>  <math>W_u^X = I_1 \quad W_u^N = I_2</math>  <math>H_i^X = 1; W_i^X = I_x \quad H_i^N = 1; W_i^N = I_N</math></p> <p style="text-align: center;">dla <math>I_g = 0 \rightarrow W_i^0 = 1</math> i <math>W_u^0 = 1</math></p> <p style="text-align: center;"><math>Z_x^0 = \frac{W_u^0}{W_i^0} \cdot \frac{H_i^0}{H_u^0} \rightarrow \frac{Z_X}{Z_N} = \frac{Z_1}{Z_2}</math></p>
<p>b) równoległe połączenie ramion <math>Z_X</math> i <math>Z_N</math></p>  <p style="text-align: center;"><math>\frac{Z_X}{Z_N} = \frac{Z_1}{Z_2} \quad [25]</math></p> <p>(por. komparatory równonapięciowe p.10)</p>	<p>2</p>  <p style="text-align: center;"><math>H_u^X = 1; W_u^X = U_x \quad H_u^N = 1; W_u^N = U_N</math>  <math>H_i^X = \frac{U_1}{I_x} = \frac{U_1}{I_1} = Z_1 \quad H_i^N = \frac{U_2}{I_N} = \frac{U_2}{I_2} = Z_2</math>  <math>W_i^X = U_1 \quad W_i^N = U_2</math></p> <p style="text-align: center;">dla <math>U_g = 0 \rightarrow W_u^0 = 1</math> i <math>W_i^0 = 1</math></p> <p style="text-align: center;"><math>Z_x^0 = \frac{W_u^0}{W_i^0} \cdot \frac{H_i^0}{H_u^0} \rightarrow \frac{Z_X}{Z_N} = \frac{Z_1}{Z_2}</math></p>

<p>1</p> <p>13. mostki transformatorowe</p> <p>a) mostek 1-transform. (z indukcyjnym dzielnikiem napięcia)</p>  <p style="text-align: center;"><math>\frac{Z_X}{Z_N} = \frac{N_1}{N_2} \quad [29, 37]</math></p>	<p>2</p>  <p style="text-align: center;"><math>H_u^X = 1; W_u^X = U_x \quad H_u^N = 1; W_u^N = U_N</math>  <math>H_i^X = 1; W_i^X = I_x \quad H_i^N = 1; W_i^N = I_N</math></p> <p style="text-align: center;">przy <math>W_i^0 = 1</math> (kompensacja prądów)  <math>W_i^0 - W_i^0 = 0: \begin{cases} W_u^0 = \frac{N_1}{N_2} \text{ (komparacja napięć)} \end{cases}</math></p> <p style="text-align: center;"><math>Z_x^0 = \frac{W_u^0}{W_i^0} \cdot \frac{H_i^0}{H_u^0} = W_u^0 \rightarrow \frac{Z_X}{Z_N} = \frac{N_1}{N_2}</math></p>
<p>b) mostek 1-transform. (z magnet. komparatorem prądów)</p>  <p style="text-align: center;"><math>\frac{Z_X}{Z_N} = \frac{n_1}{n_2} \quad [29, 37]</math></p>	<p>2</p>  <p style="text-align: center;"><math>H_u^X = 1; W_u^X = U_x \quad H_u^N = 1; W_u^N = U_N</math>  <math>H_i^X = n_1; W_i^X = n_1 I_x \quad H_i^N = n_2; W_i^N = n_2 I_N</math></p> <p style="text-align: center;">przy <math>W_i^0 = 1</math> (kompensacja przepływów = komparacja prądów)  <math>W_i^0 - W_i^0 = 0: \begin{cases} W_u^0 = 1 \text{ (komparacja napięć)} \end{cases}</math></p> <p style="text-align: center;"><math>Z_x^0 = \frac{W_u^0}{W_i^0} \cdot \frac{H_i^0}{H_u^0} = H_i^0 \rightarrow \frac{Z_X}{Z_N} = \frac{n_1}{n_2}</math></p>
<p>c) mostek 2-transform. (a + b)</p>  <p style="text-align: center;"><math>\frac{Z_X}{Z_N} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{n_1}{n_2} \quad [29, 37]</math></p>	<p>2</p>  <p style="text-align: center;"><math>H_u^X = 1; W_u^X = U_x \quad H_u^N = 1; W_u^N = U_N</math>  <math>H_i^X = n_1; W_i^X = n_1 I_x \quad H_i^N = n_2; W_i^N = n_2 I_N</math></p> <p style="text-align: center;">przy <math>W_i^0 = 1</math> (kompensacja przepływów = komparacja prądów)  <math>W_i^0 - W_i^0 = 0: \begin{cases} W_u^0 = \frac{N_1}{N_2} \text{ (komparacja napięć)} \end{cases}</math></p> <p style="text-align: center;"><math>Z_x^0 = \frac{W_u^0}{W_i^0} \cdot \frac{H_i^0}{H_u^0} = W_u^0 H_i^0 \rightarrow \frac{Z_X}{Z_N} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{n_1}{n_2}</math></p>

<p>14. mostki w quasi-równowadze</p> <p>a) mostki z wskaźn. komparacyjnym</p>  <p style="text-align: right;">[ 25 ]</p> <p>b) mostek ze wskaźn. fazoczułym</p>  <p style="text-align: right;">[ 25 ]</p>	<p style="text-align: center;">2</p> <p>detekcja: <math> W_U^x / W_U^N  = 1</math></p> <p><math>I_x = I_N</math></p> <p><math>H_U^x = 1</math>    <math>H_U^N = 1</math>    <math>H_U^0 = 1</math>  <math>W_U^x = U_x</math>    <math>W_U^N = U_N</math>    <math>W_U^0 = U_N</math></p> <p><math>Z_x^0 = \frac{W_U^0 H_U^0}{W_U^x H_U^x} = W_U^0 \rightarrow  Z_x^0  =  W_U^0  = 1</math></p> <p style="text-align: center;">[ <math>Z_x</math> ] = <math>R_N</math></p> <hr/> <p>arg(<math>\frac{W_U^x}{W_U^N}</math>) = <math>\frac{\pi}{2}</math></p> <p><math>I_x = I_N</math></p> <p><math>H_U^x = \frac{U_{CD}}{U_x}</math>    <math>H_U^N = 1</math>    <math>H_U^0 = 1</math>  <math>W_U^x = U_{CD}</math>    <math>W_U^N = U_N</math>    <math>W_U^0 = U_N</math></p> <p style="text-align: center;">(<math>\frac{U_{CD}}{U_x} = \frac{Z_x R_2 - R_1 R_N}{Z_x (R_1 + R_2)}</math>)</p> <p><math>\frac{W_U^0}{W_U^x} = Z_x \frac{H_U^0}{H_U^x} \rightarrow W_U^0 = Z_x^0 H_U^0</math></p> <p>arg(<math>W_U^0</math>) = arg(<math>Z_x^0 H_U^0</math>) = <math>\frac{\pi}{2}</math></p> <p>Re(<math>Z_x^0 H_U^0</math>) = 0 <math>\rightarrow R_x = R_N \frac{R_1}{R_2}</math></p>
<p><b>UKŁADY INNE</b></p>	
<p>15. układy ze wzmacniaczami operac.</p> <p>a) wzorzec <math>Z_N</math> w pętli sprzęż. zwr.</p>  <p style="text-align: right;">[ 18, 34, 36, 46, 54, 59 ]</p>	<p style="text-align: center;">2</p> <p>pomiar <math>W_U^x = W_U^N</math></p> <p><math>I_x = I_N</math></p> <p><math>H_U^x = 1</math>    <math>H_U^N = 1</math>    <math>H_U^0 = 1</math>  <math>W_U^x = U_x</math>    <math>W_U^N = -U_N</math>    <math>W_U^0 = -U_N</math></p> <p><math>\frac{W_U^0}{W_U^x} = Z_x \frac{H_U^0}{H_U^x} = W_U^0 = 1 \rightarrow Z_x = \frac{Z_N}{\omega L_x}</math></p> <p style="text-align: right;">[ 8, 23, 35, 37 ]</p>

<p style="text-align: center;">1</p> <p>b) imped. <math>Z_x</math> w pętli sprzęż. zwr.</p>  <p style="text-align: right;">[ 54, 59 ]</p> <p>uw - (a) i (b) - układy równoprądowe</p> <p>c) układ równonapięciowy</p>  <p style="text-align: right;">[ 12, 1, 24, 28 ]</p>	<p style="text-align: center;">2</p> <p>pomiar <math>W_U^x = W_U^N</math></p> <p><math>I_x = I_N</math></p> <p><math>H_U^x = 1</math>    <math>H_U^N = 1</math>    <math>H_U^0 = 1</math>  <math>W_U^x = -U_x</math>    <math>W_U^N = U_N</math>    <math>W_U^0 = U_N</math></p> <p><math>\frac{W_U^0}{W_U^x} = Z_x \frac{H_U^0}{H_U^x} \rightarrow W_U^0 = Z_x^0 \rightarrow -\frac{U_x}{U_N} = \frac{Z_x}{Z_N}</math></p> <p style="text-align: right;">[ <math>Z_x</math> ] = <math>-\frac{Z_x}{Z_N} U_N</math></p> <hr/> <p><math>U_x = U_N</math></p> <p>pomiar <math>W_U^x - W_U^N</math></p> <p><math>H_U^x = -K</math>    <math>H_U^N = 1</math>    <math>H_U^0 = -K</math>  <math>W_U^x = -K I_x</math>    <math>W_U^N = U_N</math>    <math>W_U^0 = -K I_N</math></p> <p><math>\frac{W_U^0}{W_U^x} = Z_x \frac{H_U^0}{H_U^x} \rightarrow W_U^0 = \frac{1}{Z_x} = Y_x^0</math></p> <p><math>(W_U^x - W_U^N) = W_U^N (W_U^0 - 1) = W_U^N (Y_x^0 - 1)</math></p> <p style="text-align: right;">= <math>K I_N (1 - Y_x^0) = K I_N Z_N (\frac{1}{Z_N} - \frac{1}{Z_x}) = f(Z_x)</math></p> <p>przy <math>(W_U^x - W_U^N) = 0 : Z_x = Z_N</math></p>
<p>16. układ rezonansowy</p>  <p style="text-align: right;">[ 8, 23, 35, 37 ]</p>	<p style="text-align: center;">2</p> <p>detekcja: <math>W_U^x = W_U^N</math></p> <p><math>I_x = I_N</math></p> <p><math>H_U^x = 1</math>    <math>H_U^N = 1</math>    <math>H_U^0 = 1</math>  <math>W_U^x = U_x</math>    <math>W_U^N = -U_N</math>    <math>W_U^0 = -U_N</math></p> <p><math>Z_x^0 = \frac{W_U^0 H_U^0}{W_U^x H_U^x} = W_U^0 = 1 \rightarrow Z_x = \frac{Z_N}{\omega L_x}</math></p> <p style="text-align: right;">[ 8, 23, 35, 37 ]</p>

1	2																
<p>17. układy z oddzielną detekcją stanu zerowego (2 wskaźn. zera)</p> <p>a) układ z magnetycznym komparatorom prądów</p>  <p>przy <math>D_1 \rightarrow 0</math> i <math>D_2 \rightarrow 0</math></p> $\frac{Z_x}{Z_N} = \frac{n_1}{n_2}$ <p>(np. układ Kustersa) [15, 29]</p> <p>b) układ z indukcyjnym dzielnikiem napięcia</p>  <p>przy <math>D_1 \rightarrow 0</math> i <math>D_2 \rightarrow 0</math></p> $\frac{Z_x}{Z_N} = \frac{N_1}{N_2}$ [29]	 <table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="width: 50%; border: none;"><math>H_U^X = 1</math></td> <td style="width: 50%; border: none;"><math>H_U^N = 1</math></td> </tr> <tr> <td style="border: none;"><math>W_U^X = U_X</math></td> <td style="border: none;"><math>W_U^N = U_N</math></td> </tr> <tr> <td style="border: none;"><math>H_I^X = n_1</math></td> <td style="border: none;"><math>H_I^N = n_2</math></td> </tr> <tr> <td style="border: none;"><math>W_I^X = n_1 I_X</math></td> <td style="border: none;"><math>W_I^N = n_2 I_N</math></td> </tr> </table> <p>z war. detekcji: <math>W_U^0 = 1</math> i <math>W_I^0 = 1</math></p> $Z_x^0 = \frac{W_U^0}{W_I^0} \frac{H_I^0}{H_U^0} = H_I^0 \rightarrow \frac{Z_x}{Z_N} = \frac{n_1}{n_2}$   <table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="width: 50%; border: none;"><math>H_U^X = 1</math></td> <td style="width: 50%; border: none;"><math>H_U^N = 1</math></td> </tr> <tr> <td style="border: none;"><math>W_U^X = U_X</math></td> <td style="border: none;"><math>W_U^N = U_N</math></td> </tr> <tr> <td style="border: none;"><math>H_I^X = 1</math></td> <td style="border: none;"><math>H_I^N = 1</math></td> </tr> <tr> <td style="border: none;"><math>W_I^X = I_X</math></td> <td style="border: none;"><math>W_I^N = I_N</math></td> </tr> </table> <p>z war. detekcji: <math>W_U^0 = 1</math> i <math>W_U^0 = \frac{N_1}{N_2}</math></p> $Z_x^0 = \frac{W_U^0}{W_I^0} \frac{H_I^0}{H_U^0} = W_U^0 \rightarrow \frac{Z_x}{Z_N} = \frac{N_1}{N_2}$	$H_U^X = 1$	$H_U^N = 1$	$W_U^X = U_X$	$W_U^N = U_N$	$H_I^X = n_1$	$H_I^N = n_2$	$W_I^X = n_1 I_X$	$W_I^N = n_2 I_N$	$H_U^X = 1$	$H_U^N = 1$	$W_U^X = U_X$	$W_U^N = U_N$	$H_I^X = 1$	$H_I^N = 1$	$W_I^X = I_X$	$W_I^N = I_N$
$H_U^X = 1$	$H_U^N = 1$																
$W_U^X = U_X$	$W_U^N = U_N$																
$H_I^X = n_1$	$H_I^N = n_2$																
$W_I^X = n_1 I_X$	$W_I^N = n_2 I_N$																
$H_U^X = 1$	$H_U^N = 1$																
$W_U^X = U_X$	$W_U^N = U_N$																
$H_I^X = 1$	$H_I^N = 1$																
$W_I^X = I_X$	$W_I^N = I_N$																

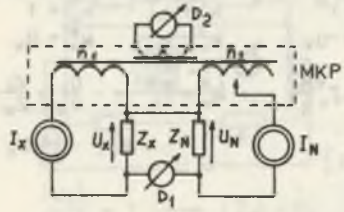
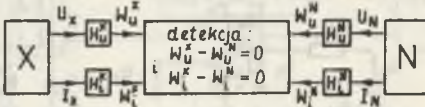
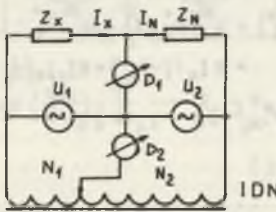
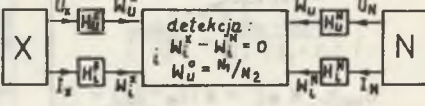
### 3. WARIANTY UOGÓLNIENEGO SCHEMATU STRUKTURALNEGO

Z tablic 1 i 2 wynika, że tylko niektóre układy pomiarowe odpowiadają kompletnemu uogólnionemu schematowi strukturalnemu z rys. 2. Większość układów odpowiada różnym uproszczonym wariantom tego schematu. Wynika stąd wniosek, że poszczególne grupy układów pomiarowych mogą być wyprowadzone z uogólnionego schematu poprzez upraszczanie jego struktury. Postępowanie takie przedstawiono w tablicy 3, gdzie w poz. 1 umieszczono schemat uogólniony, a następnie - kolejne jego uproszczenia wraz z równaniami przetwarzania. Dodatkowo w tablicy 3 wymieniono nazwy odpowiednich układów pomiarowych, których przyporządkowanie poszczególnym schematom strukturalnym zostało wykazane w poprzednich tablicach 1 i 2. Wymieniono tutaj układy stosowane, opisane w dostępnej literaturze, nie wykluczając możliwości istnienia innych układów.

Upraszczenie schematu można traktować jako pierwszy etap w poszukiwanej metodyce przejścia ze schematu uogólnionego do rozwiązań szczegółowych. Jest to nie tylko czynność formalna, bowiem ma ona istotny sens fizyczny. Po pierwsze, każdy schemat reprezentuje określoną grupę układów pomiarowych, w której zachowane są pewne identyczne warunki przetwarzania (np. przetwarzanie z bezpośrednim lub pośrednim udziałem wzorca, przetwarzanie równoprądowe lub równonapięciowe, przetwarzanie w warunkach wymuszonego sygnału wyjściowego itp.). Po drugie, każdy schemat wskazuje kierunek poszukiwania odpowiednich realizacji układowych.

Możliwe jest tworzenie dowolnie rozbudowanej hierarchii schematów strukturalnych.

Dla przejrzystości dalszych rozważań wystarczy wyróżnienie trzech podstawowych wariantów uogólnionego schematu, podanych w pozycjach 2, 3 i 4 tablicy 3 (są to warianty, z których utworzone zostały wszystkie następne schematy szczegółowe). Reprezentują one trzy charakterystyczne grupy układów pomiarowych: równoprądowych, równonapięciowych (z bezpośrednim udziałem wzorca) oraz układy pośredniego porównania ze wzorcem.

1	2
<p>17. układy z oddzielną detekcją stanu zerowego (2 wskaźn. zera)</p> <p>a) układ z magnetycznym komparatorom prądów</p>  <p>przy <math>D_1 \rightarrow 0</math> i <math>D_2 \rightarrow 0</math></p> $\frac{Z_x}{Z_N} = \frac{n_1}{n_2}$ <p>(np. układ Kustersa) [15, 29]</p>	 $\begin{aligned} H_U^x &= 1 & H_U^N &= 1 \\ W_U^x &= U_x & W_U^N &= U_N \\ H_i^x &= n_1 & H_i^N &= n_2 \\ W_i^x &= n_1 I_x & W_i^N &= n_2 I_N \end{aligned}$ <p>z war. detekcji: <math>W_U^0 = 1</math> i <math>W_i^0 = 1</math></p> $Z_x^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = H_i^0 \rightarrow \frac{Z_x}{Z_N} = \frac{n_1}{n_2}$
<p>b) układ z indukcyjnym dzielnikiem napięcia</p>  <p>przy <math>D_1 \rightarrow 0</math> i <math>D_2 \rightarrow 0</math></p> $\frac{Z_x}{Z_N} = \frac{N_1}{N_2}$ <p>[29]</p>	 $\begin{aligned} H_U^x &= 1 & H_U^N &= 1 \\ W_U^x &= U_x & W_U^N &= U_N \\ H_i^x &= 1 & H_i^N &= 1 \\ W_i^x &= I_x & W_i^N &= I_N \end{aligned}$ <p>z war. detekcji: <math>W_i^0 = 1</math> i <math>W_U^0 = \frac{N_1}{N_2}</math></p> $Z_x^0 = \frac{W_U^0 \cdot H_i^0}{W_i^0 \cdot H_U^0} = W_U^0 \rightarrow \frac{Z_x}{Z_N} = \frac{N_1}{N_2}$

### 3. WARIANTY UOGÓLNIENEGO SCHEMATU STRUKTURALNEGO

Z tablic 1 i 2 wynika, że tylko niektóre układy pomiarowe odpowiadają kompletnemu uogólnionemu schematowi strukturalnemu z rys. 2. Większość układów odpowiada różnym uproszczonym wariantom tego schematu. Wynika stąd wniosek, że poszczególne grupy układów pomiarowych mogą być wyprowadzone z uogólnionego schematu poprzez upraszczanie jego struktury. Postępowanie takie przedstawiono w tablicy 3, gdzie w poz. 1 umieszczono schemat uogólniony, a następnie - kolejne jego uproszczenia wraz z równaniami przetwarzania. Dodatkowo w tablicy 3 wymieniono nazwy odpowiednich układów pomiarowych, których przyporządkowanie poszczególnym schematom strukturalnym zostało wykazane w poprzednich tablicach 1 i 2. Wymieniono tutaj układy stosowane, opisane w dostępnej literaturze, nie wykluczając możliwości istnienia innych układów.

Upraszczenie schematu można traktować jako pierwszy etap w poszukiwanej metodyce przejścia ze schematu uogólnionego do rozwiązań szczegółowych. Jest to nie tylko czynność formalna, bowiem ma ona istotny sens fizyczny. Po pierwsze, każdy schemat reprezentuje określoną grupę układów pomiarowych, w której zachowane są pewne identyczne warunki przetwarzania (np. przetwarzanie z bezpośrednim lub pośrednim udziałem wzorca, przetwarzanie równoprądowe lub równonapięciowe, przetwarzanie w warunkach wymuszonego sygnału wyjściowego itp.). Po drugie, każdy schemat wskazuje kierunek poszukiwania odpowiednich realizacji układowych.

Możliwe jest tworzenie dowolnie rozbudowanej hierarchii schematów strukturalnych.

Dla przejrzystości dalszych rozważań wystarczy wyróżnienie trzech podstawowych wariantów uogólnionego schematu, podanych w pozycjach 2, 3 i 4 tablicy 3 (są to warianty, z których utworzone zostały wszystkie następne schematy szczegółowe). Reprezentują one trzy charakterystyczne grupy układów pomiarowych: równoprądowych, równonapięciowych (z bezpośrednim udziałem wzorca) oraz układy pośredniego porównania ze wzorcem.

Tablica 3

Upraszczanie uogólnionego schematu strukturalnego (oznaczenia i symbole graficzne - wg objaśnień w rozdz. 2)

Lp.	Schematy strukturalne	Równania przetwarzania	Nazwy odpowiednich układów (por. tabl. 1 i 2)	
1		$\frac{W_u^0}{W_1^0} = Z_x \frac{H_u^0}{H_1^0}$	Układy mostkowe (wychyłowe, zrównoważone, transformatorowe); układy komparacyjne, 2-wskaźnikowe (Kustersa, Miłka)	Równoprądowe
2		$\frac{W_u^x}{W_1^x} = Z_x \frac{H_u^x}{H_1^x}$	Układy komparacyjne, mostkowe-quasi-zrównoważone, rezonansowe; układy Logana; omomierz ilorazowy (napięciowy); ukł. 2 i 3 woltomierzy	
2a		Jak w poz. 2 przy $ W_u^x  = \text{const}$	Układy ze wzmacniaczem operacyjnym ( $Z_N$ w pętli sprzężenia)	
2b		Jak w poz. 2 przy $ W_1^x  = \text{const}$	Układy ze wzmacn. operac. ( $Z_x$ w pętli sprzęż.)	
3		$\frac{W_1^x}{W_1^0} = i_x \frac{H_1^x}{H_1^0}$	Układy komparacyjne; omomierz ilorazowy (prądowy); ukł. 2 i 3 amperomierzy	
3a		Jak w poz. 3 przy $ W_1^x  = \text{const}$	-	
3b		Jak w poz. 3 przy $ W_1^0  = \text{const}$	-	
4		$\frac{W_u^x}{W_1^x} = Z_x \frac{H_u^x}{H_1^x}$	Układy techniczne; układy rejestracji f(t) i X-Y; układy stanów nieustalonych; układy Logana	Równonapięciowe
4a		Jak w poz. 4 przy $ W_1^x  = \text{const}$	Układy detekcji fazoczułej (sygnału napięciowego)	
4b		Jak w poz. 4 przy $ W_u^x  = \text{const}$	Układy detekcji fazoczułej (sygnału prądowego); omomierz szeregowy; omomierz równoległy	

Metody bezpośredniego porównania ze wzorcem (BPW)  
Met. pośredniego porównania ze wzorcem (PPW)

4. SPOSOBY PRZETWARZANIA SYGNAŁÓW WYJŚCIOWYCH

Drugim bardzo istotnym etapem metodyki przejścia z uogólnionego schematu strukturalnego do różnych układów pomiarowych jest określenie sposobów przetwarzania sygnałów wyjściowych. Przetwornik wyjściowy PW może realizować różne operacje funkcyjne na doprowadzonych sygnałach; może służyć do mierzenia wartości sygnałów lub do stwierdzenia pewnych stanów, do których świadomie sprowadzany jest układ pomiarowy.

Z uogólnionych równań przetwarzania (7) wynika, że przetwarzaniu wyjściowemu powinien podlegać iloraz sygnałów  $W_u^0$  i  $W_1^0$ . Istnieje tutaj możliwość zastosowania trzech podstawowych i zasadniczo różniących się sposobów przetwarzania, a mianowicie:

1° - pomiar ilorazu  $\frac{W_u^0}{W_1^0}$  (modułu i fazy lub składowych ortogonalnych), realizowany w układach niezrównoważonych;

2° - detekcja stanu równowagi, tj. stanu, w którym  $\frac{W_u^0}{W_1^0} = 1$ .

Taki sposób detekcji realizowany jest w układach zrównoważonych, w których równania przetwarzania (7) przekształcają się do postaci

$$Z_x^0 = \frac{H_u^0}{H_1^0} = \frac{1}{Y_x^0}, \text{ zwanych równaniami równowagi;}$$

3° - detekcja stanu quasi-równowagi, tj. stanu, w którym spełniona jest relacja  $F(W_u^0/W_1^0) = \text{const}$ . Taki sposób detekcji realizowany jest w układach quasi-zrównoważonych, w których równania przetwarzania (7) przekształcają się do postaci  $Z_x^0 = f(\text{const}; H_u^0; H_1^0) = \frac{1}{Y_x^0}$ , zwanych równaniami quasi-równowagi.

Praktyczna realizacja wymienionych sposobów przetwarzania (1°, 2°, 3°) odbywa się za pomocą różnego rodzaju przetworników wyjściowych (PW), które ogólnie można podzielić na dwie grupy:

- mierniki wychyłowe, stosowane w układach niezrównoważonych, do których m.in. zaliczyć można różnego rodzaju mierniki prądów, napięć i ich składowych, mierniki przesunięcia fazowego, mierniki ilorazowe, rejestratory, oscylografy itp.;
- detektory stanu (równowagi bądź quasi-równowagi), do których przede wszystkim zalicza się wskaźniki zera, wskaźniki różnicowe, wskaźniki fazoczułe itp.



Sygnałem podlegającym przetwarzaniu wyjściowemu (PW) nie musi być (i na ogół nie jest) iloraz  $W_u^0/W_1^0$ . Stosując wymienione wyżej przetworniki wyjściowe najczęściej wykorzystuje się jeden lub dwa sygnały ( $W_1; W_2$ ) wybrane spośród czterech możliwych:  $W_u^X, W_1^X, W_u^N, W_1^N$ , przy czym nie wykorzystane w przetworniku sygnały mają stałe i znane wartości (por. tabl. 1 i 2).

Pomiar ilorazu  $\frac{W_1}{W_2}$  można zastąpić jednoczesnym, lecz oddzielnym pomiarem sygnałów  $W_1$  i  $W_2$ , pomiarem jednego z sygnałów - np.  $W_1$  przy  $|W_2| = \text{const}$  lub jeszcze innymi pomiarami.

Detekcję stanu  $\frac{W_1}{W_2} = 1$  można zastąpić detekcją stanu  $W_1 = W_2$  lub stanu  $W_1 - W_2 = 0$ . W każdym przypadku wymagane jest zastosowanie innego detektora. Najczęściej stosowane są wskaźniki zera, które umożliwiają stwierdzenie zerowej różnicy dwóch sygnałów.

Detekcję stanu  $F(W_1/W_2) = \text{const}$  realizuje się najczęściej za pomocą wskaźników stwierdzających stan  $|W_1|/|W_2| = 1$  lub stan  $\arg W_1/W_2 = \pi/2$ .

Tablica 4  
Równania układów pomiarowych  
w zależności od sposobu przetwarzania sygnałów wyjściowych

Układy niezrównoważone	Układy zrównoważone		Układy quasi-zrównoważone		
	pomiar	równanie przetwarzania	detekcja	równanie równowagi	detekcja
$W_1/W_2$ lub $W_1$ i $W_2$	$\frac{W_1}{W_2} = Z \frac{H_1}{H_2}$	$\frac{W_1}{W_2} = 1$	$Z = \frac{H_2}{H_1}$	$F(\frac{W_1}{W_2}) = \text{const}$	$Z = f(\text{const}, H_1, H_2)$
$W_1$ (lub $W_2$ )	$W_1 = Z \frac{H_1}{H_2} W_2$	$W_1 = W_2$	$Z = \frac{H_2}{H_1}$	$\frac{ W_1 }{ W_2 } = 1$	$ Z  = \frac{ H_2 }{ H_1 }$
$W_1 - W_2$	$W_1 - W_2 = W_2(Z \frac{H_1}{H_2} - 1)$	$W_1 - W_2 = 0$	$Z = \frac{H_2}{H_1}$	$\arg \frac{W_1}{W_2} = \pi/2$	$\text{Re}(Z \frac{H_1}{H_2}) = 0$

Omówione zróżnicowanie sposobów przetwarzania sygnałów wyjściowych prowadzi w konsekwencji do dalszego zróżnicowania układów pomiarowych w ramach trzech podstawowych grup ( $1^0, 2^0, 3^0$ ). W każdym przypadku otrzymuje się na ogół inne równanie opisujące dane układy, wynikające jednak z uogólnionego równania przetwarzania (7). Przykładowe zestawienie równań różnych układów dla najczęściej stosowanych sposobów przetwarzania sygnałów wyjściowych przedstawiono w tablicy 4, gdzie przyjęto oznaczenia  $H_1, H_2$  i  $Z$  - odpowiednio do wybranych sygnałów  $W_1$  i  $W_2$ . W analogiczny sposób można ująć inne nie rozważone przypadki.

Istotne jest wyróżnienie trzech charakterystycznych grup układów: niezrównoważonych, zrównoważonych i quasi-zrównoważonych, które mogą być realizowane nie tylko w ramach uogólnionego schematu strukturalnego lecz także w każdym z trzech jego wariantów podstawowych (tabl. 3, poz. 2, 3, 4). Nie każda z wymienionych możliwości realizacyjnych została wykorzystana w znanych z literatury układach (rozdz. 5 i 7.1).

Pewnego uzupełnienia wymagają rozważania dotyczące układów zrównoważonych. Oprócz klasycznej w tym przypadku detekcji stanu  $\frac{W_1}{W_2} = 1$ , stosowana jest również detekcja stanu  $\frac{W_1}{W_2} = \text{const} \neq 1$ . Ten ostatni sposób detekcji jest właściwy dla stanów komparacji, zdefiniowanych w pracy [29]. W cytowanej pracy wykazano, że stan komparacji jest równoważny stanowi kompensacji innych wielkości  $P_1$  i  $P_2$ , otrzymanych z przetworzenia wielkości komparowanych  $W_1$  i  $W_2$ . Wynika stąd, że rozważany sposób detekcji sprowadza się do klasycznego przypadku detekcji  $\frac{P_1}{P_2} = 1$ , a ściślej  $P_1 - P_2 = 0$  (kompensacja). Wymaga to jedynie zastosowania detektora komparującego sygnały  $W_1$  i  $W_2$  ze wskaźnikiem zera na wyjściu. Typowym przykładem mogą być mostki transformatorowe (por. tabl. 2, poz. 13), w których rolę detektora komparującego prądy  $I_x$  i  $I_n$  lub napięcia  $U_x$  i  $U_n$  spełniają obwody z magnetycznym komparatorem prądów lub indukcyjnym dzielnikiem napięcia.

W układach zrównoważonych, realizowanych według uogólnionego schematu strukturalnego, można zastosować oddzielne obwody detekcyjne w torach przetwarzania prądowego i napięciowego. Jest to rzadko stosowany sposób detekcji, wymaga bowiem jednoczesnej kontroli wszystkich możliwych sygnałów wyjściowych  $W_u^X, W_1^X, W_u^N, W_1^N$ . Stosuje się tutaj jedynie rozwiązania najmniej kłopotliwe, polegające na zastosowaniu dwóch wskaźników zera, stwierdzających jednocześnie osiągnięcie stanów:  $W_u^X - W_u^N = 0$  oraz  $W_1^X - W_1^N = 0$ . Odpowiednie równania równowagi są w tym przypadku identyczne do równań wyprowadzonych z klasycznego warunku  $\frac{W_u^0}{W_1} = 1$ . Przykładem takich rozwiązań

są układy przedstawione w tabl. 2, poz. 17. W praktyce dąży się jednak do rozwiązań, w których wystarczy zastosowanie jednego wskaźnika zera. W cytowanych przykładach jest to możliwe, jeśli jedno ze źródeł zasilających układ będzie sterowane sygnałem z detektora  $D_2$  w układzie ujemnego sprzężenia zwrotnego [29]. Innym typowym przykładem zastosowania tylko jednego wskaźnika zera w układach zrównoważonych, odpowiadających kompletnemu uogólnionemu schematowi strukturalnemu są zrównoważone układy mostkowe (por. tabl. 2, poz. 12). W tych układach z praw Kirchhoffa wynika, że spełniona jest stale zależność  $W_u^X - W_u^N = W_1^X - W_1^N$ , a zatem wystarczy jeden wskaźnik zera do stwierdzenia jednoczesnego osiągnięcia dwóch stanów:  $W_u^X - W_u^N = W_1^X - W_1^N = 0$ . Równania równowagi są identyczne do równań wyprowadzonych z klasycznego warunku  $\frac{W_u^0}{W_1} = 1$ .

Dodatkowych wyjaśnień może jeszcze wymagać proponowana ogólna definicja stanu quasi-równowagi (3°), wyrażona relacją  $F(W_u^0/W_1^0) = \text{const}$ . Jedynymi znanymi układami, w których taki stan jest realizowany, są mostki quasi-zrównoważone, pracujące w warunkach równoprądowych, tzn. przy  $I_x = I_N$  czyli  $H_1^0 = 1$  i  $W_1^0 = 1$ . Przykładowe rozwiązania takich mostków przedstawiono w tabl. 2, poz. 14, wyróżniając dwa typowe stany quasi-równowagi:

- a) stwierdzenie stanu  $|W_1|/|W_2| = 1$ , np. za pomocą wskaźnika komparacyjnego oraz
- b) stwierdzenie przesunięcia fazowego  $\pi/2$  między sygnałami  $W_u^X$  i  $W_u^N$  za pomocą wskaźnika fazoczułego.

W przypadku (a) funkcja określająca stan quasi-równowagi ma postać:

$$F\left(\frac{W_u^0}{W_1^0}\right) = \left|\frac{W_u^0}{W_1^0}\right| = 1, \quad (8)$$

skąd po uwzględnieniu równoprądowych warunków przetwarzania ( $W_1^0 = 1$ ) otrzymujemy się uproszczoną postać funkcji:

$$|W_u^0| = 1. \quad (9)$$

Podstawiając otrzymaną funkcję stanu quasi-równowagi do uogólnionego równania przetwarzania (7) i uwzględniając, że  $W_u^X = U_X$  oraz  $W_u^N = U_N$  (tzn.  $H_u^0 = 1$ ), obliczamy:

$$|W_u^0| = |Z_X^0 H_u^0| = 1, \quad \text{skąd} \quad |Z_X^0| = 1 \quad \text{lub} \quad |Z_N^0| = 1 \quad (10)$$

W przypadku (b) odpowiednia funkcja stanu quasi-równowagi ma postać:

$$F\left(\frac{W_u^0}{W_1^0}\right) = \arg\left(\frac{W_u^0}{W_1^0}\right) = \frac{\pi}{2} \quad (11)$$

lub przy  $W_1^0 = 1$ :

$$\arg(W_u^0) = \frac{\pi}{2}. \quad (12)$$

Ponieważ:

$$\arg(W_u^0) = \arg(Z_X^0 H_u^0) = \frac{\pi}{2} \quad (13)$$

lub inaczej:

$$\frac{\text{Im}(Z_X^0 H_u^0)}{\text{Re}(Z_X^0 H_u^0)} = \text{tg} \frac{\pi}{2} = \infty, \quad (14)$$

zatem równanie quasi-równowagi ma postać:

$$\text{Re}(Z_X^0 H_u^0) = 0. \quad (15)$$

Należy zauważyć, że teoretycznie istnieje możliwość zaproponowania innych stanów quasi-równowagi, realizowanych w różnych wariantach uogólnionego schematu strukturalnego (por. rozdz. 6.4).

5. KLASYFIKACJA UKŁADÓW DO POMIARU IMMITANCJI

W rozdziałach 3 i 4 przedstawiono dwa etapy metodyki postępowania wskazującej jak ze schematu uogólnionego (rys. 2) przejść do rozwiązań bardziej szczegółowych. Pierwszym etapem jest upraszczanie struktury schematu uogólnionego, a drugim - różnicowanie sposobów przetwarzania sygnałów wyjściowych w każdym z poprzednio otrzymanych schematów. Postępowanie takie najdogodniej jest przeprowadzić zestawiając tablicę, w której poszczególnym schematem strukturalnym przyporządkowuje się różne sposoby przetwarzania sygnałów wyjściowych. Biorąc pod uwagę podstawowe warianty schematów, wymienione w tabl. 3 (poz. 1, 2, 3, 4) oraz typowe sposoby przetwarzania, wymienione w tabl. 4, otrzymuje się zestawienie przedstawione w tabl. 5.

Każde pole w tabl. 5 oznacza inną klasę układów pomiarowych o określonej strukturze, określonym sposobie przetwarzania sygnałów wyjściowych (PW) i określonych równaniach przetwarzania, równowagi lub quasi-równowagi (wg tabl. 4). W każdej klasie układów pomiarowych można zastosować różnego rodzaju przetworniki U/W i I/W w torach przetwarzania napięć i prądów (por. schematy strukturalne). Mogą to być przetworniki pasywne lub aktywne, przetworniki wartości lub wielkości itp. W ten sposób można przejść ze schematu strukturalnego do szczegółowych schematów układów pomiarowych oraz odpowiednich równań, wyprowadzonych z ogólnego równania rozpatrywanej klasy (tabl. 4) po podstawieniu wyrażen określających transmitancje H zastosowanych przetworników.

W odpowiednich polach tablicy 5 wymieniono nazwy układów stosowanych i opisanych w literaturze - według zestawień w tabl. 1 i 2. Pola puste oznaczają, że w dostępnej literaturze nie znaleziono rozwiązań układowych o odpowiednich dla danego pola cechach.

Tablica 5 jest jednocześnie zestawieniem klasyfikującym układy do pomiaru immitancji i obejmuje wszystkie układy spełniające założenia opracowywanej syntezy (por. rozdz. 1). Opisane postępowanie wskazuje, że zestawiając tablicę uzyskujemy nie tylko możliwość formalnego klasyfikowania układów, lecz także możliwość wyprowadzania poszczególnych schematów ideowych i opisujących je równań.

Istotną cechą proponowanej klasyfikacji jest jednolity opis matematyczny wszystkich zawartych w niej układów. Wynika stąd możliwość określenia wzajemnych relacji pomiędzy wieloma na pozór odrębnymi układami. W wyniku klasyfikacji możliwe jest ujawnianie nowych nie stosowanych dotychczas klas układów pomiarowych (por. puste pola w tabl. 5). Znajomość od-

Klasyfikacja układów do pomiaru immitancji

Struktura					
		A	B	C	D
PW					
1	$W_1/W_2$		omomierz ilorazowy		
2	$W_1$ i $W_2$		ukł. porówn. napięć, ukł. 2 (3) woltom.	ukł. porówn. prądów, ukł. 2 (3) amperom.	ukł. techniczny, ukł. rejestracji, ukł. st. nieust.
3	$W_1$ (lub $W_2$ )		ukł. detekcji f-cz.		ukł. detekcji f-cz. omomierze
4	$W_1 - W_2$	mostki wychyłowe			
5	$W_1/W_2=1$		komparatory		
6	$W_1 = W_2$		ukł. rezonansowe	ukł. rezonansowe	
7	$W_1 - W_2 = 0$	mostki zrównow.	mostki zrównow. komparatory, ukł. Logana	mostki zrównow. komparatory	ukł. Logana
8	$F(W_1/W_2) = \text{const}$				
9	$ W_1 / W_2  = 1$		mostki quasi-zrównoważone		
10	$\arg W_1/W_2 = \pi/2$		mostki quasi-zrównoważone		

powiednich schematów i opisujących je równań umożliwia dokonanie oceny podstawowych właściwości różnych klas. Bliższemu omówieniu wymienionych możliwości poznawczego i praktycznego wykorzystania przedstawionej systematyki poświęcono dalsze rozdziały (6 i 7) niniejszej pracy.

W stosunku do innych znanych w literaturze klasyfikacji układów do pomiaru immitancji, proponowana klasyfikacja różni się pod wieloma względami. W wyniku przyjęcia odmiennych nie stosowanych dotychczas kryteriów, obejmuje ona znacznie szerszy zbiór układów i określa wzajemne powiązania między różnymi klasami układów. Obszerne opracowania literaturowe odnoszą się jedynie do pewnych klas układów pomiarowych, np. układów mostkowych

[25, 33, 37, 50, 55], układów komparacyjnych [29], układów detekcji fazoczułej [59] lub innych [13, 20, 54]. Znane podziały układów w obrębie poszczególnych klas mogą stanowić rozwinięcie klasyfikacji z tabl. 5.

Szczegółowe rozpatrywanie wewnętrznych podziałów każdej klasy układów pomiarowych z tabl. 5 w ramach niniejszej pracy uznano za niecelowe. Dalsze rozważania odniesiono do klas układów zestawionych w tabl. 5, ich właściwości oraz wzajemnych różnic i analogii. Jednym z ważnych celów tak przeprowadzanych rozważań jest ułatwienie wyboru najbardziej właściwej klasy, w obrębie której należy poszukiwać najkorzystniejszych rozwiązań układowych (por. rozdz. 7.3).

Pewnych wyjaśnień wymaga określenie wzajemnych relacji pomiędzy klasyfikacją metod pomiarowych (wg Polskiej Normy [40]) i proponowaną klasyfikacją układów pomiarowych (tabl. 5). Ogólnie można stwierdzić, że metody zdefiniowane w Polskiej Normie mogą być realizowane za pomocą różnych układów. Na przykład metodę bezpośredniego porównania ze wzorcem (BPW) realizują układy o strukturach A, B, C (wg oznaczeń zastosowanych w tabl. 5) metodę pośredniego porównania ze wzorcem (PPW) realizują układy o strukturze C; metodę zerową realizują układy wymienione w polach A7, B7, C7, D7; metodę różnicową - układy A4, B4, C4, D4. Podobnie można zidentyfikować metody sklasyfikowane według sposobu otrzymywania wyniku pomiarowego (met. bezpośrednia, pośrednia, złożona lub wychyleniowa). Wybór metody pomiarowej nie jest równoznaczny z wyborem jednej klasy, lecz wskazuje pewien zbiór klas układów pomiarowych, za pomocą których można zrealizować daną metodę.

Przy omawianiu właściwości układów sklasyfikowanych w tabl. 5 celowe jest nie tylko wyróżnienie zbiorów klas o cechach odpowiadających różnym metodom pomiarowym. Istotne jest także wyróżnienie układów, w których porównanie immitancji mierzzonej i wzorcowej odbywa się w warunkach równoprądowych (układy o strukturze B, tabl. 5) lub układów, w których porównanie odbywa się w warunkach równonapięciowych (wg struktury C, tabl. 5). Równie istotne jest wyróżnienie trzech innych zbiorów klas: układów niezrównoważonych (tabl. 5, poz. 1-4), układów zrównoważonych (tabl. 5, poz. 5-7) oraz układów quasi-zrównoważonych (tabl. 5, poz. 8-10), które odpowiadają trzem podstawowym sposobom przetwarzania sygnałów wyjściowych i mogą być realizowane w każdej ze struktur A, B, C, D.

Dokonując wyboru klasy układów pomiarowych, należy wstępnie założyć, że taki wybór nie zależy od rodzaju zastosowanych przetworników U/W, I/W. Zmiana rodzaju przetwornika nie zmienia schematu strukturalnego ani sposobu przetwarzania sygnałów wyjściowych, a więc nie zmienia klasy układów. Zróżnicowanie przetworników U/W i I/W staje się istotne dopiero po dokonaniu wyboru klasy i decyduje o wyborze realizacji układowej w ramach klasy. W tym ostatnim przypadku można wykorzystać znane opracowania literaturowe, w których analizuje się wpływ rodzaju zastosowanych przetworników na właściwości układów rozpatrywanej klasy. Ewentualne trudności w dobo-

rze przetworników o zadowalających właściwościach mogą spowodować konieczność zmiany wybranej klasy na inną najbardziej zbliżoną pod względem wymaganych cech.

## 6. WŁAŚCIWOŚCI KLASYFIKOWANYCH UKŁADÓW

### 6.1. Uwagi ogólne

Przedmiotem rozważań są właściwości układów objętych klasyfikacją przedstawioną w rozdz. 5 (tabl. 5). Rozważania mają na celu określenie przede wszystkim tych właściwości, które wynikają z przyjętych schematów strukturalnych i sposobów przetwarzania sygnałów wyjściowych. Zostanie również zwrócona uwaga na wpływ niektórych właściwości przetworników U/W, I/W oraz PW.

Wyróżnienie podstawowych wariantów uogólnionego schematu strukturalnego określa pewne grupy układów, które różnią się między sobą warunkami przetwarzania. Zasadnicze różnice między właściwościami układów z pośrednim lub bezpośrednim udziałem wzorca są ogólnie znane i nie wymagają komentarza. Podobnie, znane są właściwości układów równoprądowych i równonapięciowych, jednak tutaj warto zwrócić uwagę na różnice w rozkładzie mocy wydzielanych na porównywanych impedancjach  $Z_x$  i  $Z_N$ . W metodach równoprądowych większa moc będzie wydzielana na impedancji o większym module, natomiast w metodach równonapięciowych większa moc wydzieli się na impedancji o mniejszym module. Na te właściwości zwracano dotychczas uwagę wyłącznie w publikacjach dotyczących metod zerowych (por. [29] i obszerny wykaz literatury), a zwłaszcza w przypadku omawiania układów do pomiaru małych rezystancji, tj. różnych modyfikacji mostka Thomsona-Kelvina lub układów z magnetycznymi komparatorami prądów. Identyczne właściwości zachowane będą również w dowolnych układach, podlegających równoprądowemu lub równonapięciowemu schematowi strukturalnemu.

Schematy strukturalne określają tylko pewne ogólne cechy danej grupy układów. Bardziej szczegółowe zróżnicowanie właściwości układów następuje w wyniku uwzględnienia różnych sposobów przetwarzania sygnałów wyjściowych oraz analizy równań przetwarzania. Odpowiednie rozważania przedstawiono w następujących punktach 6.2 - 6.5.

### 6.2. Układy niezrównoważone

Korzystając z równań w tabl. 4 (rozdz. 4) można zauważyć, że przy pomiarze sygnału różnicowego ( $W_1 - W_2$ ) lub jednego z sygnałów (np.  $W_1$ ) wskazania odpowiednich mierników są zależne od drugiego sygnału ( $W_2$ ). Oznacza to, że wyzorcowanie mierników w jednostkach mierzonych impedancji Z wyma-

ga w tych układach zachowania warunku  $|W_2| = \text{const.}$  W praktyce sprowadza się to do konieczności stosowania źródeł zasilania o dokładnie znanych i stabilnych parametrach (por. mostki wychyłowe, omiernie - szeregowy i równoległy itd.). Konieczności takiej nie ma w przypadku pomiaru ilorazu  $W_1/W_2$  lub jednoczesnego pomiaru sygnałów  $W_1$  i  $W_2$  (por. omiernie ilorazowy, układy techniczne i in.).

Zapewnienie stabilności źródeł zasilania możliwe jest tylko w ograniczonym zakresie zmian impedancji Z. Ponadto, nie jest to wystarczającym warunkiem dla trwałego wyzorcowania mierników. Dodatkowo należy liczyć się z zakłócającym wpływem zmian stosunku transmitancji  $H_1/H_2$ , a zwłaszcza zmian częstotliwościowych. Ta niedogodność występuje we wszystkich układach niezrównoważonych i w praktyce unika się jej żądając stałej częstotliwości pomiarowej. Pomiaru w szerszym zakresie częstotliwości są we wszystkich układach niezrównoważonych szczególnie trudne. Jest to przede wszystkim związane z trudnościami w realizacji częstotliwościowo-niezależnych przetworników U/W i I/W, których omówienie wykracza poza przyjęty zakres rozważań.

Niepożądaną właściwością układów niezrównoważonych może być nieliniowość przetwarzania, mimo zastosowania liniowych elementów w tych układach. Wynika to z występującej w niektórych rozwiązaniach zależności stosunku transmitancji  $H_1/H_2$  od mierzonej impedancji Z (np. mostki wychyłowe, omiernie i in.). Uniknięcie tej niedogodności jest możliwe i zależy nie tylko od doboru przetworników U/W i I/W, lecz także od zastosowanego sposobu przetwarzania sygnałów wyjściowych. Zwróćmy uwagę, że w układach zrównoważonych (por. p. 6.3) opisany problem nie występuje.

Z równań przetwarzania (tabl. 4) można określić czułość rozważanych układów. Odnosi się to nie tylko do układów niezrównoważonych, lecz także do zrównoważonych i quasi-zrównoważonych. Zagadnienie czułości rozważone będzie w p. 6.5 łącznie w odniesieniu do wszystkich układów.

Ważnym zagadnieniem jest uzyskanie możliwie krótkiego czasu pomiaru, a ściślej - czasu odpowiedzi układu pomiarowego [40]. Przedtem należy określić rodzaj wartości mierzonej na wyjściu. Najkrótszy czas pomiaru uzyskać można stosując pomiar wartości chwilowych. W przypadku pomiaru wartości średnich lub skutecznych czas pomiaru jest pewną wielokrotnością okresu zmian sygnałów. Jest to szczególnie niekorzystne przy pomiarach w zakresie bardzo małych częstotliwości ( $10^{-5} - 10^{-1}$  Hz). Wynika stąd, że formułowany często w literaturze pogląd o układach niezrównoważonych - jako znacznie korzystniejszych (pod względem czasu pomiaru przy  $10^{-5} - 10^{-1}$  Hz) od układów zrównoważonych - nie jest słuszny w przypadku pomiaru wartości średnich lub skutecznych (por. rozważania w p. 6.3).

Istotną zaletą układów niezrównoważonych z jednoczesnym pomiarem dwóch sygnałów  $W_1$  i  $W_2$  jest możliwość dokonywania pomiarów immitancji nieliniowych.

### 6.3. Układy zrównoważone

Układy zrównoważone charakteryzowane są za pomocą dwóch, wzajemnie związanych, typów równań:

- równań opisujących stan nierównowagi, które są identyczne do równań przetwarzania w układach niezrównoważonych;
- równań opisujących stan równowagi, które wynikają z poprzednich równań po podstawieniu warunków  $W_1/W_2 = 1$ ,  $W_1 = W_2$  lub  $W_1 - W_2 = 0$  (por. tabl. 4).

Pierwszy typ równań umożliwia przeprowadzenie ilościowej oceny procesu zrównoważenia (czułości i zbieżności), natomiast drugi typ równań umożliwia wyznaczenie mierzonej immitancji i określenie właściwości układów w stanie równowagi.

Drugi typ równań, zwany równaniami równowagi ma we wszystkich układach zrównoważonych (mostkach, komparatorach, układach rezonansowych, układach Logana itp.) taką samą postać ogólną:  $Z = H_2/H_1$ , niezależnie od rodzaju zastosowanych przetworników. Wynikają stąd pewne wspólne właściwości dla wszystkich układów zrównoważonych. I tak na przykład, porównując do właściwości poprzednio omawianych układów niezrównoważonych, równanie równowagi nie zależy od wartości sygnałów  $W_1$  i  $W_2$ , a więc nie wymaga stosowania stabilnych źródeł zasilania; zmiany częstotliwości mogą naruszyć stan równowagi, lecz po jego ponownym uzyskaniu wynik pomiaru jest nadal obliczany ze stosunku dwóch znanych transmitancji; równanie równowagi jest równaniem liniowym ze względu na zmienną  $Z$ . Wymienione czynniki, ograniczające zastosowanie układów niezrównoważonych, są w przypadku układów zrównoważonych nieistotne lub mało istotne, jeśli tylko nie spowodują znaczącego pogorszenia czułości, zbieżności czy dokładności elementów.

Z ogólnego równania równowagi można określić warunki bezpośredniego odczytu wspólne dla wszystkich układów zrównoważonych. W tym celu równanie równowagi sprowadzamy do postaci:

$$Z = \frac{H_2}{H_1} = \frac{p_2 + jq_2}{p_1 + jq_1} \quad (16)$$

gdzie:

$p_1, p_2$  i  $q_1, q_2$  - składowe rzeczywiste i urojone transmitancji  $H_1, H_2$ .

Każda ze składowych  $p_1, p_2, q_1, q_2$  może spełniać rolę parametru nastawnego, sprowadzającego układ do równowagi. Należy określić warunki, przy których wybrane dwa parametry nastawne będą liniowo i niezależnie odwzorowywać odpowiednio składowe mierzonej impedancji. Ogólne równania składowych impedancji  $Z$ , po przekształceniu zależności (16), określone są następująco:

$$\text{Re}Z = \frac{p_1 p_2 + q_1 q_2}{p_1^2 + q_1^2} \quad (17)$$

$$\text{Im}Z = \frac{p_1 q_2 - q_1 p_2}{p_1^2 + q_1^2} \quad (18)$$

oraz dobroć  $Q$  lub współczynnik strat  $D$ :

$$Q = \frac{1}{D} = \frac{\text{Im}Z}{\text{Re}Z} = \frac{p_1 q_2 - q_1 p_2}{p_1 p_2 + q_1 q_2} \quad (19)$$

Z równań (17-19) wynika, że warunkiem bezpośredniego odczytu jest taki dobór transmitancji  $H_1$ , aby  $p_1 = 0$  lub  $q_1 = 0$ . Wówczas otrzymuje się:

$$\text{dla } p_1 = 0: \quad \text{Re}Z = \frac{q_2}{q_1}; \quad \text{Im}Z = -\frac{p_2}{q_1}; \quad Q = -\frac{p_2}{q_2}$$

$$\text{dla } q_1 = 0: \quad \text{Re}Z = \frac{p_2}{p_1}; \quad \text{Im}Z = \frac{q_2}{p_1}; \quad Q = \frac{q_2}{p_2}$$

W przypadku pomiaru składowych admittancji  $Y = \frac{1}{Z}$  analogiczne warunki musi spełniać transmitancja  $H_2$ , tzn.  $p_2 = 0$  lub  $q_2 = 0$ . Przedstawione warunki można ogólnie sformułować następująco: jeśli mierzona immitancja określona jest ilorazem wielkości zespolonych, to bezpośredni odczyt składowych mierzonej impedancji (lub admittancji) jest możliwy, pod warunkiem że kąt fazowy mianownika (lub licznika) będzie równy  $0^\circ$  lub  $\pm 90^\circ$ .

Przeprowadzone dotychczas rozumowanie odnosi się do układów PPW, w których impedancja  $Z$  jest równa impedancji mierzonej  $Z_x$ . W układach BPW należy uwzględnić, że  $Z = Z_x^0 = Z_x/Z_N$ . Korzystając z równania (16), mierzoną impedancję  $Z_x$  można określić zależnościami:

$$Z_x = \frac{Z_N H_2}{H_1} = \frac{Z_N}{H_2} = \frac{H_2}{H_1} \frac{Z_N}{Z_N} \quad (20)$$

Traktując zależności (20) jako odpowiednie ilorazy wielkości zespolonych, można w każdym przypadku zastosować sformułowane poprzednio warunki bezpośredniego odczytu, tzn. żądać, aby wyrażenia w mianowniku (lub liczniku) miały kąty fazowe  $0^\circ$  lub  $\pm 90^\circ$ . Wynika stąd kilka równorzędnych żądań szczegółowych, odnoszących się do kątów fazowych poszczególnych wielkości  $H_1, H_2, Z_N$  w zależności od ich występowania w liczniku bądź mianowniku równ. (20).

Znane w literaturze rozważania, dotyczące bezpośredniego odczytu, ograniczone były wyłącznie do układów mostkowych ([25] i inni) oraz w rozprawie doktorskiej [20] - do układów Logana. Oba wymienione przypadki mieszczą się w proponowanym uogólnieniu, obejmującym dowolne układy zrównoważone.

Czas pomiaru w układach zrównoważonych określony jest przede wszystkim czasem trwania procesu równoważenia. Zakładając zautomatyzowanie tego procesu czas pomiaru zależy będzie w głównej mierze od zbieżności układów pomiarowych. Najczęściej stosowaną miarą zbieżności jest tzw. kąt zbieżności  $\gamma$ , który ogólnie można zdefiniować zależnością [25, 37]:

$$\gamma = \arg \frac{\partial V}{\partial p} - \arg \frac{\partial V}{\partial q}, \quad (21)$$

gdzie:

- V - sygnał nierównowagi,
- p, q - parametry nastawne.

Żądanie jak najkrótszego czasu pomiaru odpowiada żądaniu zachowania maksymalnej zbieżności, co zachodzi przy  $\gamma = \pi/2$ . Sygnał nierównowagi V (por. tabl. 4) może być określony ilorazem dwóch sygnałów wyjściowych:  $V_1 = W_1/W_2$ , różnicą:  $V_2 = W_1 - W_2$  lub wprost:  $V_3 = W_1$  (ewentualnie  $V_3 = W_2$ ). Rozważmy dla przykładu przypadek nierównowagi  $V_1$ , w którym obowiązuje równanie przetwarzania:

$$V_1 = Z \frac{H_1}{H_2}. \quad (22)$$

Przyjmując dowolne rozmieszczenie parametrów nastawnych p i q, możemy każdą z wielkości Z,  $H_1$ ,  $H_2$  traktować jako zależną od p i q. Wówczas odpowiednie pochodne sygnału nierównowagi mają następujące równania:

$$\frac{\partial V_1}{\partial p} = \frac{\partial Z}{\partial p} \cdot \frac{H_1}{H_2} + \frac{\partial H_1}{\partial p} \cdot \frac{Z}{H_2} - \frac{\partial H_2}{\partial p} Z \frac{H_1}{H_2}, \quad (23)$$

$$\frac{\partial V_1}{\partial q} = \frac{\partial Z}{\partial q} \cdot \frac{H_1}{H_2} + \frac{\partial H_1}{\partial q} \cdot \frac{Z}{H_2} - \frac{\partial H_2}{\partial q} Z \frac{H_1}{H_2}. \quad (24)$$

Podstawiając równania (23) i (24) do równania (21), otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \gamma = \arg & \left( \frac{\partial Z}{\partial p} \cdot \frac{H_1}{H_2} + \frac{\partial H_1}{\partial p} \cdot \frac{Z}{H_2} - \frac{\partial H_2}{\partial p} Z \frac{H_1}{H_2} \right) + \\ & - \arg \left( \frac{\partial Z}{\partial q} \cdot \frac{H_1}{H_2} + \frac{\partial H_1}{\partial q} \cdot \frac{Z}{H_2} - \frac{\partial H_2}{\partial q} Z \frac{H_1}{H_2} \right). \end{aligned} \quad (25)$$

Jeśli teraz ograniczymy rozmieszczenie parametrów nastawnych p i q tak, że będą one występowały tylko w jednej z trzech wielkości: Z,  $H_1$ ,  $H_2$ , to

pochodne pozostałych wielkości będą równe zero i równanie (25) przyjmie jedną z trzech postaci:

$$\gamma = \arg \frac{\partial Z}{\partial p} - \arg \frac{\partial Z}{\partial q}, \quad (26a)$$

$$\gamma = \arg \frac{\partial H_1}{\partial p} - \arg \frac{\partial H_1}{\partial q}, \quad (26b)$$

$$\gamma = \arg \frac{\partial H_2}{\partial p} - \arg \frac{\partial H_2}{\partial q}. \quad (26c)$$

W rozważanym przypadku każdą z wielkości Z;  $H_1$ ;  $H_2$  można zastąpić relacją:  $p + jq$ . Wówczas równania (26a,b,c) sprowadzają się do wspólnej postaci:

$$\gamma = \arg \frac{\partial(p+jq)}{\partial p} - \arg \frac{\partial(p+jq)}{\partial q}, \quad (27)$$

skąd otrzymujemy:

$$\gamma = \arg 1 - \arg j = -\frac{\pi}{2}. \quad (28)$$

Identyczny rezultat (28) otrzymamy różniczkując względem p i q sygnały nierównowagi  $V_2 = W_2(Z \frac{H_1}{H_2} - 1)$  lub  $V_3 = Z \frac{H_1}{H_2} W_2$  i wprowadzając następnie założenia, że parametry nastawne p i q występują tylko w jednej z trzech wielkości: Z;  $H_1$ ;  $H_2$ .

Przeprowadzone rozumowanie dowodzi, że uzyskanie maksymalnej zbieżności ( $\gamma = \pi/2$ ) jest możliwe w każdym układzie zrównoważonym oraz że w tym celu wystarczy skupić elementy nastawne (p,q) w dowolnym, lecz tym samym bloku schematu strukturalnego ( $H_u^X, H_1^X, H_u^N, H_1^N$ ). Należy podkreślić, że tak sformułowany warunek maksymalnej zbieżności nie zależy od częstotliwości oraz nie jest sprzeczny z poprzednio określonymi warunkami bezpośredniego odczytu (parametry nastawne odwzorowują składowe rzeczywistą i urojoną mierzonyj immitancji).

W dostępnej literaturze nie stwierdzono istnienia wywodów prowadzących do przedstawionych wyżej wniosków z wyjątkiem opracowań autora [50, 52], które jednak dotyczyły wyłącznie układów mostkowych.

Jednoczesne spełnienie warunków maksymalnej zbieżności i bezpośredniego odczytu czyni sensownym i łatwiejszym zautomatyzowanie procesu pomiarowego. W takim przypadku możliwe jest uzyskanie czasu pomiaru o wartości nie przekraczającej kilku okresów zmian sygnału pomiarowego. Wydaje się, że możliwe jest jeszcze dalsze skrócenie czasu pomiaru w wyniku zastosowania mikroprocesorów. Zagadnienie to wykracza jednak poza ramy niniejszego opracowania. Podsumowując można stwierdzić, że pod względem czasu pomiaru zautomatyzowane układy zrównoważone mogą być porównywalne z układami niezrównoważonymi.

6.4. Układy quasi-równoważone

Zastosowanie układów quasi-równoważonych jest celowe tylko wówczas, gdy wybrany stan quasi-równowagi umożliwi wyznaczenie składowych mierzonej impedancji. Wybór funkcji F określającej stan quasi-równowagi F(W1/W2) = const nie może zatem być dowolny. Analizując uogólnione równanie przetwarzania: W1/W2 = Z H1/H2 można stwierdzić, że dla jednoczesnego wyznaczenia dwóch składowych mierzonej impedancji najbardziej racjonalne jest żądanie, aby funkcja F miała postać: W1/W2 = const. Jest to znany z poprzednich rozważań stan równowagi (komparacji), który można uznać jako szczególny przypadek stanu quasi-równowagi.

W praktyce nie zawsze niezbędny jest jednoczesny pomiar dwóch składowych mierzonej impedancji. Często wymaga się pomiaru jednej ze składowych impedancji Z: ReZ, ImZ, |Z| lub kąta fazowego impedancji ψ. Ograniczając zastosowanie układów quasi-równoważonych do takich sytuacji, można wykazać, że równie uzasadnione mogą być inne żądania co do postaci funkcji F.

Uogólnione równanie przetwarzania można przedstawić w postaci:

Re(W1/W2) + j Im(W1/W2) = Re(Z H1/H2) + j Im(Z H1/H2) (29)

lub

|W1/W2| e^{jα} = |Z| |H1/H2| e^{j(ψ+φ)} (30)

gdzie: α = arg W1/W2; φ = arg Z; ψ = arg H1/H2.

W celu wyznaczenia poszczególnych składowych impedancji Z można zażądać, aby odpowiednie składowe sygnały wyjściowego W1/W2 sprowadzone były do z góry zadanych liczb rzeczywistych k, l, m, n, tzn.:

Re W1/W2 = k, Im W1/W2 = l (31), (32)

W1/W2 = m, arg W1/W2 = n (33), (34)

Równania (31-34) określają stany quasi-równowagi (F), które osiągane są w wyniku zmian H1 i H2 oraz wykrywane za pomocą różnego rodzaju detektorów (fazoczułych, różnicowych).

Podstawiając wartości k, l, m, n do równań (29) i (30) otrzymuje się szczegółowe równania, zwane równaniami quasi-równowagi, z których obliczyć można składowe impedancji Z przy znanych transmitancjach H1 i H2.

Wyznaczenie żądanej składowej impedancji Z w opisany wyżej sposób możliwe jest tylko pod warunkiem odpowiedniego doboru transmitancji H1 i H2. Wyjaśnienie tego zagadnienia wymaga oddzielnego rozważenia każdego ze stanów quasi-równowagi, określonych równaniami (31-34).

1° Detekcja stanu Re(W1/W2) = k:

W tym przypadku równanie quasi-równowagi ma ogólną postać:

Re(Z H1/H2) = k. (35)

W celu wyznaczenia składowej ReZ transmitancje H1 i H2 powinny być tak dobrane, aby równ. (35) przybrało postać ReZ = const. W ogólnym przypadku postać taką uzyskamy, jeśli spełniona będzie zależność:

Z H1/H2 = aZ - b, (36)

gdzie:

a, b - liczby rzeczywiste,

bowiem wówczas Re(Z H1/H2) = aReZ - b, a równanie quasi-równowagi (35) będzie miało żadaną postać:

ReZ = (b+k)/a (37)

Dobór transmitancji H1 i H2 według równ. (36) wygodniej jest zastąpić doborem sygnałów W1 i W2. Uwzględniając w równ. (36) obowiązujące ogólne równanie przetwarzania:

W1/W2 = Z H1/H2 (38)

otrzymamy równoważną zależność:

W1/W2 = aZ - b, (39)

określającą wymagany dobór sygnałów W1 i W2.

Dobierzmy sygnały W1 i W2 w następujący sposób:

W1 = a W1/H1 - b W2/H2 (40)



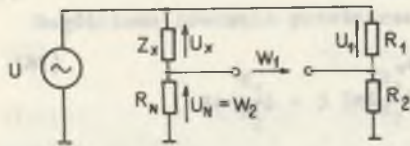
oraz

$$W_2 = \frac{W_1}{H_2} \quad (41)$$

Przypomnijmy, że wyrażenia  $\frac{W}{H}$  występujące w równaniach (40, 41) oznaczają sygnały na wejściach przetworników, tzn.  $U_X, I_X, U_N$  lub  $I_N$ . Następnie obliczymy iloraz dobranych sygnałów, uwzględniając równanie (38):

$$\frac{W_1}{W_2} = \frac{a \frac{W_1}{H_1} - b \frac{W_2}{H_2}}{\frac{W_2}{H_2}} = \frac{a \frac{W_1}{H_1} \frac{H_2}{W_2} - b}{1} = aZ - b.$$

Przedstawione obliczenie dowodzi, że jeśli sygnały  $W_1$  i  $W_2$  utworzone będą z pierwotnych sygnałów napięciowych i prądowych w sposób określony równaniami (40) i (41), to przy detekcji stanu  $Re(W_1/W_2) = k$  spełnione będzie równanie quasi-równowagi (37).



Rys. 3. Schemat mostka quasi-zrównoważonego

Przykładem ilustrującym przydatność przedstawionych wywodów do wyprowadzania szczegółowych rozwiązań układowych może być wyprowadzenie znanego z literatury układu mostka quasi-zrównoważonego (rys. 3), który reprezentuje układy bezpośredniego porównania ze wzorcem, w warunkach równoprądowych (por. rozdz.

5). W takich układach pierwotnymi sygnałami są spadki napięć  $U_X$  i  $U_N$ . Sygnały  $W_1$  i  $W_2$  powinny być utworzone zgodnie z równaniami (40) i (41) z kombinacji sygnałów  $U_X$  i  $U_N$ . Wobec tego z równ. (41) dobieramy wprost:  $W_2 = U_N$ , natomiast w celu zrealizowania równ. (40) tworzymy dodatkowy dzielnik rezystancyjny, zasilany sumą napięć  $U_X + U_N = U$  i jako sygnał  $W_1$  przyjmujemy różnicę napięć:

$$\begin{aligned} W_1 &= U_X - U_1 = U_X - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U = U_X - \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_X + U_N) = \\ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_X - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_N = aU_X - bU_N, \end{aligned}$$

gdzie:

$$a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad b = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ - parametry dzielnika } R_1, R_2.$$

Przyjmijmy, że detekcja stanu  $Re(W_1/W_2) = k$  dokonywana będzie przy  $k=0$ , np. za pomocą wskaźnika przesunięcia fazowego  $\mathcal{K}/2$ . W takim przypadku wynik pomiaru obliczamy z zależności (37):

$$ReZ = \frac{b + 0}{a} = \frac{R_1}{R_2}.$$

Uwzględniając, że w rozpatrywanym mostku  $ReZ = R_X/R_N$ , otrzymujemy ostatecznie:

$$R_X = R_N \frac{R_1}{R_2}$$

W analogiczny sposób można tworzyć inne układy, w różnych klasach układów zestawionych w tabl. 5, z zastosowaniem różnych detektorów i przetworników U/W, I/W. Przykłady nowych układów przedstawiono w rozdz. 7.2.

W przypadku układów bezpośredniego porównania ze wzorcem, gdzie  $Z = Z_X/Z_N$ , istotny jest odpowiedni dobór  $Z_N$ . Można łatwo wykazać, że pomiar  $ReZ_X$  rozważaną metodą (równ. 37) możliwy jest tylko przy doborze wzorca o charakterze rezystancyjnym ( $Z_N = R_N$ ). Zastosowanie wzorca o charakterze reaktancyjnym ( $Z_N = \pm jX_N$ ) powoduje, że równanie (37) przyjmuje postać:

$$ImZ_X = \mp X_N \frac{b + k}{a}. \quad (42)$$

Jest to najprostszyszy sposób pomiaru składowej  $ImZ_X$  w układach przeznaczonych do pomiaru  $ReZ$ .

Detekcja stanu  $Re(W_1/W_2) = k$  pozwala również na wyznaczenie składowej  $ImZ$ . Przeprowadzając podobne rozumowanie jak dla składowej  $ReZ$ , otrzymujemy następujące warunki:

- wymagany dobór transmitancji lub sygnałów:

$$Z \frac{H_1}{H_2} = jaZ - b = \frac{W_1}{W_2} \quad (43)$$

- realizacja doboru sygnałów:

$$W_1 = ja \frac{W_1}{H_1} - b \frac{W_2}{H_2} \quad (44)$$

$$W_2 = \frac{W_2}{H_2} \quad (45)$$

- odpowiednie równanie quasi-równowagi (równ. 35 po uwzględnieniu zależności 43):

$$ImZ = - \frac{b + k}{a} \quad (46)$$

Pomiar ImZ w układzie z rys. 3 wymagałby dodatkowo zastosowania przesuw- nika fazowego, zmieniającego o  $\pi/2$  kąt fazowy spadku napięcia na oporni- ku  $R_2$ .

Wyznaczenie modułu impedancji Z w układach z detekcją stanu  $Re(W_1/W_2) = k$  możliwe jest tylko przy  $k=0$  i wymaga spełnienia innych warunków, a mianowicie:

- wymagany dobór transmitancji lub sygnałów:

$$Z \frac{H_1}{H_2} = \frac{aZ - b}{c(Z+1)} = \frac{W_1}{W_2} \quad (47)$$

gdzie: c - liczba rzeczywista;

- realizacja doboru sygnałów:

$$W_1 = a \frac{W_1}{H_1} - b \frac{W_2}{H_2} \quad (48)$$

$$W_2 = c \left( \frac{W_1}{H_1} + \frac{W_2}{H_2} \right) \quad (49)$$

- odpowiednie równanie quasi-równowagi (wyznaczone z równ. 35 po uwzględ- nieniu równ. 47 oraz warunku  $k=0$ ):

$$ac(Re^2Z + Im^2Z) + ReZ(ac-bc) - bc = 0, \quad (50)$$

skąd po wprowadzeniu dodatkowego wymagania, aby  $a=b$ , otrzymujemy:

$$|Z|^2 = \left| \frac{Z_x}{Z_N} \right|^2 = 1. \quad (50a)$$

Pomiar  $|Z|$  w układzie z rys. 3 wymagałby dobranie innego sygnału  $W_2$  - mo- że to być spadek napięcia z dowolnego fragmentu dzielnika  $R_1, R_2$ , a po- nadto dla spełnienia dodatkowego wymagania  $a=b$  należy dobrać  $R_1 = R_2$ . Uwzględniając, że w układzie z rys. 3  $Z_N = R_N$ , z równania (50a) otrzy- mujemy:

$$|Z_x| = R_N \quad (50b)$$

W dotychczasowych rozważaniach przedstawiono różne układy do pomiaru składowych  $ReZ, ImZ, |Z|$ , przy czym odnoszą się one do tego samego sta- nu quasi-równowagi:  $Re(W_1/W_2) = k$ . Pozostaje jeszcze wyjaśnić, czy oma- wiany stan quasi-równowagi pozwala na wyznaczenie kąta fazowego impedan-

cji Z lub odpowiednich współczynników  $Q = 1/D = ImZ/ReZ$ . Z anali- zy równ. (35) wynika, że jest to możliwe tylko w przypadku  $k=0$ . Wówczas równ. (35) przyjmuje postać:

$$\frac{ReZ(p_1p_2 + q_1q_2) - ImZ(q_1p_2 - p_1q_2)}{p_2^2 + q_2^2} = 0, \quad (51)$$

gdzie:  $p_1 + jq_1 = H_1; p_2 + jq_2 = H_2$ , skąd otrzymujemy:

$$Q = \frac{1}{D} = \frac{p_1p_2 + q_1q_2}{q_1p_2 - p_1q_2} \quad (52)$$

Układ z rys. 3 należałoby przekształcić tak, aby uzyskać sygnały:  $W_1 = U_x(p_1 + jq_1)$  i  $W_2 = U_N(p_2 + jq_2)$ , co oznacza przejście do rozwiąza- nia niemożliwego z aktywnymi przetwornikami U/W, I/W. Odpowiednie ukła- dy pomiarowe można zrealizować w ten sposób, że wartość Q (lub D) od- czytuje się ze skali jednego elementu nastawnego, wybranego spośród skła- dowych  $p_{1,2}, q_{1,2}$  transmitancji  $H_1$  i  $H_2$ . Na przykład dobierając  $p_1 = 1$  i  $p_2 = 0$ , otrzymujemy  $Q = q_1$ .

Rozważenie pozostałych stanów quasi-równowagi (równ. 32, 33, 34) pod względem ich przydatności do wyznaczania składowych  $ReZ, ImZ, |Z|, Q$  ogra- niczono do skrótowego przedstawienia końcowych rezultatów w p. 2°, 3°, 4°.

2° Detekcja stanu  $Im W_1/W_2 = 1$

W celu wyznaczenia składowej  $ReZ$  należy:

- dobrać transmitancje (sygnały  $W_1$  i  $W_2$ ) według zależności:

$$Z \frac{H_1}{H_2} = jaZ - jb = \frac{W_1}{W_2} \quad (53)$$

$$W_1 = ja \frac{W_1}{H_1} - jb \frac{W_2}{H_2} \quad (54)$$

$$W_2 = \frac{W_2}{H_2} \quad (55)$$

- obliczyć wynik z równania quasi-równowagi  $Im(Z H_1/H_2) = 1$ , które po uwzględnieniu równ. (53) przyjmuje postać:

$$ReZ = \frac{b + 1}{a} \quad (56)$$

Przystosowanie układu z rys. 3 do podanych warunków pomiaru polega na dodatkowym zastosowaniu dwóch przesuwników fazowych, zmieniających o  $\pi/2$  kąty fazowe spadków napięć na opornikach  $R_1$  i  $R_2$ .

W celu wyznaczenia składowej  $\text{Im}Z$  otrzymujemy następujące warunki pomiaru:

- wymagany dobór transmitancji lub sygnałów  $W_1$  i  $W_2$ :

$$Z \frac{H_1}{H_2} = aZ - jb = \frac{W_1}{W_2} \quad (57)$$

$$W_1 = a \frac{W_1}{H_1} - jb \frac{W_2}{H_2} \quad (58)$$

$$W_2 = \frac{W_2}{H_2} \quad (59)$$

- wówczas odpowiednie równanie quasi-równowagi,  $\text{Im}(Z H_1/H_2) = 1$  z uwzględnieniem równ. (57) ma postać:

$$\text{Im}Z = \frac{b + 1}{a} \quad (60)$$

Pomiar  $\text{Im}Z$  w układzie z rys. 3 wymaga zastosowania dodatkowego przesuwnika fazowego, zmieniającego o  $\pi/2$  kąt fazowy spadku napięcia na oporniku  $R_1$ .

Wyznaczenie modułu  $|Z|$  wymaga:

- detekcji stanu  $\text{Im}(W_1/W_2) = 0$ , tzn.  $l = 0$ ;
- doboru transmitancji (lub sygnałów  $W_1$  i  $W_2$ ) według zależności:

$$Z \frac{H_1}{H_2} = \frac{jaZ - jb}{c(Z+1)} = \frac{W_1}{W_2} \quad (61)$$

$$W_1 = ja \frac{W_1}{H_1} - jb \frac{W_2}{H_2} \quad (62)$$

$$W_2 = c \left( \frac{W_1}{H_1} + \frac{W_2}{H_2} \right) \quad (63)$$

- dodatkowego spełnienia warunku  $a=b$ ;
- obliczenia wyniku z równania quasi-równowagi:

$$|Z|^2 = \left| \frac{Z}{Z} \right|^2 = 1$$

Układ z rys. 3 należałoby uzupełnić dwoma przesuwnikami fazowymi  $\pi/2$  dla spadków napięć na opornikach  $R_1, R_2$ ; jako sygnał  $W_2$  - spadek napięcia z dowolnego fragmentu dzielnika  $R_1, R_2$ ; niezbędna symetryzacja dzielnika, tzn.  $R_1 = R_2$ .

Wyznaczenie wartości  $Q = 1/D = \text{Im}Z/\text{Re}Z$  możliwe jest tylko w przypadku detekcji  $\text{Im}(W_1/W_2) = 0$ , tzn.  $l = 0$ . Odpowiednie równanie quasi-równowagi ma postać:

$$Q = \frac{1}{D} = \frac{p_1 q_2 - q_1 p_2}{p_1 p_2 + q_1 q_2} \quad (64)$$

gdzie:  $H_1 = p_1 + jq_1$ ;  $H_2 = p_2 + jq_2$ .

3° Detekcja stanu  $|W_1/W_2| = m$ :

Umożliwia wyłącznie wyznaczenie modułu  $|Z|$  z równania quasi-równowagi:

$$|Z| = m \frac{|H_2|}{|H_1|} \quad (65)$$

(na ogół przyjmuje się  $m=1$ ).

4° Detekcja stanu  $\arg(W_1/W_2) = \mathcal{X}$ :

Stosowana jest do wyznaczania składowych  $\text{Re}Z, \text{Im}Z, |Z|, Q$  tylko przy  $\mathcal{X} = 0$  oraz  $\mathcal{X} = \pi/2$ . Wymienione przypadki są równoważne detekcji stanów  $\text{Im}(W_1/W_2) = 0$  oraz  $\text{Re}(W_1/W_2) = 0$ , przedstawionych w p. 3° i 1°.

Podstawową cechą omówionej grupy układów quasi-zrównoważonych jest ograniczenie ich zastosowań wyłącznie do przebiegów zmiennie-prądowych oraz do pomiaru tylko jednej wybranej składowej impedancji  $Z$ . Inne właściwości mogą być określone z analizy dwóch wzajemnie związanych typów równań:

- równań przetwarzania, opisujących stany nierównowagi (por. równ. 29 i 30), tj.:

$$\text{Re}\left(\frac{W_1}{W_2}\right) = \text{Re}\left(Z \frac{H_1}{H_2}\right), \quad (66)$$

$$\text{Im}\left(\frac{W_1}{W_2}\right) = \text{Im}\left(Z \frac{H_1}{H_2}\right), \quad (67)$$

$$\left| \frac{W_1}{W_2} \right| = \left| Z \frac{H_1}{H_2} \right|, \quad (68)$$

$$\arg\left(\frac{W_1}{W_2}\right) = \arg\left(Z \frac{H_1}{H_2}\right), \quad (69)$$

które można zapisać w ogólnej postaci:

$$F(W_1/W_2) = F(Z H_1/H_2);$$

- oraz równań quasi-równowagi, otrzymanych z równań (66-69) po podstawieniu wartości  $k, l, m, \alpha$  określających stany quasi-równowagi.

Pierwszy typ równań umożliwia przeprowadzenie ilościowej oceny procesu równoważenia (czułość), natomiast drugi typ równań umożliwia określenie właściwości układów w stanie quasi-równowagi.

Proces równoważenia w układach quasi-zrównoważonych jest znacznie prostszy niż w układach zrównoważonych (zmiennoprądowych), gdzie spełnienie zespolonego równania równowagi wymagało stosowania dwóch elementów nastawnych. Równania quasi-równowagi są równaniami rzeczywistymi i dla ich spełnienia wystarczy równoważenie za pomocą jednego elementu nastawnego. W układach quasi-zrównoważonych nie ma zatem problemu zbieżności, podobnie jak w układach zrównoważonych, stałoprądowych. Wynika stąd, że czas pomiaru w układach quasi-zrównoważonych jest krótszy niż w układach zrównoważonych o maksymalnej zbieżności. Zakładając możliwość zautomatyzowania procesu quasi-równoważenia, co jest mniej kłopotliwe niż w układach zrównoważonych, można uzyskać czas pomiaru o wartości porównywalnej z okresem zmian sygnału pomiarowego.

Równania quasi-równowagi przedstawione w p. 1<sup>o</sup>, 2<sup>o</sup>, 3<sup>o</sup>, 4<sup>o</sup> nie zależą od wartości sygnałów  $W_1, W_2$ . Nie jest zatem konieczne stosowanie stabilnych źródeł zasilania, co jest podstawowym wymaganiem w większości układów niezrównoważonych (p. 6.2). Zmiana częstotliwości pomiarowej w pewnych przypadkach nie powoduje istotnych ograniczeń w zastosowaniach opisanych układów. Często jednak właściwości detektorów quasi-równowagi oraz niektórych przetworników U/W i I/W (np. zawierających przesuwniki fazowe), przesądzały żądanie stałej częstotliwości pomiarowej. W każdym z układów quasi-zrównoważonych możliwa jest realizacja bezpośredniego odczytu, a w większości równania quasi-równowagi są liniowymi funkcjami mierzonych składników.

Do stosunkowo szerokiego omówienia układów quasi-zrównoważonych, mimo znacznych uproszczeń, skłonił autora brak w dostępnej literaturze ogólnej teorii tych układów. Znane opracowania ograniczone są wyłącznie do pewnych typów układów mostkowych [25], z opisem teoretycznym zasadniczo odbiegającym od proponowanego w niniejszym opracowaniu. Proponowane ujęcie wskazuje możliwości i sposoby tworzenia nowych rozwiązań układowych jak również określenia ich podstawowych właściwości metrologicznych.

### 6.5. Czuość

Bezwzględna czuość  $S$  dowolnego układu do pomiaru impedancji  $Z$  można zdefiniować zależnością [8, 23, 35, 37]:

$$S = \lim_{\Delta Z \rightarrow 0} \frac{\Delta V}{\Delta Z} = \frac{dV}{dZ}, \quad (70)$$

gdzie:

- $V$  - sygnał podlegający przetwarzaniu wyjściowemu,
- $\Delta V$  - zmiana sygnału  $V$  spowodowana zmianą impedancji  $\Delta Z$ .

Z punktu widzenia klasyfikacji przeprowadzonej w rozdz. 5, czuość  $S$  zależy od zastosowanego sposobu przetwarzania sygnałów wyjściowych. Sygnał  $V$  mogą być różne kombinacje sygnałów wyjściowych  $W_1$  i  $W_2$  (iloraz:  $V_1 = W_1/W_2$ , bezpośrednio:  $V_2 = W_1$  lub  $W_2$ , różnica:  $V_3 = W_1 - W_2$  itp.). Znając odpowiednie równania przetwarzania  $V = f(Z, H, W)$ , z definicji (70) można wyznaczyć czuości poszczególnych układów.

W tablicy 4 (rozdz. 4) zestawiono równania przetwarzania podstawowych grup układów pomiarowych. Zauważmy, że równania przetwarzania układów niezrównoważonych obowiązują także w przypadku układów zrównoważonych, gdy nie są spełnione warunki równowagi. W rezultacie czuości wymienionych układów określone są identycznymi zależnościami, a zróżnicowanie następuje dopiero po uwzględnieniu warunków równowagi. Podobnie w przypadku układów quasi-zrównoważonych czuość obliczamy korzystając z relacji  $F(W_1/W_2) = F(Z H_1/H_2)$ , określającej stan nierównowagi (por. równ. 66-69), a szczegółowe wyniki uzyskujemy po podstawieniu warunków quasi-równowagi. Równania czuości poszczególnych układów (w nawiązaniu do tabl. 4 w rozdz. 4) przedstawiono w tabl. 6.

Równania czuości  $S$  podane w tabl. 6 nie uwzględniają czuości  $S_d$  detektorów lub mierników wyjściowych (PW) stosowanych w różnych układach. Całkowitą czuość  $S_c$  układu pomiarowego, z uwzględnieniem czuości  $S_d$  przetwornika wyjściowego, można wyznaczyć z definicji:

$$S_c = \frac{d\alpha}{dZ} = \frac{dV}{dZ} \cdot \frac{d\alpha}{dV} = S S_d, \quad (71)$$

gdzie:

- $S_d = d\alpha/dV$ ;  $\alpha$  - wychylenie wskazówki detektora lub miernika wyjściowego;
- $V, S$  - wielkości określone w równ. (70) oraz w tabl. 6 ( $S_1, S_2, S_3, \dots, S_6, S_Q$ ).

Czułość układów pomiarowych powinna być wystarczająco duża, tak aby błędy nieczuości (pobudliwości) nie przekroczyły pewnych założonych wartości. Jest to podstawowe wymaganie, lecz nie jedyne. Ważnym wymaganiem jest również zachowanie stałej czuości, niezależnej w pewnych zakresach

Tablica 6

Równania czułości układów opisanych w tablicy 4

Układy niezrównoważone		Układy zrównoważone		Układy quasi-zrównoważone	
pomiar	czułość	detekcja	czułość	detekcja	czułość
$w_1/w_2$	$S_1 = \frac{H_1}{H_2} + Z \frac{d(H_1/H_2)}{dZ}$	$\frac{w_1}{w_2} = 1$	$S_4 = S_1$ przy $\frac{w_1}{w_2} = 1$	$\frac{w_1}{w_2} = \text{const}$	$S_Q = \frac{dP(Z, H_1/H_2)}{dV(Z)}$ ; dowa Z (przy $P(w_1/w_2) = \text{const}$ )
$w_1$	$S_2 = w_2 S_1 + Z \frac{H_1}{H_2} \frac{dw_2}{dz}$	$w_1 = w_2$	$S_5 = S_2$ przy $w_1 = w_2$	$\frac{ w_1 }{ w_2 } = 1$ (przy $ w_1 / w_2  = 1$ )	$S_{Q1} = \left  \frac{H_1}{H_2} \right  +  Z  \frac{d \left  \frac{H_1}{H_2} \right }{d \arg(Z)}$
$w_1 - w_2$	$S_3 = w_2 S_1 + \frac{dw_2}{dz} \frac{H_1}{H_2} (2 \frac{w_1}{w_2} - 1)$	$w_1 - w_2 = 0$	$S_6 = S_3$ przy $w_1 - w_2 = 0$	$\arg \frac{w_1}{w_2} = \frac{5\pi}{2}$ (przy $\arg w_1/w_2 = 5\pi/2$ )	$S_{Q2} = \frac{d(\arg Z, H_1/H_2)}{dV(Z)}$

od zmian mierzonej impedancji, zmian napięć i prądów zasilania, zmian częstotliwości oraz wpływów innych wielkości zakłócających.

Wymienione wymagania są równorzędne w przypadku układów niezrównoważonych; niestałość czułości może uniemożliwić wywzorcowanie mierników wyjściowych w jednostkach mierzonej impedancji. W przypadku układów zrównoważonych oraz quasi-zrównoważonych wymaganie stałej czułości jest wymaganiem mniej ostrym. Tutaj czułość może ulegać zmianom w stosunkowo szerokich granicach, nie powodując znaczącego błędu w wyznaczaniu wyniku pomiarowego z równań równowagi bądź quasi-równowagi. Jest to istotna zaleta układów zrównoważonych i quasi-zrównoważonych w porównaniu z układami niezrównoważonymi.

Równania przedstawione w tabl. 6 oraz równ. (71) umożliwiają dokonanie dalszych porównań różnych układów pod względem czułości. Dla ułatwienia - część równań wyrażono w funkcji czułości  $S_1$ , odpowiadającej przetwarzaniu ilorazu  $w_1/w_2$ :

$$S_1 = \frac{H_1}{H_2} + Z \frac{d(H_1/H_2)}{dZ}$$

Spełnienie poprzednio postawionych wymagań w odniesieniu do czułości  $S_1$  sprowadza się do żądania wystarczająco dużej wartości stosunku  $|H_1|/|H_2|$  oraz niezmienności tego stosunku w czasie pomiarów. Wpływ zmian impedancji Z może być wyeliminowany, jeśli spełni się dodatkowo żądanie  $H_1/H_2 \neq f(Z)$ , gdyż wówczas  $S_1 = H_1/H_2$ . W układach zrównoważonych, z detekcją stanu  $w_1/w_2 = 1$ , czułość określona jest zależnością  $S_4 = S_1$ , obliczoną w stanie równowagi. Zatem, obowiązywać będą tutaj identyczne żądania co do doboru transmitancji  $H_1$  i  $H_2$ , przy czym żądanie niezmienności stosunku  $H_1/H_2$  jest mniej ostre. Charakterystyczną cechą obu omawianych grup układów (z przetwarzaniem ilorazu  $w_1/w_2$ ) jest to, że spełnienie wymagań odnośnie czułości zależy wyłącznie od doboru stosunku transmitancji  $H_1/H_2$  i rodzaju przetwornika wyjściowego (równ. 71).

W przypadku układów z wyjściowym przetwarzaniem pojedynczego sygnału ( $w_1$ ) lub różnicy sygnałów ( $w_1 - w_2$ ) nie wystarczy tylko dobranie  $H_1/H_2$  i  $S_d$ . Czułości  $S_2, S_3, S_5$  i  $S_6$  (tabl. 6) zależą dodatkowo od sygnału  $w_2$ . Może to pozwolić na uzyskanie większych czułości niż w układach z przetwarzaniem ilorazu, jeśli wartość  $|w_2|$  będzie odpowiednio duża. Jednak równocześnie należy liczyć się z wpływem zmian  $w_2$  na czułość. Zachowanie stałej czułości, zwłaszcza w układach niezrównoważonych, wymaga postawienia dodatkowych żądań odnośnie do doboru  $w_2$ :

$$w_2 \neq f(Z) \quad \text{i} \quad |w_2| = \text{const.}$$

Wówczas wzajemne relacje między czułościami dotychczas omawianych układów będą następujące:

$$S_2 = S_3 = S_5 = S_6 = W_2 S_1 = W_2 S_4.$$

Pewnym wyjątkiem, w którym dla spełnienia podanej relacji 'nie jest konieczne spełnianie żądania  $W_2 \neq f(Z)$ , a żądanie  $|W_2| = \text{const}$  może być znacznie złagodzone, są układy zrównoważone z detekcją  $W_1 - W_2 = 0$ . Wynika to z obowiązującej w stanie równowagi zależności:  $Z H_1/H_2 = 1$ , co powoduje, że w stanie równowagi:

$$S_6 = W_2 S_1 + \frac{dW_2}{dZ} \left( Z \frac{H_1}{H_2} - 1 \right) = W_2 S_1.$$

Porównując rozpatrywane dotychczas układy należy zwrócić uwagę, że osiągnięcie zadowalającej czułości (inaczej określanej w przypadku układów niezrównoważonych i inaczej w przypadku układów zrównoważonych) wymaga spełnienia różnych żądań, o różnym stopniu trudności realizacyjnych. Trudniejsze pod tym względem są układy niezrównoważone z przetwarzaniem  $W_1$  lub  $W_1 - W_2$ , wymagające jednoczesnego spełnienia żądań dotyczących doboru  $H_1$ ,  $H_2$  i  $W_2$ ; zadowalającą czułość osiągają tylko niektóre rozwiązania (por. tabl. 1 i 2). Realizacja żądań  $W_2 \neq f(Z)$  i  $|W_2| = \text{const}$  sprowadza się zazwyczaj do zastosowania stabilizowanych źródeł zasilających. Należy jednak podkreślić, że układy z przetwarzaniem  $W_1$  oraz  $W_1 - W_2$  (zarówno niezrównoważone jak i zrównoważone) umożliwiają osiągnięcie największych czułości o porównywalnych wartościach  $|S_2|$ ,  $|S_3|$ ,  $|S_5|$  i  $|S_6|$ . Pogląd taki w znanych opracowaniach literaturowych formułowany był tylko w odniesieniu do metod zerowych i uzasadniony głównie zastosowaniem najbardziej czułych detektorów - wskaźników zera. Przedstawione rozważania poszerzają zbiór układów, wśród których należy poszukiwać realizacji układowych o największej czułości i nie uzasadniają tego czułością zastosowanych przetworników wyjściowych. W aktualnym stanie techniki mierniki małych prądów lub napięć ( $W_1$ ) nie ustępują pod względem czułości wskaźnikom zera ( $W_1 - W_2$ ). Zgodnie z równ. (71) całkowite czułości  $S_c$  omawianego zbioru układów mogą osiągać porównywalne wartości.

Metody zerowe, realizowane w układach zrównoważonych z detekcją  $W_1 - W_2 = 0$ , wyróżniają się tym, że umożliwiają osiągnięcie dużych czułości bez potrzeby spełniania niektórych dodatkowych żądań.

Czułość układów quasi-zrównoważonych, podobnie jak w układach zrównoważonych, może zmieniać się w pewnych granicach i na ogół wystarczy, jeśli jej wartość  $|S_Q|$  będzie odpowiednio duża. Podane w tabl. 6 równanie czułości  $S_Q$  jest równaniem ogólnym, które określa pochodną sygnału podlegającego detekcji  $F(W_1/W_2)$  podług zmiennej  $\varphi(Z)$ , będącej mierzoną składową impedancji  $Z$ . Równania  $S_{Q1}$  i  $S_{Q2}$  są przykładami nawiązującymi do wcześniej omawianych przypadków (rozdz. 4, tabl. 4). Korzystając z ogólnego równania  $S_Q$  oraz z rozważań przedstawionych w rozdz. 6.4 można wyprowadzić równania czułości dowolnych układów quasi-zrównoważonych, w których

sygnałami podlegającymi detekcji są składowe ilorazu sygnałów  $W_1/W_2$ :

$$\text{Re}\left(\frac{W_1}{W_2}\right); \quad \text{Im}\left(\frac{W_1}{W_2}\right); \quad \left|\frac{W_1}{W_2}\right|; \quad \arg\left(\frac{W_1}{W_2}\right),$$

natomiast mierzonymi składowymi  $\varphi(Z)$  są:

$$\text{Re}Z; \quad \text{Im}Z; \quad |Z|; \quad \arg Z.$$

Z ogólnego równania  $S_Q$  wynika, że osiągnięcie zadowalającej czułości zależy wyłącznie od doboru transmitancji  $H_1$  i  $H_2$ , co nasuwałoby przypuszczenie, że układy quasi-zrównoważone pod względem czułości są porównywalne z układami zrównoważonymi z detekcją stanu  $W_1/W_2 = 1$  (równ.  $S_4$  - tabl. 6). Przypuszczenie takie jest ogólnie słuszne, jednak z następującymi zastrzeżeniami:

- a) dobór transmitancji  $H_1$  i  $H_2$  jest w układach quasi-zrównoważonych ograniczony innymi względami, warunkującymi przydatność tych układów do pomiaru wybranej składowej  $\varphi(Z)$ .  
Na przykład, aby w układzie z detekcją stanu  $\text{Re}(W_1/W_2) = k$  możliwy był pomiar składowej  $\text{Re}Z$ , konieczny jest dobór transmitancji według relacji (rozdz. 6.4, równ. 36):

$$Z \frac{H_1}{H_2} = aZ - b.$$

W przytoczonym przykładzie czułość  $S_Q$  określona jest zależnością:

$$S_Q = \frac{d\text{Re}(Z H_1/H_2)}{d\text{Re}(Z)} = \frac{d\text{Re}(aZ - b)}{d\text{Re}(Z)} = a,$$

z której wynika, że osiągnięcie wystarczająco dużej czułości zależy od doboru parametru  $a$  (np. rys. 3:  $a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$  - parametr dzielnika  $R_1, R_2$ )

- b) całkowita czułość  $S_c$  (równ. 71) w porównywanych układach zależy od doboru czułości detektorów  $S_d$ . Detektory stanu quasi-równowagi mogą znacznie różnić się czułością (oraz innymi właściwościami) od detektorów ilorazowych, wskaźników zera itp.

Na wstępie rozważań stwierdzono, że z punktu widzenia klasyfikacji przeprowadzonej w rozdz. 5 czułość różnych układów zależy od zastosowanego sposobu przetwarzania sygnałów wyjściowych (równ. 70 i 71). W uzupełnieniu należy dodać, że każdy z omawianych sposobów przetwarzania sygnałów wyjściowych może być zastosowany w różnych wariantach schematu strukturalnego (por. tabl. 5). Wynika stąd, że wybór schematu strukturalnego mo-

że być dowolny i nie wpływa na czułość. Jednak może się okazać, że realizacja żądań dotyczących doboru  $H_1$ ,  $H_2$  i  $W_2$  może być w pewnych strukturach łatwiejsza, a w innych trudniejsza. Wówczas wybór schematu strukturalnego może być istotny i tylko w tym sensie (realizacyjnym) można rozważać wpływ wyboru struktury na czułość.

## 7. WYBRANE PRZYKŁADY ZASTOSOWAŃ SYNTEZY

### 7.1. Uwagi ogólne

Przedstawiona w rozdz. 2 - 6 synteza układów realizujących różne metody pomiaru immitancji opracowana została nie tylko w celu usystematyzowania dziedziny pomiarów immitancji, lecz przede wszystkim w celu uzyskania pewnych korzyści praktycznych. Jedną z istotnych korzyści jest możliwość ujawniania nowych (nie stosowanych dotychczas) klas układów pomiarowych przy jednoczesnej możliwości określenia ich podstawowych właściwości (por. rozdz. 6). Pliższy opis odpowiedniej metodyki postępowania wraz z przykładami niektórych rozwiązań układowych przedstawiono w p. 7.2.

Innym ważnym przykładem zastosowania opracowanej syntezy jest ułatwienie i zobiektywizowanie wyboru najbardziej właściwej klasy układów pomiarowych (w tym również klas nowych), w obrębie której należy poszukiwać najkorzystniejszych rozwiązań układowych. Odpowiedni przykład opisany został w p. 7.3. Wybór klasy układów jest podstawowym zagadnieniem projektowym, nie znajdującym w literaturze stosownych opracowań. Korzystanie z obszernej literatury, dotyczącej różnie definiowanych klas układów lub szczegółowych rozwiązań układowych, przy niejednorodnym ich opisie matematycznym - sprawia duże trudności w dokonywaniu wyboru, przy czym taki wybór nie uwzględnia nowych klas, ujawnionych w toku syntezy.

Wymienione przykłady zastosowań opracowanej syntezy są przykładami najbardziej istotnymi, lecz nie jedynymi. Oprócz nich należy zwrócić uwagę na praktyczną przydatność niektórych wniosków sformułowanych w poprzednich rozdziałach 2 - 6. Między innymi na uwagę zasługuje opisana w rozdz. 3 - 5 metodyka przejścia z uogólnionego schematu strukturalnego do dowolnego rozwiązania układowego, z jednoczesnym określeniem charakterystycznych równań, bez potrzeby ich odrębnego i często żmudnego wyprowadzania. Ponadto w rozdz. 6 sformułowano wymagania dla właściwego doboru przetworników  $U/W$ ,  $I/W$ ,  $PW$  w każdej grupie układów: niezrównoważonych, zrównoważonych i quasi-zrównoważonych. Określono warunki realizacji liniowego przetwarzania oraz warunki realizacji bezpośredniego odczytu w dowolnych układach. Podano warunki uzyskiwania zadowalającej czułości. Wskazano sposób uzyskania maksymalnej zbieżności (niezależnie od zmian częstotliwości) w dowolnych układach zrównoważonych. Poszerzono interpretację układów quasi-zrównoważonych, określając sposób ich tworzenia, podstawowe warunki realizacji i podstawowe właściwości. Wszystkie z przypomnianych wniosków mogą być wykorzystane w różnych etapach projektowania układów do pomiaru immitancji.

Opracowana synteza może być również wykorzystana do celów dydaktycznych, w specjalistycznym kształceniu metrologów.

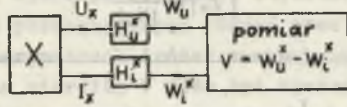
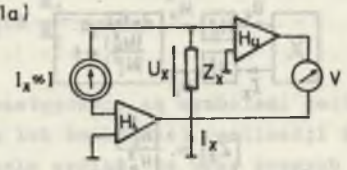
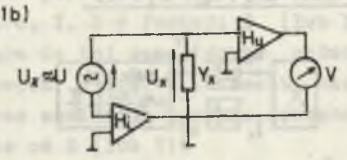
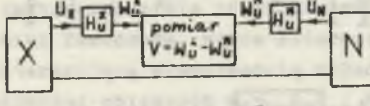
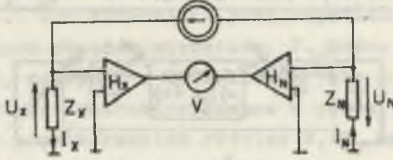
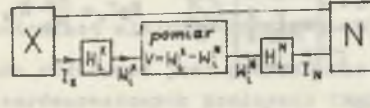
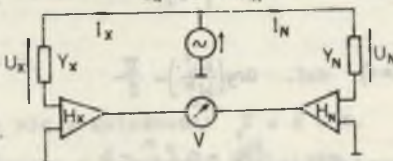
7.2. Nowe układy do pomiaru immitancji

W rozdz. 5 przedstawiono tablicę klasyfikacyjną układów do pomiaru immitancji (tabl. 5), w której każde pole oznacza inną klasę układów pomiarowych. Szczegółowe realizacje układowe w ramach każdej klasy otrzymuje się ze schematów strukturalnych, wprowadzając w miejsce bloków szczegółowe schematy przetworników z zachowaniem odpowiedniego sposobu połączeń. Otrzymane w ten sposób schematy ideowe układów pomiarowych różnią się między sobą rozwiązaniami przetworników, lecz zachowują wspólne cechy charakterystyczne dla rozpatrywanej klasy (por. rozdz. 6). Każdy schemat ideowy można opisać szczegółowymi równaniami, otrzymanymi z ogólnych równań rozpatrywanej klasy (rozdz. 4 i 6) po podstawieniu wyrażen określających transmitancje zastosowanych przetworników.

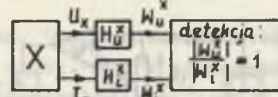
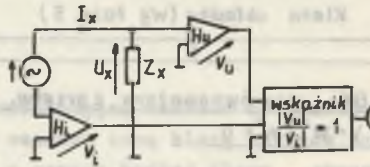
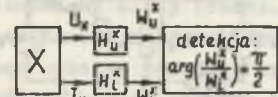
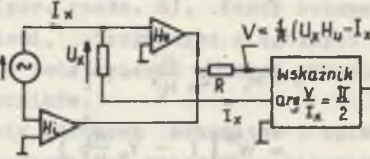
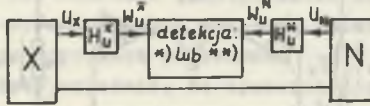
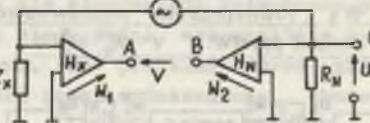
Stosując opisaną metodykę wyprowadzania ideowych schematów i opisujących je równań, można przejść zarówno do rozwiązań znanych z literatury, jak i rozwiązań nowych dotychczas nie stosowanych. Tablica 5 w widoczny sposób wskazuje nowe klasy układów (por. puste pola). Jednak oprócz tego, nowych rozwiązań można poszukiwać w obrębie klas reprezentowanych znanymi układami, uwzględniając możliwość użycia nie stosowanych dotychczas przetworników. Na szczególną uwagę zasługują nie w pełni wykorzystane możliwości zastosowania przetworników aktywnych. Na przykład wśród układów quasi-zrównoważonych znane są tylko mostki quasi-zrównoważone, zbudowane na przetwornikach pasywnych.

Należy wyjaśnić, że ujawnienie nowych rozwiązań układowych nie jest równoznaczne ze wskazaniem rozwiązań zweryfikowanych w praktyce. Jednak korzystając z rozważań przedstawionych w rozdz. 6, można określić spodziewane podstawowe właściwości proponowanego rozwiązania. Ponadto, znając schemat ideowy układu oraz opisujące go równania szczegółowe, można bliżej określić jego właściwości, między innymi: warunki przetwarzania, sposób wyznaczania wyniku pomiarowego, oddziaływanie niektórych wielkości wpływowych, warunki bezpośredniego odczytu, czułość, zbieżność itp. Można zatem zorientować się czy nowy układ spełnia pewne wymagania oraz czy jest celowe poddawanie go dalszej szczegółowej analizie i weryfikacji doświadczalnej. Odpowiednia analiza szczegółowa (z uwzględnieniem parametrów konstrukcyjnych każdego z elementów układu) wykracza poza zakres niniejszej pracy, choć jest możliwa w oparciu o podane schematy i równania.

W dalszym ciągu, w tabl. 7, przedstawiono wybrane przykłady nowych rozwiązań, które zgodnie z rozważaniami w rozdz. 6 mogą zapewnić uzyskanie korzystnych właściwości. Są to układy sklasyfikowane w tabl. 5 w polach D4, B4, C4 (niezrównoważone) oraz w polach D9, D10, B9, B10 (quasi-zrównoważone).

Przykłady nowych układów do pomiaru immitancji	
Klasa układów (wg tabl. 5)	Realizacje układowe
<p>1. D4, niezrównoważone, z przetw. <math>V = W_U^x - W_I^x \neq 0</math></p>  $V = W_U^x (Z_x \frac{H_U^x}{H_I^x} - 1) = W_U^x (1 - Y_x \frac{H_I^x}{H_U^x})$	<p>1a)</p>  $V \approx I (Z_x H_U - H_I)$ <p>1b)</p>  $V \approx U (H_U - Y_x H_I)$
<p>2. B4, równoprądowe, niezrównoważone, z przetw. <math>V = W_U^N - W_U^N \neq 0</math></p>  $V = W_U^N (Z_x^0 \frac{H_U^x}{H_I^N} - 1)$	<p><math>I_x \approx I \approx I_N</math></p>  $V \approx I (Z_x H_x - Z_N H_N)$
<p>3. C4, równonapięciowe, niezrównoważone, z przetw. <math>V = W_U^x - W_U^x \neq 0</math></p>  $V = W_U^N (Z_x^0 \frac{H_I^x}{H_I^N} - 1)$	<p><math>U_x \approx U \approx U_N</math></p>  $V \approx U (Y_x H_x - Y_N H_N)$



1	2
<p>4. D9, quasi-zrównoważone z det. <math> W_u^x  /  W_i^x  = 1</math></p>  <p><math> Z_x  = \frac{ H_i^x }{ H_u^x }</math></p>	 <p><math> Z_x  = \frac{ H_i^x }{ H_u^x }</math></p>
<p>5. D10, quasi-zrównoważone, z det. <math>\arg(W_u^x / W_i^x) = \pi/2</math></p>  <p>przy <math>\frac{W_u^x}{W_i^x} = a Z_x - b \rightarrow \operatorname{Re} Z_x = \frac{b}{a}</math> (a, b - liczby rzeczywiste)</p>	 <p><math>\frac{V}{I_x} = \frac{H_u}{R} Z_x - \frac{H_i}{R} \rightarrow \operatorname{Re} Z_x = \frac{H_i}{H_u}</math> (Hi, Hu - liczby rzeczywiste)</p>
<p>6. B9, 10, równoprądowe, quasi-zrównoważone, z det. <math> W_u^x  /  W_u^N </math> lub <math>\arg \frac{W_u^x}{W_u^N} = \frac{\pi}{2}</math></p>  <p>* *) det. <math>\frac{ W_u^x }{ W_u^N } = 1</math> <math>\rightarrow  Z_x  = \frac{ H_u^N }{ H_u^x }  Z_N </math></p> <p>** *) det. <math>\arg \left( \frac{W_u^x}{W_u^N} \right) = \frac{\pi}{2}</math> przy <math>\frac{W_u^x}{W_u^N} = a Z_x^\circ - b</math> <math>\rightarrow \operatorname{Re} Z_x^\circ = \frac{b}{a}</math> (a, b - liczby rzeczywiste)</p>	 <p>* *) A - wskaźnik <math>\frac{ W_u^x }{ W_u^N } = 1</math> <math> Z_x  = \frac{ H_u^N }{ H_u^x } R_N</math></p> <p>** *) A - wskaźnik <math>\arg \frac{V}{U_N} = \frac{\pi}{2}</math> <math>\operatorname{Re} Z_x = \frac{H_u^N}{H_u^x} R_N</math></p> <p><math>\frac{V}{U_N} = H_x Z_x^\circ - H_N</math> (Hx, HN - liczby rzeczywiste)</p>

W pierwszej części tabl. 7 (poz. 1-3) zestawiono układy niezrównoważone, z przetwarzaniem różnicy sygnałów wyjściowych V. W każdym przypadku podano szczegółowe równania przetwarzania, które zgodnie z rozważaniami w rozdz. 4 (tabl. 4) mają wspólną postać:

$$V = W_1 - W_2 = W_2 \left( Z \frac{H_1}{H_2} - 1 \right), \quad (72)$$

przy czym symbole  $W_1, W_2, H_1, H_2, Z$  zastępowane są symbolami zastosowanymi w wybranym schemacie strukturalnym lub konkretnej realizacji układowej. Z poszczególnych równań przetwarzania wynika, że przy znanych i stałych parametrach źródeł zasilających (U lub I) oraz przetworników (H) podziałka miernika V może być wywzorcowana w jednostkach mierzonej immitancji. Istotną cechą prezentowanych układów jest liniowość przetwarzania, uzyskiwana przy zachowaniu niezmienności U, I, H w funkcji Z (lub Y). Tej cechy nie mają mostki wychyłowe, należące do tej samej grupy układów z przetwarzaniem różnicy sygnałów wyjściowych  $V = W_1 - W_2$ . Mostki takie reprezentują inny schemat strukturalny oraz zawierają pasywne przetworniki o transmitancjach H zależnych funkcyjnie od Z (lub Y).

Podane przykłady realizacji układowych (tabl. 6, poz. 1-3) są układami zmiennoprądowymi, lecz mogą być również wykorzystane jako stałoprądowe do wyznaczania rezystancji lub konduktancji. Jednoczesne wyznaczenie składowych rzeczywistej i urojonej mierzonej immitancji wymaga zastosowania miernika odpowiednich składowych sygnału V. Dla zachowania przejrzystości na schematach nie przedstawiono rozwiniętych obwodów mierników V. Można tutaj zastosować wiele różnych rozwiązań, znanych w literaturze jako przetworniki fazoczułe, które zbiorczo zostały scharakteryzowane w pracy [59].

Interesującą właściwością układów z przetwarzaniem różnicy  $W_1 - W_2$ , oprócz właściwości opisanych w p. 6.2 i 6.5, jest możliwość zrealizowania pomiarów immitancji metodą różnicową, określaną w literaturze [40, 37] następująco:

pomiarowi podlega różnica  $\xi$  między wielkościami badaną X i wzorcową N tzn.

$$\xi = X - N, \quad (73)$$

natomiast wielkość badaną X oblicza się z zależności  $X = \xi + N$ .

Metoda różnicowa jest powszechnie stosowana w pomiarach napięć, natomiast w niezrównoważonych pomiarach immitancji nie stosowano dotychczas takich rozwiązań wobec technicznej niemożliwości bezpośredniego utworzenia różnicy dwóch pasywnych immitancji. Znaną, szczególnie korzystną cechą metody różnicowej jest duża dokładność wyznaczania wielkości X - równa dokładności zastosowanej wielkości wzorcowej N, pod warunkiem że  $\xi \ll N$ . Pomiar różnicy  $\xi$  może być w tym przypadku mało dokładny.

Metoda różnicowa w niezrównoważonych pomiarach immitancji może być realizowana jedynie w sposób pośredni, polegający na pomiarze różnicy innych wielkości proporcjonalnych do porównywanych immitancji. Realizacja tej metody ma sens tylko w układach zapewniających bezpośredni udział wzorca (BPW). Przykładowo, układ przedstawiony w poz. 2 (tabl. 7) służy do pomiaru różnicy spadków napięć na impedancjach  $Z_X$  i  $Z_N$ . Przekształcając równanie przetwarzania tego układu do postaci analogicznej do równ. 73, otrzymujemy następującą koncepcję różnicowego pomiaru impedancji  $Z_X$ :

należy mierzyć wielkość  $V/IH_X$ , która jest różnicą między impedancją  $Z_X$  i wielkością wzorcową  $Z_N H_N / H_X$ , tzn.

$$\frac{V}{IH_X} = Z_X - Z_N \frac{H_N}{H_X} \quad (74)$$

Ostatecznie, bezpośredniemu pomiarowi podlega tylko  $V$ , gdyż w proponowanym układzie można zapewnić, że  $I$  i  $H_X$  będą stałe w czasie pomiarów i znane z określoną dokładnością. Warunkiem uzyskania odpowiednio dużej dokładności wyznaczenia składowych  $Z_X$  jest przede wszystkim zachowanie relacji  $\epsilon \ll N$  pomiędzy odpowiednimi składowymi wyrażen  $V/IH_X$  i  $Z_N H_N / H_X$ . Zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych dobrej jakości wystarcza dla uzyskania stosunkowo dużej dokładności wzorca utworzonego z iloczynu  $Z_N$  i stosunku transmitancji  $H_N / H_X$ .

W celu zachowania podstawowego warunku  $\epsilon \ll N$ , przy którym metoda różnicowa odznacza się dużą dokładnością, układy realizujące tę metodę powinny pracować w warunkach zbliżonych do stanu równowagi, tj.  $V \approx 0$ . Najkorzystniejsze byłoby zatem wstępne równoważenie układów. Wymaganie takie jest na ogół łatwe do spełnienia i w przykładowo rozważanym układzie z tabl. 7, poz. 2, może polegać na zastosowaniu nastawnego wzorca  $Z_N$  lub nastawnej transmitancji  $H_N$ . Taki sposób przeprowadzania pomiarów jest bardzo przydatny w sytuacjach, gdy badana immitancja podlega niewielkim zmianom, spowodowanym zmianami różnych wielkości wpływowych (np. częstotliwości, temperatury, obcych pól itp.).

Zwróćmy jeszcze uwagę, że przystosowanie znanych wychyłowych układów mostkowych do różnicowych pomiarów immitancji nie jest możliwe, bowiem z równania przetwarzania mostka [25], sprowadzonego do postaci:

$$V = I(Z_X - Z_N K) f(Z_X, Z_N, F),$$

gdzie:

$K$  - stosunek impedancji ramion pomocniczych mostka

wynika, że mierzony sygnał nie jest wyłącznie funkcją różnicy  $(Z_X - Z_N K)$ .

Układy prezentowane w poz. 2 i 3 tabl. 7 należałoby nazywać niezrównoważonymi komparatorami immitancji, w odróżnieniu od znanych z literatury

"komparatorów impedancji" [29], które realizują wyłącznie metodę zerowa. Wydaje się również, że aktualnie uznawane ograniczenie pojęcia pomiary komparacyjne tylko do pomiarów zerowych jest dyskusyjne.

W drugiej części tabl. 7 (poz. 4-6) zestawiono układy quasi-zrównoważone. Ograniczono się tutaj do typowych sposobów detekcji, stosowanych w znanych układach mostkowych. Najprostszym rozwiązaniem jest układ przedstawiony w poz. 4, reprezentujący klasę D9 (tabl. 5) z detekcją stanu  $|V_u|/|V_1| = 1$ , przeznaczony do pomiaru modułu  $Z_X$ . Podane na rysunku równanie quasi-równowagi wynika z równania przetwarzania (68) po uwzględnieniu osiągniętego stanu quasi-równowagi. Sprowadzenie układu do stanu quasi-równowagi odbywa się za pomocą jednego elementu nastawnego, umieszczonego w dowolnym z przetworników ( $H_u$  lub  $H_1$ ). Zauważmy, że gdyby w omawianym układzie zastosować detekcję stanu  $\arg(V_u/V_1) = \pi/2$ , co byłoby równoważne detekcji stanu  $\text{Re}(V_u/V_1) = 0$ , to otrzymalibyśmy nowy układ, umożliwiający wyznaczenie dobroci  $Q$  lub współczynnika strat  $D = 1/Q$  badanej impedancji  $Z_X$  (por. rozdz. 6.4, równ. 51 i 52).

Układ przedstawiony w poz. 5, tabl. 7 reprezentuje klasę D10 (tabl. ) i przeznaczony jest do wyznaczania składowej rzeczywistej  $\text{Re}Z_X$ . Jest to układ bardziej złożony od poprzedniego (poz. 4). Zgodnie z rozważaniami w rozdz. 6.4 (p. 1<sup>o</sup>, równ. 39-41), detekcji powinny podlegać sygnały, których stosunek określony jest zależnością  $aZ_X = b$  ( $a, b$  - liczby rzeczywiste). Warunek ten w prezentowanym układzie spełniają sygnały  $V$  (różnica dwóch sygnałów) oraz  $I_X$ . Zastosowany detektor stanu  $\arg(V/I_X) = \pi/2$  stwierdza równocześnie stan  $\text{Re}(V/I_X) = 0$ , w którym obowiązuje równanie quasi-równowagi  $\text{Re}Z_X = b/a$  (por. rozdz. 6.4, p. 1<sup>o</sup>).

W ramach omawianej struktury D (tabl. 5) możliwe jest zaproponowanie dalszych nowych rozwiązań, polegających na stwierdzaniu innych stanów quasi-równowagi oraz na innym doborze sygnałów podlegających detekcji. Odpowiednie zasady postępowania, uwzględniające możliwości pomiaru dowolnych składowych impedancji  $Z_X$ , opisano w rozdz. 6.4. Przedstawianie wszystkich możliwych rozwiązań uznano za niecelowe. Podobne możliwości występują w przypadku struktur A, B, C (tabl. 5), z których w tabl. 7 przedstawiono tylko jeden układ z dwoma wariantami detekcji (poz. 6).

W układzie z poz. 6, tabl. 7 proponuje się alternatywne zastosowanie dwóch różnych wskaźników stanu quasi-równowagi, przyłączanych odpowiednio do punktów A, B, C zaznaczonych na schemacie. W ten sposób można wyznaczyć moduł impedancji  $Z_X$  lub składową rzeczywistą  $\text{Re}Z_X$ . Podane na rysunku równania wyprowadzono analogicznie jak w przypadku poprzednio omówionych układów z poz. 4 i 5. Sprowadzanie do stanu quasi-równowagi wymaga regulacji jednym elementem nastawnym, umieszczonym w dowolnym przetworniku ( $H_N$  lub  $H_X$ ). Układ ze wskaźnikiem stanu  $\arg(V/U_N) = \pi/2$  może być również wykorzystany do pomiaru składowej urojonej  $\text{Im}Z_X$ . W tym celu należałoby zastąpić rezystor wzorcowy  $R_N$  kondensatorem wzorcowym  $C_N$  (por. rozdz. 6.4, równ. 42). Omawiany układ reprezentuje klasy B9 i B10 z tabl. 5. Podobne rozwiązania układowe można zaproponować dla klas C9 i C10.

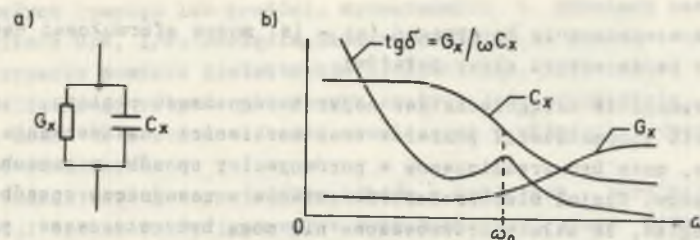
Wszystkie zestawione w tabl. 7 układy pomiarowe zawierają tego samego typu przetworniki U/W i I/W. Zastosowanie takich samych przetworników w różnych układach sugeruje możliwość tworzenia układów kombinowanych, łączących cechy układów niezrównoważonych, zrównoważonych i quasi-zrównoważonych. Układy kombinowane mogą być przydatne w pewnych sytuacjach, np. gdy wymaga się przeprowadzania pomiarów immitancji w szerokim zakresie, także w szerokim zakresie zmian częstotliwości. W takich sytuacjach na ogół konieczne jest zastosowanie różnych układów w różnych podzakresach. Zmiana narzędzia pomiarowego jest kłopotliwa i pod względem metrologicznym niekorzystna. Uniknięcie tych niedogodności wydaje się być możliwe w odpowiednio zaprojektowanych układach kombinowanych. Przykład takiego rozwiązania opisano w końcowej części następnego rozdziału, poświęconego zastosowaniu syntezy do wyboru optymalnego układu pomiarowego w zależności od założonych wymagań metrologicznych.

### 7.3. Wybór układu do pomiaru admitancji dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych ( $10^{-2}$ - $10^1$ Hz)

Zamiar pełniejszego rozwiązania zagadnienia wymienionego w tytule niniejszego rozdziału był jedną z ważniejszych przyczyn, które skłoniły autora do opracowania syntezy metod pomiaru immitancji. Stąd też wynika przyjęcie powyższego tematu jako przykładu zastosowania syntezy.

Badania dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych umożliwiają określenie pewnych właściwości dielektryków, których ujawnienie nie jest możliwe przy częstotliwościach wyższych. W wielu opracowaniach literaturowych wskazuje się na przydatność takich badań do oceny stanu i jakości dielektryków, w profilaktyce oraz diagnostyce izolacji maszyn i urządzeń elektrycznych [4, 5, 7, 26, 38, 48, 50, 56, 59, 60]. Szersze wprowadzenie omawianych badań do praktyki przemysłowo-eksploatacyjnej uzależnione jest między innymi od dalszych postępów w opracowaniu odpowiednich układów pomiarowych. Wskazanie klas układów pomiarowych, wśród których należałoby poszukiwać najkorzystniejszych realizacji układowych jest zagadnieniem podstawowym, dotychczas nie w pełni rozwiązany.

Z metrologicznego punktu widzenia, nieniszczące badania dielektryków metodami elektrycznymi sprowadzają się do zagadnienia pomiaru immitancji kondensatora, zawierającego między elektrodami badany dielektryk. Immitancja takiego kondensatora może być reprezentowana różnorodnymi elektrycznymi schematami zastępczymi [19, 32, 47, 57, 60], uwzględniającymi kompozycję i rodzaj składników dielektryku, występowanie złożonych zjawisk polaryzacji, absorpcji itp. W najbardziej ogólnym przypadku można przyjąć schemat zastępczy przedstawiony na rys. 4a, w którym  $G_x$  i  $C_x$  oznaczają wypadkową konduktancję i wypadkową pojemność złożonego dielektryku o admitancji  $Y_x = G_x + j\omega C_x$  (gdzie:  $\omega = 2\pi f$  - pulsacja) [19, 32].



Rys. 4. Ogólny schemat zastępczy dielektryku (a) i typowe charakterystyki dyspersyjne (b)

Występowanie zjawisk polaryzacji w dielektryku powoduje, że w zmiennym polu elektrycznym zarówno  $G_x$ , jak i  $C_x$  są funkcjami częstotliwości i podlegają tzw. dyspersji dielektrycznej. Typowe charakterystyki dyspersyjne  $G_x$ ,  $C_x$  oraz współczynnika strat dielektrycznych  $\tan \delta = G_x / \omega C_x$  przedstawiono na rys. 4b. Ostatecznie, przedmiotem pomiarów jest wyznaczenie dyspersyjnych charakterystyk składowych admitancji dielektryku w paśmie  $10^{-5}$ - $10^1$  Hz.

Z tak sformułowanego zadania pomiarowego, przy uwzględnieniu specyficznych cech admitancji dielektryków, można określić podstawowe wymagania w odniesieniu do poszukiwanego układu pomiarowego. Mianowicie, należy zapewnić:

- uzyskanie możliwie krótkiego czasu pomiaru, tzn. czasu odpowiedzi układu pomiarowego [40]. Wymaganie takie jest szczególnie istotne przy bardzo małych częstotliwościach, np. poniżej 0,1 Hz;
- osiągnięcie zadowalającej czułości. Jest to wymaganie bardzo trudne do spełnienia w przypadku skrajnie małych konduktancji, charakterystycznych dla dielektryków;
- sachowanie możliwie niezmiennych właściwości metrologicznych w założonym zakresie częstotliwości. Wyznaczanie dyspersyjnych charakterystyk nie powinno być obciążone częstotliwościowymi błędami układu pomiarowego. Między innymi chodzi o niezmienność czułości, zbieżności, zakresu przetwarzania itp.;
- osiągnięcie wystarczającej dokładności, która oprócz wymagań określonych w p. a, b, c zależy od możliwości eliminacji zakłóceń charakterystycznych dla różnych układów i warunków przetwarzania.

Korzystając z przeprowadzonej w rozdz. 2-6 syntezy metod pomiaru immitancji, a zwłaszcza z jednolitego opisu matematycznego różnych klas układów, można w sposób obiektywny porównać ich właściwości i wskazać, które klasy będą najlepiej spełniały postawione wymagania. W celu ułatwienia wyboru w rozdz. 6 przedstawiono charakterystyczne właściwości wszystkich klas układów objętych syntezą. Z rozważań przeprowadzonych w rozdz. 6

wynika, że w nawiązaniu do wymagań (a) - (d) można sformułować następujące wnioski co do wyboru klasy układów:

Ad a) Wymaganie osiągnięcia jak najkrótszego czasu pomiaru, przy uwzględnieniu automatyzacji pomiarów oraz możliwości zastosowania mikroprocesorów, może być zrealizowane w porównywalny sposób w ramach każdej klasy układów. Udział mikroprocesorów zmienia w zasadniczy sposób dotychczasowy pogląd, że układy zrównoważone nie mogą być stosowane przy częstotliwościach poniżej 0,1 Hz. W układach zrównoważonych skrócenie czasu pomiaru wymaga zachowania maksymalnej zbieżności, co jak wykazano w rozdz. 6.3, może być pod pewnymi warunkami spełnione w każdym układzie zrównoważonym. W przypadku zrezygnowania z automatyzacji - najkorzystniejsze jest zastosowanie układów kombinowanych, łączących cechy układów zrównoważonych i niezrównoważonych, zrealizowanych w postaci jednego wspólnego układu pomiarowego. Pomiaru zrównoważone wykonywane byłyby przy częstotliwościach większych, a niezrównoważone - przy częstotliwościach mniejszych, np. poniżej 0,1 Hz. Najbardziej właściwym połączeniem układów ze względu na inne korzystne cechy (por. rozdz. 7.2 oraz dalsze wnioski dotyczące p. b, c, d) jest połączenie układów z przetwarzaniem różnicy sygnałów wyjściowych;

Ad b) Osiągnięcie zadowalającej czułości, zgodnie z rozważaniami przedstawionymi w rozdz. 6.5, zależy od zastosowanego sposobu przetwarzania sygnałów wyjściowych. Inne jest sformułowanie wymagań w odniesieniu do układów niezrównoważonych oraz inne w odniesieniu do układów zrównoważonych. Największą czułość można uzyskać w układach z przetwarzaniem pojedynczego sygnału  $W_1$  (lub  $W_2$ ) oraz różnicy sygnałów  $W_1 - W_2$ ; dotyczy to zarówno układów zrównoważonych, jak i niezrównoważonych (por. rozdz. 6.5);

Ad c) Wpływ zmian częstotliwości na właściwości metrologiczne różnych układów można określić analizując odpowiednie równania (przetwarzania, równowagi, quasi-równowagi, czułości, zbieżności) - por. rozdz. 6. Uniknięcie błędów częstotliwościowych wymaga spełnienia innych warunków w układach niezrównoważonych i innych w układach zrównoważonych. Bardziej korzystne są układy zrównoważone, gdyż odpowiednie wymagania są łagodniejsze i łatwiejsze w realizacji, np. nie jest konieczne żądanie niezmiennej czułości, bowiem wystarczy, jeśli nie zmniejszy się ona poniżej pewnej wartości. Ponadto, jak wykazano w rozdz. 6.3, zachowanie maksymalnej zbieżności niezależnej od zmian częstotliwości jest stosunkowo łatwe do spełnienia w dowolnych układach zrównoważonych.

Ad d) Największą dokładność pomiarów można osiągnąć w układach BPW (bezpośredniego porównania ze wzorcem). W tej grupie układów należy poszukiwać rozwiązań odznaczających się wystarczająco małymi błędami nieczułości (pobudliwości) i wystarczająco małymi błędami częstotliwościowymi - według wniosków sformułowanych wcześniej. Charakterystycznym źródłem błędów w pomiarach przy bardzo małych częstotliwościach jest wpływ skła-

dowych stałych (napięć lub prądów), wytwarzanych w obwodach zasilania i przetwornikach U/W, I/W. Odcięcie składowej stałej za pomocą kondensatora jest w przypadku pomiaru dielektryków nieskuteczne. Najbardziej właściwym sposobem eliminacji wpływów składowych stałych jest odpowiednia ich kompensacja. Można to znacznie łatwiej zrealizować w układach zrównoważonych niż niezrównoważonych.

Innym charakterystycznym źródłem błędów w pomiarach skrajnie małych konduktancji dielektryków jest wpływ mocy pobieranej przez przetworniki. Zapewnienie pomijalnie małego poboru mocy przez przetworniki w porównaniu z mocą wydzielaną na badanym dielektryku można najłatwiej spełnić w układach równonapięciowych BPW.

Istotnym źródłem błędów w układach niezrównoważonych (z wyjątkiem pomiaru ilorazu  $W_1/W_2$  lub jednoczesnego pomiaru  $W_1$  i  $W_2$ ) jest niestabilność źródeł zasilających. Pod tym względem korzystniejsze są układy zrównoważone, nie wymagające stosowania stabilnych źródeł.

Przyjmując pewne kompromisy w spełnianiu rozważanych wymagań, można wskazać stosunkowo szeroką grupę klas układów nadających się do pomiaru admitancji dielektryków w zakresie częstotliwości  $10^{-5} - 10^{+1}$  Hz. Są to klasy zestawione w tabl. 8. Natomiast najbardziej korzystną jest klasa układów równonapięciowych, zrównoważonych, z detekcją stanu  $W_1 - W_2 = 0$ , określona w tabl. 8 pozycją 3C.

Tablica 8

Klasy układów zalecane do pomiaru admitancji dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych

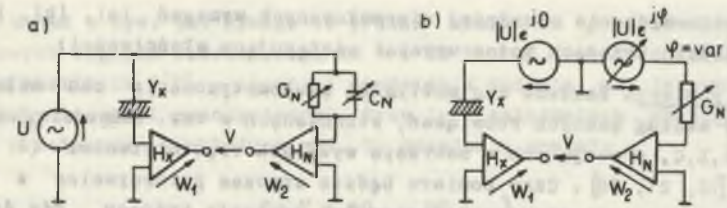
	Schemat strukturalny	Sposób przetwarzania sygnałów wyjściowych		
		A	B	C
1		-	$W_1 - W_2$	$W_1 - W_2 = 0$
2		$W_1$ (lub $W_2$ )	$W_1 - W_2$	$W_1 - W_2 = 0$
3		$W_1$ (lub $W_2$ )	$W_1 - W_2$	$W_1 - W_2 = 0$

Istotnym komentarzem do dokonanego wyboru jest porównanie klas zalecanych w tabl. 8 z rozwiązaniami dotychczas stosowanymi. Analizując szczegółowe rozwiązania układowe, opisane w dostępnej literaturze (w załączonym wykazie literatury wymieniono tylko pozycje najbardziej reprezentatywne), można stwierdzić, że:

- najczęściej stosowane są układy będące realizacjami klasy 2A (tabl. 8), tzn. układy równoprądowe z przetwarzaniem pojedynczego sygnału ( $W_1$  lub  $W_2$ ). Są to układy niezrównoważone ze wzmacniaczami operacyjnymi w torach przetwarzania i fazoczułymi przetwornikami składowych jednego z sygnałów wyjściowych  $W_1$  lub  $W_2$  [11, 16, 18, 24, 31, 34, 36, 43, 46, 59, 60]. Wymienione układy (niezrównoważone) rozwijano głównie w latach 1970-80, uznając, że umożliwią one uzyskanie znacznie krótszych czasów pomiaru niż zrównoważone układy mostkowe, znane z lat wcześniejszych (1950-70). Zasadniczy postęp w skracaniu czasu pomiaru osiągnięto jednak dopiero w wyniku zastosowania mikroprocesorów [18]. Wprowadzenie mikroprocesorów jest możliwe również w układach zrównoważonych, co wskazywałoby na celowość ponownego zwrócenia uwagi na tego typu rozwiązania;
- liczną i zarazem najstarszą grupę rozwiązań układowych reprezentuje klasa 1C (tabl. 8). Tutaj stosowane były wyłącznie układy mostkowe zrównoważone [1, 10, 39, 42, 50, 53, 58] o ograniczonym zakresie częstotliwości pomiarowych  $10^2-10^{-2}$  Hz. Mniej liczną grupę stanowią mostki częściowo zrównoważone [30, 41, 49], które umożliwiają pomiary w szerszym zakresie częstotliwości i odpowiadają klasom 1C i 1B z tabl. 8;
- sporadycznie stosowane są również układy, które nie reprezentują żadnej z klas przedstawionych w tabl. 8. Są to układy reprezentujące strukturę PPW (pośredniego porównania ze wzorcem) i sposób przetwarzania polegający na jednoczesnej, lecz oddzielnej rejestracji napięcia i prądu płynącego przez badany dielektryk [10, 44] lub inny sposób przetwarzania napięcia i prądu [3, 17]. Właściwości tych układów na ogół są gorsze od omówionych poprzednio.

Z przedstawionego porównania wynika, że niektóre z klas układów zalecanych w tabl. 8 (3A,B,C i 2B,C) nie były dotychczas stosowane do badań dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych. Należy wyjaśnić, że pewne układy klas 3A,B,C oraz 2B,C (np. [12, 20, 21, 28, 29]) były stosowane do innych celów, głównie do pomiarów immitancji o właściwościach znacznie odbiegających od właściwości immitancji dielektryków, w zakresie wyższych częstotliwości (1 kHz - 1 MHz) lub jako układy stałoprądowe do pomiarów rezystancji.

Powróćmy do bliższego omówienia klasy 3C, którą uprzednio wskazano jako najkorzystniejszą i której dotychczas w badaniach dielektryków nie stosowano. W dalszym ciągu, w ramach wybranej klasy układów, należy wskazać najkorzystniejsze rozwiązanie układowe.



Rys. 5. Przykłady równonapięciowych układów do pomiaru admitancji dielektryków  $Y_x$  (por. tabl. 8, poz. 3)

a) układ z jednym źródłem zasilania, b) układ z podwójnym źródłem zasilania

Na rys. 5 przedstawiono przykłady układów równonapięciowych, według schematu strukturalnego z tabl. 8, poz. 3. W przedstawionych układach, zależnie od rodzaju zastosowanego przetwornika wyjściowego, można przetwarzać różne kombinacje sygnałów wyjściowych:  $W_1$  lub  $W_2$ ,  $W_1-W_2 = V$ ,  $W_1+W_2 = V = 0$ . W przytoczonych układach nieprzypadkowo proponuje się zastosowanie aktywnych przetworników I/W. Na celowość takiego rozwiązania torów przetwarzania zwracano już uwagę w poprzednich rozdziałach, a ponadto w pracy [54] wykazano, że w przypadku badania dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych jest to rozwiązanie znacznie korzystniejsze niż przy zastosowaniu przetworników pasywnych (większa czułość, dokładność itp.).

Równania przetwarzania układów z rys. 5a,b przy pomiarze różnicy sygnałów  $V$  określone są zależnościami:

$$V = U(Y_x H_x - Y_N H_N) \quad (75a)$$

oraz

$$V = |U| (Y_x H_x - G_N H_N e^{j\psi}), \quad (75b)$$

przy czym:  $U$  - napięcie źródeł zasilających;  $\psi$  - kąt fazowy nastawnej części źródła podwójnego;  $Y_x, Y_N$  (lub  $G_N$ ) - admitancje mierzona i wzorcowa;  $H_x, H_N$  - transmitancje przetworników.

W przypadku detekcji stanu równowagi  $V=0$ , co odpowiada interesującej nas klasie 3C z tabl. 8, równania (75a,b) sprowadzają się do postaci (76a, b) - zwanych równaniami równowagi lub równaniami komparacji:

$$\frac{Y_x}{Y_N} = \frac{H_N}{H_x} \quad (76a)$$

oraz

$$Y_x = G_N \frac{H_N}{H_x} e^{j\psi} \quad (76b)$$

Z punktu widzenia wcześniej sformułowanych wymagań (a), (b), (c), (d) w rozważanych układach można uzyskać następujące właściwości:

Czas pomiaru. Zakłada się możliwość zautomatyzowania obu układów, na przykład według znanych rozwiązań, stosowanych w tzw. kompensacyjnych miernikach R,L,C, pracujących w zakresie wyższych częstotliwości (1 kHz - 1 MHz) [12, 21, 28]. Czas pomiaru będzie wówczas porównywalny z kilkoma okresami zmian napięcia zasilającego lub znacznie krótszy, gdy dodatkowo zastosuje się mikroprocesor, którego podstawowym zadaniem będzie odpowiednio wcześniejsze przewidywanie tendencji zmian sygnału nierównowagi i wcześniejsze podjęcie decyzji o wykonaniu nastawy elementami równoważącymi układ. Uzyskanie możliwie krótkiego czasu pomiaru wymaga ponadto spełnienia warunków maksymalnej zbieżności oraz niezależnego równoważenia i bezpośredniego odczytu. Wymienione warunki mogą być jednocześnie spełnione (por. rozdz. 6.3), jeśli elementami nastawnymi będą  $G_N$  i  $C_N$  w układzie z rys. 5a oraz  $G_N$  i  $\varphi$  w układzie z rys. 5b. Wówczas kąt zbieżności  $\delta$  w każdym z układów przyjmuje wartości:

$$\delta = \arg \frac{\partial V}{\partial G_N} - \arg \frac{\partial V}{\partial C_N} = -\frac{\pi}{2} \quad (77a)$$

oraz

$$\delta = \arg \frac{\partial V}{\partial G_N} - \arg \frac{\partial V}{\partial \varphi} = -\frac{\pi}{2}. \quad (77b)$$

gdzie: V - sygnał nierównowagi określony równ. (75a,b), co oznacza, że przy założonym wyborze elementów nastawnych oba układy są maksymalnie zbieżne (pomijając niewielki na ogół wpływ nieczułości detektora). Natomiast szczegółowe równania komparacji, wynikające z równ. (76a,b), będą następujące:

$$G_x = kG_N \quad \text{i} \quad C_x = kC_N \quad (78a)$$

oraz

$$|Y_x| = kG_N \quad \text{i} \quad \varphi_x = \varphi. \quad (78b)$$

przy czym:  $k = \frac{H_N}{H_x}$  - liczba rzeczywista (w wyniku żądania odpowiedniego doboru przetworników).

W każdym z układów równań (78a) lub (78b), mierzone składowe są funkcyjnie niezależnymi równaniami zmiennych  $G_N$ ,  $C_N$  lub  $G_N$ ,  $\varphi$ , co zapewnia niezależność równoważenia i bezpośredni odczyt mierzonych wielkości.

W przypadku gdy rezygnuje się z automatyzacji układów, czas potrzebny na zrównoważenie może być nadmiernie długi i wówczas korzystna jest realizacja układu kombinowanego, nadającego się zarówno do pomiarów zrównoważonych, jak i niezrównoważonych. Do takiego celu łatwiej można przysto-

sować układ z rys. 5a. Wymaga to przede wszystkim zastosowania miernika składowych sygnału nierównowagi  $\text{Re } V$  i  $\text{Im } V$ , a ponadto stabilizacji napięcia zasilania ( $|U| = \text{const}$ ) i spełnienia żądania, aby transmitancje  $H_x$  i  $H_N$  były liczbami rzeczywistymi. Przy tych założeniach szczegółowe równania przetwarzania układu z rys. 5a przyjmują postać:

$$\left. \begin{aligned} \text{Re } V &= aG_x - bG_N \\ \text{Im } V &= (aC_x - bC_N)\omega \end{aligned} \right\} \quad (79)$$

gdzie:  $a = UH_x$ ;  $b = UH_N$  - liczby rzeczywiste, stałe w czasie pomiarów.

Z równ. (79) wynika, że w stanie równowagi ( $\text{Re } V = 0$  i  $\text{Im } V = 0$ ) wynik pomiaru określa poprzednio podane równania (78a), natomiast w stanie nierównowagi mierniki składowych  $\text{Re } V$  i  $\text{Im } V$  mogą być bezpośrednio wywzorcowane w jednostkach  $G_x$  i  $C_x$ , przy stałych  $a, b, G_N, C_N$  i znanej pulsacji  $\omega$ . Opisany sposób niezrównoważonego pomiaru  $G_x$  i  $C_x$  jest klasycznym sposobem, stosowanym w innych układach niezrównoważonych. W pomiarach dyspersyjnych charakterystyk dielektryków, gdzie na ogół zmiana częstotliwości powoduje niewielkie zmiany mierzonych składowych, bardziej wskazane byłoby zastosowanie metody różnicowej, opisanej w rozdz. 7.1 (równ. 73 i 74). Niewielka zmiana  $G_x$  i  $C_x$  w stosunku do wzorcowych wartości  $G_N$  i  $C_N$  (po częstotliwościowym rozstrojeniu równowagi) odpowiada podstawowemu wymaganiu metody różnicowej, którym jest spełnienie relacji  $\epsilon \ll N$  (por. równ. 73). W celu zrealizowania pomiaru różnicowego w omawianym układzie z rys. 5a, nie należy mierników  $\text{Re } V$  i  $\text{Im } V$  wzorcować w jednostkach  $G_x$  i  $C_x$ ; powinny one mierzyć wartości różnic określonych równ. (79).

Wynik pomiaru ( $G_x$  i  $C_x$ ) oblicza się z przekształconych równań (79) przy znanych wartościach  $a, b, G_N, C_N, \omega$ . Omawiany układ kombinowany umożliwia zachowanie relatywnie krótkich czasów pomiaru, porównywalnych z czasami pomiaru oddzielnie budowanych układów zrównoważonych i niezrównoważonych.

Czułość. Zgodnie z ogólną definicją czułości  $S_c = S_d \frac{dV}{dY_x}$  (gdzie:  $S_d$  - czułość przetwornika wyjściowego) czułość układów z rys. 5a,b zarówno niezrównoważonych, jak i zrównoważonych określona jest w każdym przypadku zależnością:

$$S_c = U H_x S_d. \quad (80)$$

Zależność (80) jest słuszna przy założeniu, że wielkości  $U$ ,  $Y_N$ ,  $H_x$ ,  $H_N$  nie są funkcjami  $Y_x$ , co w rozważanych układach jest łatwe do spełnienia. Zauważmy, że w układach równoprądowych spełnienie podobnych założeń byłoby znacznie trudniejsze (zwłaszcza spełnienie założenia, że prąd zasila-

nia nie jest funkcją impedancji  $Z_x$ ). W wyniku zachowania niezmiennych wartości  $U$ ,  $H_x$ ,  $S_d$  czułość układów z rys. 5 jest stała, niezależna w pewnych granicach od zakresu mierzonych wartości  $G_x$ ,  $C_x$ . Ta właściwość jest szczególnie istotna w przypadku pomiarów niezrównoważonych i warunkuje celowość budowania omawianych poprzednio układów kombinowanych. Uzyskanie wystarczająco dużej czułości jest kwestią doboru wielkości występujących w równ. (80). Są to wielkości typowe, występujące także w innych rozwiązaniach, co pozwala przypuszczać, że czułość układów z rys. 5 będzie nie mniejsza niż w innych znanych układach.

Wpływ częstotliwości. Rozważając równania charakteryzujące różne właściwości układów z rys. 5 (równ. 75-80), można ogólnie stwierdzić, że układy te są w niewielkim stopniu wrażliwe na zakłócający wpływ zmian częstotliwości i dobrze nadają się do pomiarów w szerokim zakresie częstotliwości, zwłaszcza podakustycznych ( $10^{-5}$ - $10^1$  Hz). Jak wynika z równ. 77a,b, zbieżność jest maksymalna, niezależnie od zmian częstotliwości. Czułość (równ. 80) może być również niezmienna w szerokim zakresie zmian częstotliwości, jeśli wielkości  $U$ ,  $H_x$  i  $S_d$  będą niezmiennie z częstotliwością. Są to wymagania stosunkowo łatwe do spełnienia w zakresie małych częstotliwości  $10^{-5}$ - $10^1$  Hz. Zachowując podobne wymagania w odniesieniu do  $H_x$  i  $H_N$ , uzyskuje się niezmiennosc warunków bezpośredniego odczytu (równ. 78a,b), przy czym zakłada się, że wzorce  $G_N$  i  $C_N$  nie wykazują właściwości dyspersyjnych ( $G_N$  i  $C_N \neq f(\omega)$ ). W przypadku pomiarów niezrównoważonych, za pomocą układów kombinowanych, najbardziej istotne jest wymaganie niezmiennej czułości. Może ono być spełnione przy tych samych warunkach, które określono poprzednio (równ. 80 obowiązuje także w układach niezrównoważonych), jednak tutaj należy się liczyć z pewnymi trudnościami w spełnieniu warunku  $S_d \neq f(\omega)$ .

Dokładność. Z omówionych dotychczas właściwości układów z rys. 5, wynika, że po spełnieniu pewnych warunków możliwe jest uzyskanie zadowalającej czułości, małej wrażliwości na zakłócający wpływ zmian częstotliwości oraz wystarczająco krótkiego czasu pomiaru. Ponadto struktura tych układów (BPW - równonapięciowa) i zastosowany sposób przetwarzania sygnałów wyjściowych umożliwiają osiągnięcie innych korzystnych właściwości. Należy tu przede wszystkim wymienić:

- udział wzorca w procesie pomiarowym;
- możliwość zapewnienia pomijalnie małego poboru mocy przez przetworniki I/W. Spełnienie tego wymagania byłoby znacznie trudniejsze w układach równoprądowych, gdzie należałoby stosować przetworniki U/W o rezystancjach wejściowych większych niż rezystancja badanego dielektryku;
- możliwość bardziej skutecznego (niż w układach PPW) eliminowania wpływów składowych stałych napięć i prądów. Wpływ ten może być znacznie zmniejszony za pomocą odpowiedniego sygnału kompensującego, wytworzonego w obwodzie wzorcowym  $G_N$ ,  $C_N$ ,  $H_N$  (rys. 5);

- możliwość tworzenia układów kombinowanych i zwiększenia dokładności pomiarów niezrównoważonych przez zastosowanie różnicowej metody pomiarów.

Wymienione właściwości w istotny sposób sprzyjają osiągnięciu zadowalającej dokładności pomiarów. Zwróćmy jeszcze uwagę na problem doboru wzorców, który w przypadku pomiaru dielektryków jest szczególnie trudny (przede wszystkim brak wzorców o rezystancji większej niż  $10^7$  omów). W proponowanych układach (rys. 5) problem ten występuje w znacznie mniejszym stopniu niż w znanych układach mostkowych lub innych. W torze przetwarzania sygnału wzorcowego ( $G_N$ ,  $C_N$ ,  $H_N$ ) wystarczy zastosowanie typowych elementów o typowych wartościach parametrów. Natomiast w torze przetwarzania sygnału podstawowego ( $Y_x$ ;  $H_x$ ), w celu uzyskania odpowiedniej transmitancji  $H_x$ , w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego zamiast opornika o skrajnie dużej rezystancji można zastosować typowy kondensator (por. [54]). Ostatecznie, o dokładności układów pomiarowych z rys. 5 decydować będą właściwości wzmacniaczy operacyjnych, zastosowanych do budowy przetworników I/W oraz właściwości przetworników wyjściowych. Szczegółowa analiza tych zagadnień wykracza poza ramy niniejszego opracowania i częściowo była przedmiotem innych opracowań (np. [54, 59, 60]).

Proponowane układy pomiarowe spełniają wszystkie podstawowe wymagania określone w przypadku pomiaru admitancji dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych. Pod pewnymi względami wykazują korzystniejsze właściwości niż inne układy dotychczas stosowane.

W tabl. 8, oprócz rozważanej klasy 3C, wskazano również inne klasy układów, które w wystarczającym stopniu spełniają przyjęte wymagania. Nie wymieniono wśród nich żadnej klasy układów quasi-zrównoważonych, głównie z powodu nieodpowiednich właściwości detektorów quasi-równowagi (mniejsza czułość niż innych detektorów, duża wrażliwość na zmiany częstotliwości). Wydaje się, że opracowanie doskonalszych rozwiązań detektorów quasi-równowagi byłoby bardzo celowe i mogłoby spowodować znaczny wzrost zainteresowania układami quasi-zrównoważonymi, które, jak wykazano w poprzednich rozdziałach, odznaczają się wieloma korzystnymi cechami.

## 8. WNIOSKI

W pracy wykazano, że wszystkie układy do pomiaru immitancji o stałych skupionych można sprowadzić do uogólnionego modelu, określonego uogólnionym schematem strukturalnym oraz uogólnionym równaniem przetwarzania. Wykazano również, że z uogólnionego modelu można wyprowadzić schematy i równania różnych układów przy zachowaniu jednolitego opisu matematycznego. Przeprowadzono klasyfikację układów w oparciu o upraszczanie uogólnionego schematu strukturalnego oraz różnicowanie sposobów przetwarzania sygnałów wyjściowych. Wyznaczono w ten sposób obszerny zbiór układów zawierający wszystkie znane układy, jak również układy nowe o nie stosowanych dotychczas strukturach oraz sposobach przetwarzania sygnałów wyjściowych. Korzystając z jednolitych równań i schematów określono podstawowe właściwości metrologiczne układów objętych klasyfikacją, w tym również właściwości układów nowych. Wnioski uzyskane z przeprowadzonej syntezy umożliwiają dokonanie obiektywnego wyboru najbardziej właściwej klasy układów pomiarowych w zależności od założonych wymagań. Tym samym cel pracy, sformułowany w rozdz. 1, został osiągnięty.

Do ważniejszych ogólnych wniosków z pracy należy zaliczyć następujące:

1. Przeprowadzona synteza porządkuje w pewien sposób obszerną dziedzinę pomiarów immitancji, akcentując jednolity system opisu wszystkich układów - również tych, które w literaturze prezentowane są w sposób wskazujący na brak wzajemnych powiązań. Zakres i sposób przeprowadzenia syntezy nie znajduje odpowiednika w znanych opracowaniach literaturowych.
2. Klasę układów do pomiaru immitancji oraz jej podstawowe właściwości określają: schemat strukturalny, sposób przetwarzania sygnałów wyjściowych oraz odpowiednie równanie przetwarzania. Jednolity opis wymienionych cech umożliwia dokonanie obiektywnych ocen porównawczych różnych układów.
3. Proponowana klasyfikacja układów, a ściślej sposób tworzenia klasyfikacji, bezpośrednio ujawnia nowe rozwiązania i pozwala przewidzieć ich podstawowe właściwości metrologiczne.
4. Środki zastosowane w syntezie umożliwiły wprowadzenie nowych elementów do teorii niektórych zagadnień. Na uwagę zasługują następujące elementy:
  - opracowanie teoretycznych podstaw układów quasi-zrównoważonych i wskazanie możliwości wielu nowych rozwiązań;

- porównanie czułości różnych klas układów do pomiaru immitancji;
- ogólne rozwiązanie zagadnienia bezpośredniego odczytu w układach zrównoważonych i określenie odpowiednich wymagań;
- ogólne sformułowanie warunków, przy których zbieżność układów jest maksymalna i niezależna od częstotliwości.

Przytoczenie wybranych przykładów zastosowań syntezy (rozdz. 7) miało na celu jedynie zilustrowanie odpowiedniej metodyki postępowania przy ujawnianiu nowych układów lub przy poszukiwaniu układów najbardziej właściwych do założonych celów. Poszukiwanie najkorzystniejszej realizacji układowej w ramach wybranej klasy układów jest zagadnieniem wykraczającym poza zakres niniejszej pracy, choć sformułowane w niej wnioski mogą ułatwić odpowiedni wybór (np. rozdz. 7.3).

Opracowana synteza wskazuje na celowość podejmowania dalszych prac w wielu dość odrębnych obszarach. Na przykład wydaje się celowe przeprowadzenie szczegółowych badań przydatności różnych nowych układów wskazanych w pracy. Równie interesujące wydają się być prace nad rozwiązaniami konstrukcyjnymi detektorów i przetworników, zwłaszcza tych, które ograniczają uzyskanie spodziewanych korzystnych właściwości niektórych układów. Ważne byłyby również prace nad proponowanymi zastosowaniami mikroprocesorów w układach zrównoważonych (zwłaszcza - pracujących przy częstotliwościach podakustycznych).



LITERATURA

[1] Adamec V.: Mostik na meranie kapacity a stratoveho cinitela v rozsahu velmi nizkych frekvencii. Elektroizolacna a Kablova Technika, rocnik 22, nr 1, 1969.

[2] Bachmair H., Vollmert R.: Comparison of Admittances by Means of a Digital Double-Sinewave Generator. IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-29, nr 4, december 1980.

[3] Bachtizin R.Z., Goc S.S., Kondratiev A.M.: Ustanowka dla izmierienia kompleksnoj dielektrической pronicajemosti na infraniskich czastotach. Pribory i Tiejh. Eksp., nr 1, janwar-fewral 1983.

[4] Badian L.: Niektóre problemy miernictwa materiałów i podzespołów elektronicznych. Mat. Konf. POMAT'81 - Metody pomiarowe w materiałoznawstwie elektronicznym, Zaborów k. Warszawy 1981.

[5] Badian L.: Badanie dielektryków w pasmie bardzo małych częstotliwości, (jak poz. 4).

[6] Baker A.: A simple technique for measuring nonlinear AC properties of materials at frequencies below 1 Hz. Journ. of Physics E.: Sc. Instr., vol. 9, 1976.

[7] Bouvier B., Morel J.P.: Mesure du taux d'humidite dans une isolation complexe par des mesures en tres basse frequence. Rev. Gen. de L'Electr., Novembre 1966.

[8] Chwaleba A., Poniński M., Siedlecki A.: Metrologia elektryczna. WNT, Warszawa 1979.

[9] Coughlin T.J.: Five-terminal automatic RLC bridge. General Radio Experimenter, march-june 1970.

[10] Dzjubenko I.W.; Metody izmierienia elektricznych paramietrow dielektrikow na infraniskich czastotach. Izv. Tiejh., nr 10, 1970.

[11] Galland J.; Dispositif automatique de mesure de la permittivite et de l'angle de pertes des dielectriques. Rev. Gen. de L'Electr., Octobre 1968.

[12] Gasztold M.: Metoda równoważenia analogowego w automatycznych cyfrowych mostkach LCR. PAK, nr 8-9, 1975.

[13] Głuchy Z.: Niektóre właściwości metrologiczne analogowo-cyfrowego przetwornika zmian rezystancji. Rozprawa doktorska, Politechnika Poznańska, Poznań 1979.

[14] Gotszalk R.: Elektryczne układy pomiarowe. Skrypt Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1973.

[15] Gotszalk R.: Technika pomiarów wielkości elektrycznych. Skrypt Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1982.

[16] Hall H.: An AC-DC ratiometer and its use in CRL meter. IEEE Trans. Instr. and Meas., nr 4, December 1973.

[17] Hanscomb J.R., Kaahwa Y.: A digital approach to low-frequency dielectric loss measurement. Journ. Phys. E.: Sc. Instr., vol. 11, nr 5, 1978.

[18] Hayakawa R., Wada Y.: Simultaneous measurement of relaxational frequency spectra of response functions by use of a new digital signal processing technique. Proc. 3 Inter. Conf. Univ. Aston in Birmingham 10-13 September, 1979.

[19] Hippel A.R.: Dielektryki i fale. PWN, Warszawa 1963.

[20] Hirsberg L.: Analiza procesu równoważenia układów Logana. Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1979.

[21] Hoja J.: Analiza i badania układów pomiarowych składowych impedancji na liniowych funktozach scalonych. VIII Międzyuczelniana Narada Metrologów, Łódź, wrzesień 1973.

[22] Jaworski J.: Matematyczne podstawy metrologii. WNT, Warszawa 1979.

[23] Jellonek A., Gąszczak J., Orzeszkowski Z., Rymaszewski R.: Podstawy metrologii elektrycznej i elektronicznej. PWN, Warszawa 1980.

[24] Kaplan B.Z., Sagy Y., Jacobson D.M.: An instrument for continuously measuring capacitance changes. IEEE Trans. Instr. and Meas., vol. IM-27, nr 1, 1978.

[25] Karandiejew K.B.: Pomiarы elektryczne metodami mostkowymi i kompensacyjnymi. WNT, Warszawa 1969.

[26] Lechowski Z., Świątkowska M.: Nowa metoda badania wytrzymałości elektrycznej izolacji generatorów. Energetyka, nr 11, 1967.

[27] Logan M.A.: An AC-bridge for semiconductor resistivity measurements using a four-point probe. Bell System Technical, journal - may 1961.

[28] Maeda K.: An automatic, precision 1-MHz digital LCR meter. Hewlett Packard Journal, March 1974.

[29] Miłek M.: Komparacja wielkości elektrycznych i magnetycznych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, nr 696, z. 77, 1981.

[30] Morel J.F.: Un pont pour les mesures a tres basse frequence sur les dielectriques. Rev. Gen. De L'Electr., Fevrier 1966.

[31] Morse C.T.: A computer controlled apparatus for measuring ac properties of materials over the frequency range 10<sup>-5</sup> to 10<sup>5</sup> Hz Journ. of Phys. E.: Sc. Instr., vol. 7, 1974.

[32] Nemeth E.: Proposed fundamental characteristics describing dielectric processus in dielectrics. Period. Polyt. El. Eng., vol. 15, nr 4, 1971.

[33] Niestierienko A.P.: Osnovy rasczota elektroizmeritielnych schiem urawnowiesziwanija. Izd. Akad. Nauk. Ukrainskiej CCCP, Kijew, 1960.

[34] Orsini Q.: Conversion of Imittance Parameters to DC Voltages. IEEE Tras. on Instr. and Meas., June 1973.

[35] Orzeszkowski Z.: Podstawy metrologii elektrycznej. Skrypt Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1977.

[36] Palz G.: Ein Phasenwinkelmessgerät zur Ermittlung kleiner Verlustwinkel. ATM, Dez. 1971.

[37] Pluciński M., Marcyniuk A., Pasecki E., Szadkowski B.: Podstawy metrologii elektrycznej. Skrypt Politechniki Śląskiej, Gliwice 1979.

[38] Pluciński M., Szadkowska T., Szadkowski B.: O pewnych praktycznych aspektach niskoczęstotliwościowych badań warstwowych materiałów elektroizolacyjnych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, z. 27, Gliwice 1970.

[39] Pluciński M., Szadkowski B.: Mostek do badania dyspersji dielektryków w zakresie małych i bardzo małych częstotliwości. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, z. 37, Gliwice 1973.

[40] Polska Norma: PN-71/N-02050 Metrologia - Nazwy i określenia.

[41] Pratt G.J., Smith M.J.A.: A wide-band bridge for the measurement of the complex permittivity of polymeric solids and other materials. Journ. Phys. E.: Sc. Instr., vol. 15, nr 9, 1982.

[42] Scheiber D.J.: An ultra low frequency bridge for dielectric measurements. Journ. Res. NBC, 65C, 1961.

- [43] Schlosser E.: Messanordnung für komplexe Dielektrizitätskonstante Polymerer im Frequenzbereich  $5 \cdot 10^{-3}$  - 1 Hz. Exp. Techn. der Phys., H3, 1967.
- [44] Schweitzer G.: Messung dielectricischer Stoffwerte im Tiefstfrequenzgebiet 0,4 Hz -  $5 \cdot 10^{-5}$  Hz. ATM, Nov. 1967.
- [45] Siciński Z.: Badanie materiałów elektroizolacyjnych. WNT, Warszawa 1968.
- [46] Sigdell J.E., A principle for Capacitance Measurement, Suitable for Linear Evaluation of Capacitance Transducers. IEEE Trans. on Instr. and Meas., February 1972.
- [47] Sobczyk J.: Analiza własności metrologicznych pewnej klasy mostkowych przetworników zmian składowych impedancji. Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1980.
- [48] Sorokiewicz J.: Pomiar zawilgocenia izolacji metodą dwu różnych częstotliwości. Zeszyty Naukowe Politechniki Wrocławskiej, nr 3, 1954.
- [49] Stoll B.: Eine Methode zur kleiner dielektrischer Verlustfaktoren im Frequenzbereich  $10^{-3}$  Hz bis 1000 Hz an Kapazitäten von etwa 100 pF, ATM, Juli-August 1975.
- [50] Szadkowski B.: Optymalizacja układu mostkowego do badań dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych. Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1969.
- [51] Szadkowski B.: Wybór układu mostkowego o optymalnej czułości do badań dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych. Biuletyn nr 4, WSI, Zielona Góra 1970.
- [52] Szadkowski B.: Warunek optymalnej zbieżności mostków do badań dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, z. 33, Gliwice 1972.
- [53] Szadkowski B.: Problemy konstrukcji mostków do badań dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, z. 33, Gliwice 1972.
- [54] Szadkowski B., Zieleźnik L.: Wybór obwodu wejściowego w niezrównoważonych układach pomiarowych do badania dielektryków w zakresie częstotliwości podakustycznych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, z. 48, Gliwice 1974.
- [55] Szadkowski B.: Wybor metody zmierzenia swierchwysokich impedansow w oblasti infraniskich czastot. Mat. Konf. EMISCON-83, Tatr. Lomn. - CSSR, maj 1983.
- [56] Szadkowski B.: Metody badania izolacji elektrycznej napięciem o częstotliwości  $10^{-5}$ - $10^1$  Hz. Mat. Konf. - Urządzenia Elektroenergetyczne Bielsko-Biała, wrzesień 1983.
- [57] Vajda D.: Issledowanije powreždienij izolacii. Energija. Moskwa 1968.
- [58] Vince P.M.: Apparatus for the measurement of the permittivity and Loss tangent of glasses at audio and subaudio frequencies. Proc. IEE., nr 112, 1965.
- [59] Zieleźnik L.: Analiza metod pomiaru dyspersyjnych zmian współczynnika stratności i pojemności dielektryków stałych w zakresie częstotliwości podakustycznych. Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1977.
- [60] Zioło K.: Analiza częstotliwościowo-pojemnościowej metody pomiaru zawilgocenia izolacji papierowej impregnowanej olejem. Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1983.

## SYNTEZA METOD POMIARU IMMITANCJI

### S t r e s z c z e n i e

Przedstawiona w pracy synteza obejmuje metody pomiaru immitancji o stałych skupionych. W pracy wykazano, że odpowiednie układy pomiarowe można sprowadzić do uogólnionego schematu strukturalnego, opisanego uogólnionym równaniem przetwarzania. Wykazano również, że z uogólnionego schematu można wyprowadzić schematy i równania poszczególnych układów. Określono odpowiednią metodykę postępowania i zaproponowano klasyfikację układów pomiaru immitancji. Korzystając z jednolitego opisu matematycznego układów objętych klasyfikacją, określono ich podstawowe właściwości metrologiczne. Podano przykłady zastosowań opracowanej syntezy.

СИНТЕЗ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ИМПЕДАНСА И АДМИТАНСА

Резюме

Синтез представлен в статье заключает методы измерения импеданса и адмитанса (иммитанса) сосредоточенных постоянных. Доказано, что соответственные измерительные схемы можно привести к обобщенной, структурной схеме, описанной обобщенным уравнением преобразования. Доказано тоже, что с структурной схемы можно выводить схемы и уравнения частных систем. Определено соответственную методику обработки и предложено классификацию методов измерения иммитанса. Используя унифицированное, математическое описание классифицированных методов, определено их основные, метрологические свойства. Представлено примеры применения разработанного синтеза.

SYNTHESIS OF THE IMPEDANCE AND ADMITTANCE MEASUREMENT METHODS

Summary

The synthesis presented in this paper deals with the impedance and admittance (immittance) lumped circuits measurement. It is proved that the adequate measuring circuits let to resolve to a generalized structural circuit described by the generalized processing equation. It is proved also that the generalized circuit let to deduce the circuits and equations of particular measuring circuits. The adequate processing methodics is designated and the classification of the immittance measuring circuits is proposed. The unified mathematical description of classified circuits is fundamental to the basic metrologic properties determination. The examples of described synthesis application are presented.

P. 3347/84/93

Cena zł 47, -

**WYDAWNICTWA NAUKOWE I DYDAKTYCZNE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ  
MOŻNA NABYC W NASTĘPUJĄCYCH PLACÓWKACH:**

- 44-100 Gliwice — Księgarnia nr 096, ul. Konstytucji 14 b  
44-100 Gliwice — Spółdzielnia Studencka, ul. Wrocławska 4 a  
40-950 Katowice — Księgarnia nr 015, ul. Żwirki i Wigury 33  
40-096 Katowice — Księgarnia nr 005, ul. 3 Maja 12  
41-900 Bytom — Księgarnia nr 048, Pl. Kościuszki 10  
41-500 Chorzów — Księgarnia nr 063, ul. Wolności 22  
41-300 Dąbrowa Górnicza — Księgarnia nr 081, ul. ZBoWiD-u 2  
47-400 Racibórz — Księgarnia nr 148, ul. Odrzańska 1  
44-200 Rybnik — Księgarnia nr 162, Rynek 1  
41-200 Sosnowiec — Księgarnia nr 181, ul. Zwycięstwa 7  
41-800 Zabrze — Księgarnia nr 230, ul. Wolności 288  
00-901 Warszawa — Ośrodek Rozpowszechniania Wydawnictw Naukowych PAN —  
Pałac Kultury i Nauki

Wszystkie wydawnictwa naukowe i dydaktyczne zamawiać można poprzez Składnicę Księgarską w Warszawie, ul. Mazowiecka 9.