Załącznik 2A

AUTOREFERAT

1. Imię i nazwisko: **Adam Cichy**
2. Posiadane dyplomy, stopnie naukowe:

- **magister inżynier**, Wydział Elektryczny, Politechnika Śląska, 1989, tytuł pracy: *Aktywny, quasi-zrównoważony miernik RC*. Promotor: prof. dr hab inż. Brunon Szadkowski.
- **doktor nauk technicznych**, Wydział Elektryczny, Politechnika Śląska, 1998, tytuł rozprawy: *Pomiary przesunięcia fazowego sygnałów sinusoidalnych o częstotliwościach infraniskich 10^{-3}-10^{-5} Hz*. Promotor: prof. dr hab inż. Brunon Szadkowski, recenzenci: prof.dr hab inż Tadeusz Skubis, Politechnika Śląska, prof. dr hab inż. Janusz Gajda, Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie

3. Informacje o dotychczasowym zatrudnieniu w jednostkach naukowych:

- od 1.11.1989 r., Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej, w pełnym wymiarze godzin jako **asystent-stażysta**;
- od 27.03.1991 r., Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej, w pełnym wymiarze godzin jako **asystent**;
- od 1.02.1999 r., Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej/Instytut Metrologii, Elektroniki i Automatyki, w pełnym wymiarze godzin jako **adiunkt**;
- Od 1.03.2014 r. do dziś: Instytut Metrologii, Elektroniki i Automatyki/Katedra Metrologii, Elektroniki i Automatyki, w pełnym wymiarze godzin jako **starszy wykładowca**.

4. Wskazanie osiągnięcia wynikającego z art. 16 ust. 2 ustawy z dnia 14 marca 2003 r. o stopniach naukowych i tytule naukowym oraz o stopniach i tytule w zakresie sztuki (Dz. U. 2016 r. poz. 882 ze zm. w Dz. U. z 2016 r. poz. 1311.):

a) tytuł osiągnięcia naukowego:

Układy quasi-zrównoważone w pomiarach składowych impedancji

b) monografia autorska: Cichy Adam: *Układy quasi-zrównoważone w pomiarach składowych impedancji*. Monografia nr 742, 2018, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice.

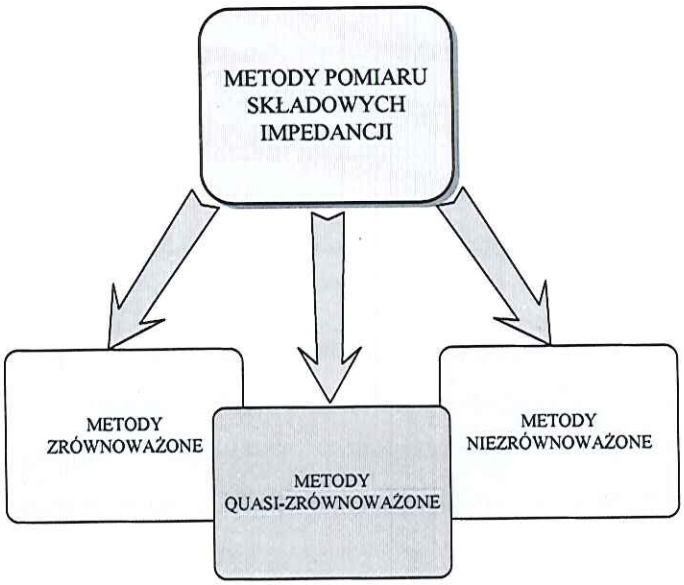
Recenzenci: prof. dr hab inż. Zygmunt Kuśmierek, em., Politechnika Łódzka,
prof. dr hab inż. Michał Lisowski, Politechnika Wrocławska,
prof. dr hab inż. Adam Kowalczyk, Politechnika Rzeszowska.

c) omówienie celu naukowego ww. pracy i osiągniętych wyników wraz z omówieniem ich ewentualnego wykorzystania.

I. WSTĘP

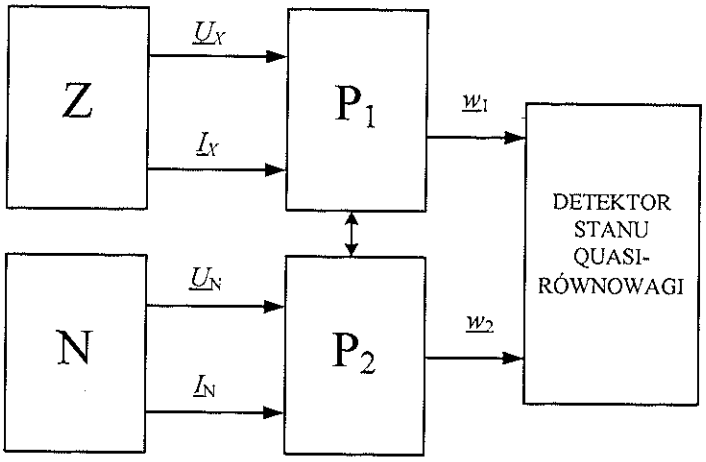
W technice i badaniach naukowych, dosyć często wykonuje się pomiary składowych impedancji. Na ich podstawie można wyznaczyć parametry elektryczne obiektu (np. pojemność elektryczną lub indukcyjność) a także parametry materiałowe (np. przenikalność elektryczną czy też współczynnik strat elektrycznych). Składowe impedancji są również wielkościami wyjściowymi sensorów wielkości nieelektrycznych (np. przemieszczenia liniowego i kątowego, ciśnienia, wilgotności).

Ogólny podział metod pomiaru składowych impedancji przedstawiono na rys. 1. Jedną z grup układów pomiarowych o cechach charakterystycznych, zarówno dla metod zrównoważonych (zerowych), jak i niezrównoważonych (niezerowych), wychyleniowych, są metody quasi-zrównoważone.



Rys. 1. Podział metod pomiaru składowych impedancji

Układy realizujące metody quasi-zrównoważone, podobnie jak układy zrównoważone, umożliwiają wykonanie pomiaru po sprowadzeniu układu do uprzednio założonego stanu, innego od stanu zerowego – tzw. stanu quasi-równowagi. Jest to najczęściej z góry założony kąt przesunięcia fazowego pomiędzy wybranymi sygnałami układu. W dotychczas znanych układach quasi-zrównoważonych możliwe było wyznaczenie tylko jednej składowej impedancji mierzonej przy użyciu pojedynczego elementu regulacyjnego. Była to ich zaleta, ponieważ w układach tych nie występowały problemy ze zbieżnością. Druga składowa impedancji pozostawała nieznana, co można uznać za pewną wadę układów quasi-zrównoważonych. Podstawowa różnica pomiędzy układami zrównoważonymi a quasi-zrównoważonymi polega na wyborze innego stanu wyróżnionego układu, natomiast stale niezerowy sygnał wyjściowy układu quasi-zrównoważonego jest charakterystyczny dla układów niezrównoważonych. Na rys. 2 przedstawiono schemat strukturalny układów realizujących metodę quasi-zrównoważoną.



Rys. 2. Schemat strukturalny układów quasi-zrównoważonych

Układy te, podobnie jak układy zrównoważone, są układami do pomiaru składowych impedancji przy prądzie sinusoidalnie przemiennym. Istotnym problemem występującym w układach zrównoważonych jest ich zbieżność, oznaczająca łatwość dochodzenia układu do stanu wyróżnionego. W układach zrównoważonych istnieje konieczność wielokrotnej, naprzemiennej zmiany nastaw elementów nastawnych. Wymaga to czasu i często utrudnia lub wręcz uniemożliwia wykonanie pomiaru. Sprowadzenie znanych układów quasi-zrównoważonych do stanu wyróżnionego osiąga się przez zmianę nastaw na ogół pojedynczego elementu regulacyjnego, co jest największą zaletą tych układów. Zaletą niemostkowych układów quasi-zrównoważonych, w porównaniu np. z układami mostkowymi, jest możliwość pomiaru „punkt po punkcie", tzn. możliwość wyznaczenia składowych impedancji w funkcji prądu lub napięcia.

W tabeli 1 przedstawiono porównanie podstawowych cech układów zrównoważonych i quasi-zrównoważonych.

Tabela 1. Porównanie podstawowych cech układów zrównoważonych i quasi-zrównoważonych

UKŁADY ZRÓWNOWAŻONE	UKŁADY QUASI-ZRÓWNOWAŻONE
pomiar obydwu składowych impedancji	pomiar jednej składowej impedancji
proste równanie przetwarzania	proste równanie przetwarzania
detekcja stanu zerowego	detekcja stanu niezerowego
dwa elementy regulacyjne	jeden element regulacyjny
sprowadzenie układu do wybranego stanu	sprowadzenie układu do wybranego stanu
problemy ze zbieżnością	brak problemów ze zbieżnością

Celem prac habilitanta było wykazanie, że quasi-zrównoważone układy do pomiaru składowych impedancji charakteryzują się właściwościami metrologicznymi zbliżonymi do układów zerowych, jednak, w przeciwieństwie do układów zerowych, możliwa jest budowa rozwiązań charakteryzujących się stale maksymalną zbieżnością. Układy te pozwalają na pomiar dwóch składowych impedancji, wykorzystując dwa w pełni niezależne elementy nastawne.

Quasi-zrównoważone układy do pomiaru składowych impedancji zostały po raz pierwszy przedstawione w literaturze jako układy mostkowe i były traktowane jako pewna ciekawostka.

Dlatego też habilitant zdecydował się wyprowadzić, zanalizować i bardziej szczegółowo opisać własności metrologiczne tych układów. Mają one strukturę typowych czteroramiennych mostków i zasilane są ze źródła sinusoidalnego. Mostki quasi-zrównoważone mają jednak często strukturę, która uniemożliwia ich zrównoważenie. Habilitant dokonał szerszej analizy ich podstawowych właściwości metrologicznych, takich jak niepewność pomiaru, czułość i pobudliwość. Wprowadzenie elektronicznych układów aktywnych oraz elektronicznych detektorów fazoczułych do układów quasi-zrównoważonych pozwoliło na budowę niemostkowych układów quasi-zrównoważonych. Habilitant wyprowadził podstawowe właściwości metrologiczne układów niemostkowych. Zaproponował model matematyczny tych układów i ich ogólne równanie przetwarzania. Przedstawiło metody syntezy układów niemostkowych oraz dokonał przykładowej syntezy układu. Przeanalizował proces quasi-równoważenia omawianych układów. Na przykładzie typowego rozwiązania ocenił błędy o różnych źródłach, niepewności oraz wyprowadzono równania opisujące czułość i pobudliwość układów quasi-zrównoważonych. Przeprowadzona analiza potwierdziła, że właściwości mostkowych i niemostkowych układów quasi-zrównoważonych są identyczne.

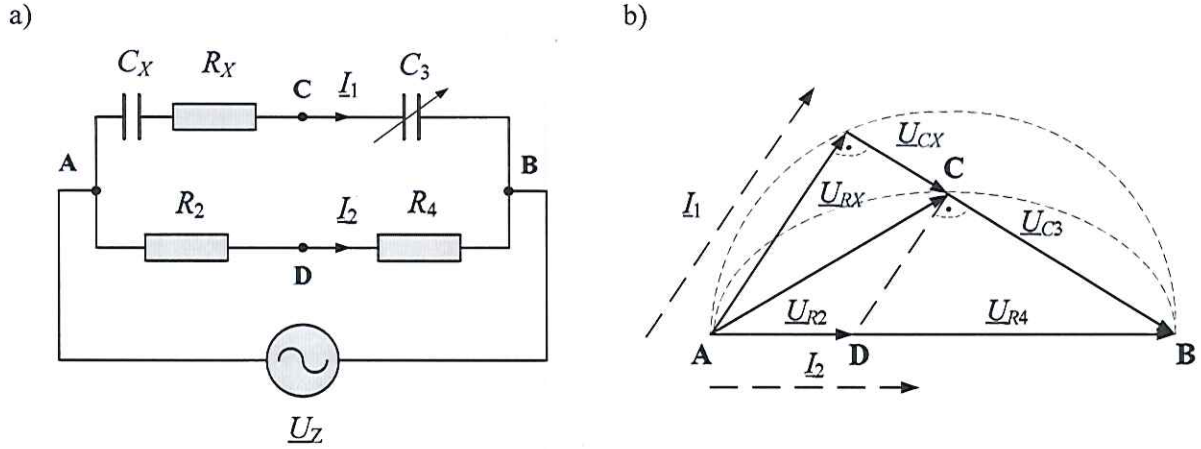
Dalsze kroki w rozwoju quasi-zrównoważonych układów do pomiaru składowych impedancji to wykorzystanie techniki cyfrowej oraz zastosowanie programowego przetwarzania sygnałów pomiarowych. Spowodowało to zmianę podejścia do pojęcia „układu pomiarowego". Do tej pory był on rozumiany jako fizyczna realizacja metody pomiarowej. Zastosowanie przetwarzania analogowo-cyfrowego i dalsze programowe przetwarzanie sygnałów cyfrowych spowodowało, że częścią układu może być oprogramowanie. Pojawiły się układy do pomiaru składowych impedancji, także quasi-zrównoważone, w których sygnały pomiarowe przetwarza się na postać cyfrową, a następnie sygnały cyfrowe przetwarzane są według algorytmu, stanowiącego dyskretny odpowiednik układu. Pojawiły się specjalistyczne pakiety oprogramowania umożliwiające budowę algorytmów pomiarowych w środowisku graficznym. Takie układy nazwano wirtualnymi układami pomiarowymi. Układy quasi-zrównoważone poddają się wirtualizacji. Habilitant ocenił możliwość digitalizacji i wirtualizacji układów quasi-zrównoważonych. Przedstawił również realizacje układów quasi-zrównoważonych.

Najważniejszym celem prac habilitanta było wykazanie, że możliwa jest budowa układów quasi-zrównoważonych o maksymalnej zbieżności, umożliwiających jednoczesny pomiar dwóch składowych impedancji. Habilitant opracował koncepcje równoległych układów quasi-zrównoważonych, niemostkowych układów z podwójnym quasi-równoważeniem oraz układów quasi-zrównoważonych, które po osiągnięciu stanu quasi-równowagi są odstrajane od tego stanu. Habilitant przedstawił również wyniki badań zrealizowanych układów quasi-zrównoważonych i przykładowe realizacje potwierdzających przydatność takich układów.

Quasi-zrównoważone metody pomiaru składowych impedancji opisywane są w literaturze od wielu lat. Po raz pierwszy pojawiły się w literaturze pół wieku temu, jako mostki quasi-zrównoważone. Były traktowane jako swego rodzaju ciekawostka i nie były często realizowane. Teoria układów quasi-zrównoważonych nie była dostatecznie wyprowadzona, a ich właściwości metrologiczne zbadane w sposób wystarczający. Budowa quasi-zrównoważonych układów pomiarowych, realizowanych w technice analogowej, nastręczała wiele trudności. Zastosowanie elektroniki analogowej i elektroniki cyfrowej oraz programowych metod przetwarzania sygnałów, w szczególności detekcji fazowej, umożliwiło pewien renesans metod quasi-zrównoważonych. Układy quasi-zrównoważone budowane były jako układy elektryczne, wykorzystujące elementy pasywne typu *RLC*, aktywne układy elektroniczne, układy pasywne i aktywne ze sterowaniem mikroprocesorowym, cyfrowe układy aktywne oraz jako układy z przetwarzaniem programowym.

II. MOSTKI QUASI-ZRÓWNOWAŻONE

Mostki quasi-zrównoważone zostały opisane w pierwszej połowie XX wieku przez Karandiejewa[1]. Podobnie jak zrównoważone mostki przemiennoprądowe, mostki quasi-zrównoważone są zbudowane z czterech ramion impedancyjnych, wyposażone są w jeden element regulacyjny oraz detektor fazowy i są zasilane napięciem lub prądem sinusoidalnym. Pomiar mostkiem quasi-zrównoważonym polega na wybraniu takiej nastawy elementu regulacyjnego, przy której kąt przesunięcia fazowego pomiędzy wybranymi sygnałami mostka osiągnie założoną wartość (najczęściej $\pi/2$). Jest to tzw. stan quasi-równowagi. Mostki quasi-zrównoważone umożliwiają pomiar wyłącznie jednej składowej impedancji. Na rys. 3 przedstawiono przykładowy schemat mostka quasi-zrównoważonego do pomiaru pojemności i jego wykres wskazowy. Ciekawą cechą omawianego układu jest to, że mostek o takiej strukturze nie może zostać sprowadzony do stanu równowagi, nie może więc być mostkiem zrównoważonym.



Rys. 3. Przykład mostka quasi-zrównoważonego: a) schemat, b) wykres wskazowy

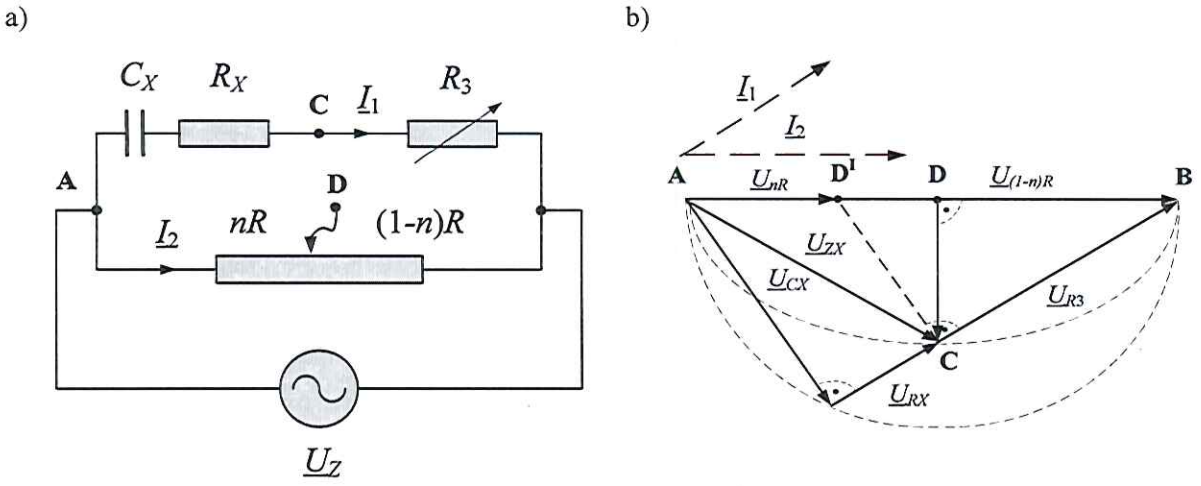
W stanie quasi-równowagi, analizując zależności geometryczne wykresu wskazowego, można wyznaczyć mierzoną pojemność z zależności:

$$C_X = C_3 \frac{R_4}{R_2} \tag{1}$$

Warto zwrócić uwagę, że równanie przetwarzania (1) przypomina równanie przetwarzania dla mostków zrównoważonych.

Niektóre układy (np. mostki do pomiaru współczynnika strat elektrycznych lub kąta fazowego) wymagają sprowadzenia mostka do stanu quasi-równowagi za pomocą jednego elementu regulacyjnego, a następnie, za pomocą drugiego elementu regulacyjnego, do drugiego stanu quasi-równowagi. Mierzona wielkość wyznaczana jest jako funkcja obydwu nastaw elementów regulacyjnych. Przykład mostka quasi-zrównoważonego z podwójnym quasi-równoważeniem i jego wykres wskazowy przedstawiono na rys. 4.

Karandiejew K.B.: Pomiary elektryczne metodami mostkowymi i kompensacyjnymi. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1969.



Rys. 4. Przykład mostka quasi-zrównoważonego z podwójnym quasi-równoważeniem: a) schemat, b) wykres wskazowy

W przedstawionym układzie dokonuje się dwóch kolejnych quasi-równoważeń przy użyciu dwóch elementów nastawnych – rezystorów R i R_3. W pierwszym quasi-równoważeniu stan quasi-równowagi oznacza, że napięcia $\underline{U}_{DA}$ i $\underline{U}_{DC}$ są ortogonalne. Układ zostaje sprowadzony do tego stanu przez zmianę nastaw elementu R_3, przy czym nastawa elementu R jest taka, by w każdej z dolnych gałęzi mostka znajdowała się rezystancje równa połowie rezystancji rezystora R (n=1/2). Następnie sprowadza się układ do drugiego stanu quasi-równowagi, oznaczającego ortogonalność napięć $\underline{U}_{CD'}$ i $\underline{U}_{CB}$ są za pomocą rezystora R, nie zmieniając nastawy rezystora R_3 z pierwszego quasi-równoważenia. W drugim stanie quasi-równowagi można wyznaczyć współczynnik strat badanego kondensatora jako:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{n}{\sqrt{1-2n}} \tag{2}$$

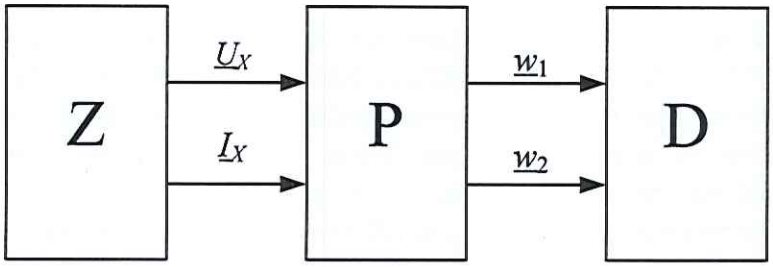
Rozwiązania mostków z rys. 3 i 4 stały się podstawą do przeprowadzonej przez habilitanta oceny podstawowych właściwości metrologicznych układów mostkowych oraz syntezy niemostkowego układu quasi-zrównoważonego.

PODSTAWOWE WŁAŚCIWOŚCI METROLOGICZNE MOSTKÓW QUASI-ZRÓWNOWAŻONYCH

Badanie układów mostków quasi-zrównoważonych w literaturze początkowo ograniczone było wyłącznie do analizy geometrycznej wykresu wskazowego. Po raz pierwszy ogólny schemat i model matematyczny mostków quasi-zrównoważonych zostały zaprezentowane przez B. Szadkowskiego[2)]. Jest to model uproszczony, dotyczący wybranych układów, jednak wystarczający do opisu układów mostkowych.

Według tego modelu działanie wszystkich znanych mostków quasi-zrównoważonych można opisać ogólnym schematem blokowym, przedstawionym na rys. 5.

2) Szadkowski B.: Synteza metod pomiaru immitancji Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, nr 802, s. „Elektryka", z. 93, Gliwice 1984.



Rys. 5. Schemat blokowy quasi-zrównoważonych układów do pomiaru składowych impedancji

W bloku Z, zawierającym mierzoną impedancję $\underline{Z}_X$ oraz obwody zasilające, wytwarzane są sygnały pomiarowe $\underline{U}_X$ i $\underline{I}_X$, reprezentujące prąd i napięcie badanej immitancji. Sygnały te są przetwarzane w przetworniku P na sygnały wyjściowe $\underline{w}_1$ i $\underline{w}_2$, które dołączone są do detektora fazoczułego D.

W większości znanych mostków quasi-zrównoważonych kąt przesunięcia fazowego sygnałów $\underline{w}_1$ i $\underline{w}_2$ w stanie quasi-równowagi powinien osiągnąć wartość $\pi/2$, co odpowiada relacji $\mathrm{Re}(w_1/w_2)=0$.

Przetwornik P może mieć równanie przetwarzania dobrane w taki sposób, aby:

$$\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2} = a\underline{Z}_X - b \tag{3}$$

albo alternatywnie, aby:

$$\frac{\underline{w}_1}{\underline{w}_2} = \mathrm{j}a\underline{Z}_X - b, \tag{4}$$

gdzie a i b są nastawnymi parametrami przetwornika P, będącymi liczbami rzeczywistymi. Mostek może być sprowadzony do stanu quasi-równowagi przez zmianę parametrów a lub b. Najczęściej jako parametr nastawny wybierany jest parametr b, ponieważ zapewnia to bezpośredni odczyt mierzonej składowej impedancji. Jeżeli jednak w układzie mostka mierzony będzie parametr zależny od odwrotności składowej impedancji, np. pojemność, wówczas lepiej zastosować nastawny parametr a.

W stanie quasi-równowagi odpowiednie składowe mierzonej impedancji $\underline{Z}_X$ są równe:

$$\mathrm{Re}(\underline{Z}_X) = \frac{b_1}{a_1} \tag{5}$$

oraz

$$\mathrm{Im}(\underline{Z}_X) = \frac{b_2}{a_2}. \tag{6}$$

Mierzone składowe impedancji mogą być wyznaczone w stanie quasi-równowagi na podstawie bardzo prostych zależności. Możliwe jest uzyskanie bezpośredniego odczytu, a co za tym idzie wyskalowania wybranego elementu regulacyjnego w jednostkach wielkości mierzonej. We współczesnych układach pomiarowych zagadnienie bezpośredniego odczytu utraciło znaczenie. Wielkość mierzona może być obliczana np. przez układ mikroprocesorowy. Bezpośredni odczyt może być jednak ważny z punktu widzenia oszczędności energii czy też wykorzystania mocy obliczeniowej mikroprocesora.

Przedstawiony na rys. 5 schemat blokowy, z przetwornikiem P opisanym równaniami (3) lub (4), jest modelem opisującym mostkowe układy quasi-zrównoważone. Potwierdziła to przeprowadzona przez habilitanta analiza wybranego mostka quasi-zrównoważonego. Analiza przeprowadzona dla pozostałych znanych układów mostków quasi-zrównoważonych potwierdza odpowiedniość tego modelu.

Habilitant ocenił niepewności typu B analizowanego układu mostkowego. Wynik pomiaru pojemności C_X jest funkcją trzech parametrów: C_3, R_4 i R_2, znanych z odpowiednimi, błędami granicznymi ΔC_3, ΔR_4 i ΔR_2. Błędy systematyczne parametrów C_3, R_4 i R_2 podlegają jednostajnemu rozkładowi prawdopodobieństwa, tzn. prawdopodobieństwo wystąpienia błędu o wartości bezwzględnej większej od wartości błędu granicznego jest zerowe. W takim przypadku względna niepewność standardowa pomiaru pojemności C_X jest geometryczną sumą względnych niepewności standardowych zastosowanych elementów C_3, R_2 i R_4 może być wyznaczona jako:

$$u_{\mathrm{rel}}(C_X) = \sqrt{\left[\frac{\Delta C_3}{\sqrt{3}}\right]^2 + \left[\frac{\Delta R_2}{\sqrt{3}}\right]^2 + \left[\frac{\Delta R_4}{\sqrt{3}}\right]^2}. \tag{7}$$

Podobne właściwości mają typowe mostki zrównoważone.

Jednym ze źródeł niepewności pomiaru w układach z elementem nastawnym jest tzw. błąd rozdzielczości. Skutkuje on ograniczeniem liczby cyfr znaczących wyniku pomiarowego. Jest on efektem ziarnistej struktury elementu nastawnego i jest zależny od najmniejszego kwantu, o jaki można zmienić nastawę tego elementu. Błąd rozdzielczości występuje również w mostkach zrównoważonych i pod tym względem właściwości mostków zrównoważonych i quasi-zrównoważonych są zbliżone. W literaturze brakuje odniesienia do tego typu błędu, habilitant przeprowadził taką analizę.

Błąd rozdzielczości jest błędem granicznym, zatem staje się on źródłem niepewności typu B. W analizowanym mostku quasi-zrównoważonym elementem nastawnym o strukturze ziarnistej (najczęściej dekadowej) jest kondensator C_3. Względny błąd rozdzielczości $\delta_r C_X$ pomiaru pojemności C_X wyznaczono jako równy względnemu błędowi rozdzielczości kondensatora nastawnego C_3.

Kolejnym źródłem błędów, zarówno w układach mostków zrównoważonych, jak i niezrównoważonych, jest tzw. błąd pobudliwości. Jest on skutkiem ograniczonej zdolności reagowania mostka na małe zmiany wielkości mierzonej. Przyczyną ograniczonej reakcji są właściwości detektora, który charakteryzuje się określonym progiem pobudliwości. Błąd pobudliwości jest ściśle związany z właściwością układu pomiarowego, jaką jest jego czułość.

Względny błąd pobudliwości $\delta_p C_X$ mostka quasi-zrównoważonego, będący relacją zmiany wielkości mierzonej $\mathrm{d}C_X$, na którą mostek odpowie dostrzegalną reakcją $\mathrm{d}C_X$ odniesioną do mierzonej pojemności C_X, jest wyrażony zależnością:

$$\delta_p C_X = \frac{\mathrm{d}C_X}{C_X} = \frac{1}{S_{\mathrm{W}X}} \mathrm{d}\Phi_{\mathrm{W}}. \tag{8}$$

Ocena czułości mostków quasi-zrównoważonych habilitant przeprowadził na przykładzie uprzednio analizowanego układu mostkowego. Czułość względną mostka bez detektora można zdefiniować następująco:

$$S_{\mathrm{W}X} = \frac{\mathrm{d}\Phi_{\mathrm{W}}}{\frac{\mathrm{d}C_X}{C_X}} = C_X \frac{\mathrm{d}\Phi_{\mathrm{W}}}{\mathrm{d}C_X}, \tag{9}$$

gdzie: $\mathrm{d}C_X$ jest przyrostem pojemności mierzonej C_X w granicy dążącym do zera (różniczką), a C_X jest mierzona pojemnością, Φ_{W} jest sygnałem wyjściowym podlegającym detekcji.

W habilitant wykazał, że równanie opisujące czułość względna układu bez detektora ma postać:

$$S_{\mathrm{W}X} \approx \frac{1}{\mathrm{tg}\,\delta_X}, \tag{10}$$

a względny błąd pobudliwości można wyrazić zależnością:

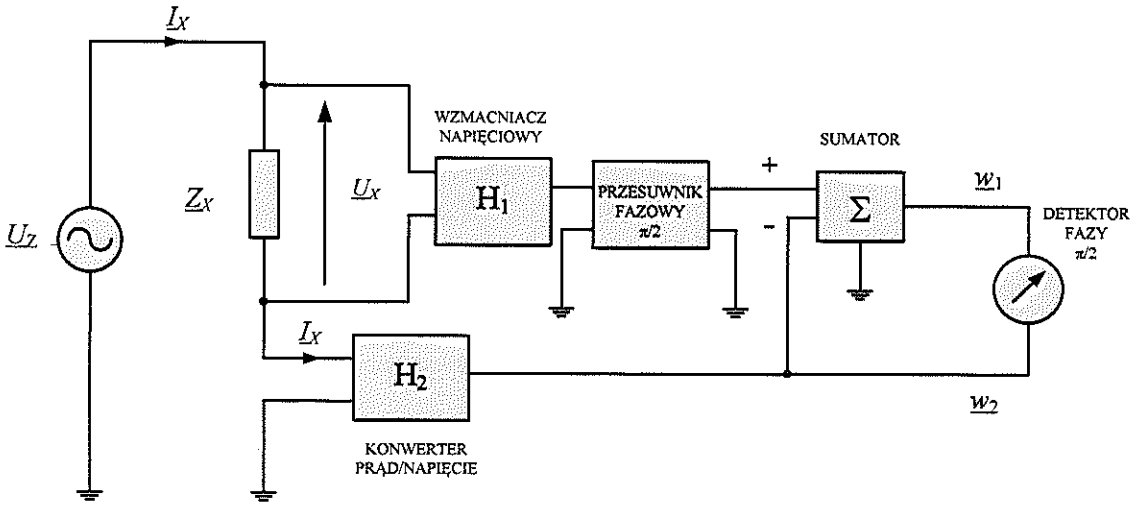
$$\delta_p C_X = \left|\frac{d\Phi_W}{S_{WX}}\right| = \mathrm{tg}\,\delta_X d\Phi_W, \tag{11}$$

w której $d\Phi_W$ jest progiem pobudliwości detektora fazoczułego.

Błąd pobudliwości analizowanego mostka quasi-zrównoważonego jest wprost proporcjonalny do współczynnika strat dielektrycznych badanego obiektu oraz do progu pobudliwości detektora fazoczułego. Typowe wartości współczynnika strat dielektrycznych tg δ_X dla kondensatorów są rzędu $10^{-2}...10^{-4}$; typowy próg pobudliwości wskaźników fazoczułych wynosi ok. 1° w mierze kątowej, co odpowiada wartości ok. 0,02 w mierze łukowej. Względny błąd pobudliwości w takim przypadku nie powinien przekroczyć 0,02%, co może być wartością zaniedbywalnie małą.

III. NIEMOSTKOWE UKŁADY QUASI-ZRÓWNOWAŻONE

Niemostkowe układy quasi-zrównoważone są z reguły układami aktywnymi. Zawierają one układy przetwarzania sygnałów pomiarowych, takie jak wzmacniacze, sumatory, przesuwniki fazowe i detektory fazowe. Układy niemostkowe mogą zawierać analogowe elementy aktywne, układy cyfrowe oraz programowe przetworniki pomiarowe. Na rys.6 przedstawiono aktywny, quasi-zrównoważony układ do pomiaru składowej biernej, będący podstawą analizy właściwości układów niemostkowych.



Rys.6 Aktywny, quasi-zrównoważony układ do pomiaru składowej biernej

Stan quasi-równowagi układu oznacza, że kąt fazowy pomiędzy sygnałami $\underline{w}_1$ i $\underline{w}_2$ osiągnął wartość $\pi/2$. Mierzona składowa może być wówczas wyznaczona z zależności:

$$\mathrm{Im}(\underline{Z}_X) = \frac{H_2}{H_1}, \tag{12}$$

a pojemność szeregowa kondensatora następująco:

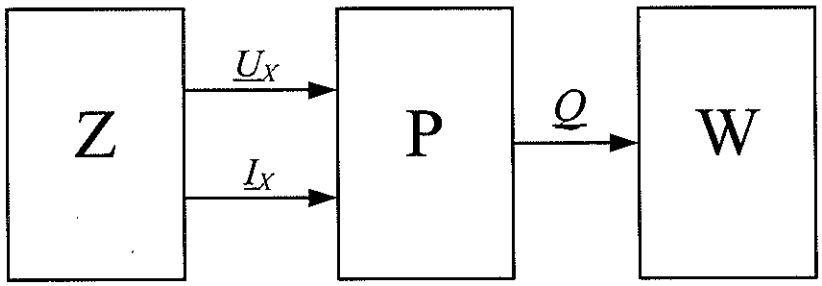
$$C_X = \frac{H_1}{\omega H_2}. \tag{13}$$

Zależność (12) ma postać, w której występują wyłącznie rzeczywiste współczynniki H_1 i H_2 będące wzmocnieniami wzmacniaczy napięciowych. Równanie na wyznaczenie pojemności (13) jest zależne od częstotliwości.

PODSTAWOWE WŁAŚCIWOŚCI METROLOGICZNE QUASI-ZRÓWNOWAŻONYCH UKŁADÓW DO POMIARU SKŁADOWYCH IMPEDANCJI

MODEL MATEMATYCZNY UKŁADÓW QUASI-ZRÓWNOWAŻONYCH

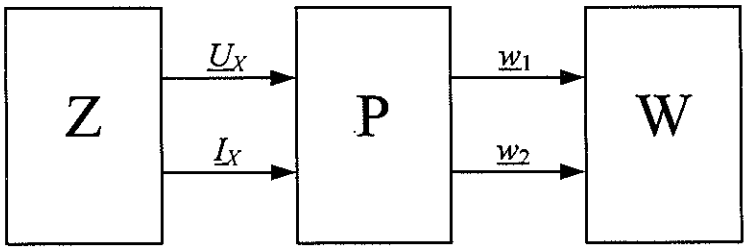
Analizując schematy strukturalne układów realizujących metody zerowe, niezerowe i quasi-zerowe, habilitant zaproponował ogólny model układów do pomiaru składowych impedancji przedstawiony na rys. 7.



Rys. 7. Uogólniony schemat układu do pomiaru składowych impedancji

Z jest blokiem, w którym wytwarzane są sygnały pomiarowe $\underline{U}_X$ i $\underline{I}_X$, reprezentujące napięcie i prąd badanej impedancji, P jest blokiem przetwarzania sygnałów $\underline{U}_X$ i $\underline{I}_X$, $\underline{Q}$ jest sygnałem wyjściowym przetwornika P a W – wskaźnikiem.

Schemat z rys.7 jest odpowiedni dla układów zerowych, niezerowych oraz quasi-zerowych. W przypadku układów zerowych sygnał $\underline{Q}$ jest sygnałem podlegającym detekcji, wskaźnik W jest detektorem zera, natomiast tor impedancji wzorcowej znajduje się w przetworniku P. W przypadku układów niezerowych sygnał $\underline{Q}$ jest sygnałem wyjściowym układu, wskaźnik W jest wskaźnikiem wyjściowym. W przypadku układów quasi-zrównoważonych sygnał $\underline{Q}$ jest sygnałem podlegającym detekcji i jest funkcją kąta przesunięcia fazowego pomiędzy wybranymi sygnałami $\underline{w}_1$ i $\underline{w}_2$. Schemat z rys. 7 można zatem dla układów quasi-zrównoważonych przedstawić tak, jak na rys. 8. Wskaźnik W jest tu detektorem fazoczułym.



Rys. 8. Schemat strukturalny układów quasi-zrównoważonych

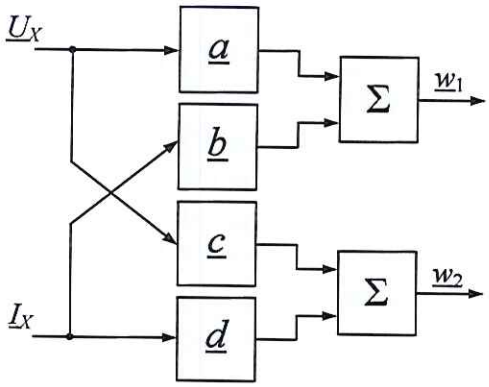
Sygnały $\underline{U}_X$ oraz $\underline{I}_X$ są przetwarzane w bloku przetwornika P. Sygnały $\underline{w}_1$ i $\underline{w}_2$ są sygnałami wyjściowymi przetwornika i mogą być opisane równaniami:

$$\underline{w}_1 = \underline{a} \cdot \underline{U}_X + \underline{b} \cdot \underline{I}_X \tag{14}$$

oraz

$$\underline{w}_2 = \underline{c} \cdot \underline{U}_X + \underline{d} \cdot \underline{I}_X , \tag{15}$$

gdzie $\underline{a}$, $\underline{b}$, $\underline{c}$, $\underline{d}$ są zespolonymi parametrami przetwornika P. Schemat takiego przetwornika zilustrowano na rys. 9.



Rys. 9. Struktura przetwornika P

W pracy wyprowadzono ogólne równanie przedstawiające model układów quasi-zrównoważonych:

$$(q \cdot p_5 - p_1) \cdot Z_X^2 + (q \cdot p_6 - p_2) \cdot \mathrm{Re}(\underline{Z}_X) + (q \cdot p_7 - p_3) \cdot \mathrm{Im}(\underline{Z}_X) + (q \cdot p_8 - p_4) = 0 \,. \quad (16)$$

gdzie:

$$p_1 = \mathrm{Im}(\underline{a} \cdot \underline{c}^*), \quad (17)$$

$$p_2 = \mathrm{Im}(\underline{a} \cdot \underline{d}^* + \underline{b} \cdot \underline{c}^*), \quad (18)$$

$$p_3 = \mathrm{Re}(\underline{a} \cdot \underline{d}^* - \underline{b} \cdot \underline{c}^*), \quad (19)$$

$$p_4 = \mathrm{Im}(\underline{b} \cdot \underline{d}^*), \quad (20)$$

$$p_5 = \mathrm{Re}(\underline{a} \cdot \underline{d}^*), \quad (21)$$

$$p_6 = \mathrm{Re}(\underline{a} \cdot \underline{d}^* + \underline{b} \cdot \underline{c}^*), \quad (22)$$

$$p_7 = -\mathrm{Im}(\underline{a} \cdot \underline{d}^* - \underline{b} \cdot \underline{c}^*), \quad (23)$$

$$p_8 = \mathrm{Re}(\underline{b} \cdot \underline{d}^*), \quad (24)$$

$$q = \mathrm{tg}\, k \,. \quad (25)$$

Równanie (16) jest ogólnym równaniem przetwarzania układów quasi-zrównoważonych do pomiaru składowych impedancji opisującym związek pomiędzy składowymi impedancji badanej, parametrami przetwornika P oraz kątem wybranym jako stan quasi-równowagi.

Szczególnym przypadkiem jest sytuacja, w której jako stan quasi-równowagi wybrano kąt fazowy $k = \pm\pi/2$. Równanie (16) upraszcza się wówczas do postaci:

$$p_5 \cdot Z_X^2 + p_6 \cdot \mathrm{Re}(\underline{Z}_X) + p_7 \cdot \mathrm{Im}(\underline{Z}_X) + p_8 = 0 \,. \quad (26)$$

Równanie (16) jest także równaniem przetwarzania odpowiednim dla układów mostkowych. Można bowiem zauważyć, że równania (3) i (4) są szczególnym przypadkiem zależności (16). Znane niemostkowe układy quasi-zrównoważone mogą być również opisane powyższym równaniem. Jest ono także równaniem uogólnionym, które dla konkretnych układów pomiarowych ulega ono uproszczeniu. W postaci (16) może stać się ono podstawą do wyprowadzenia metody syntezy układów quasi-zrównoważonych.

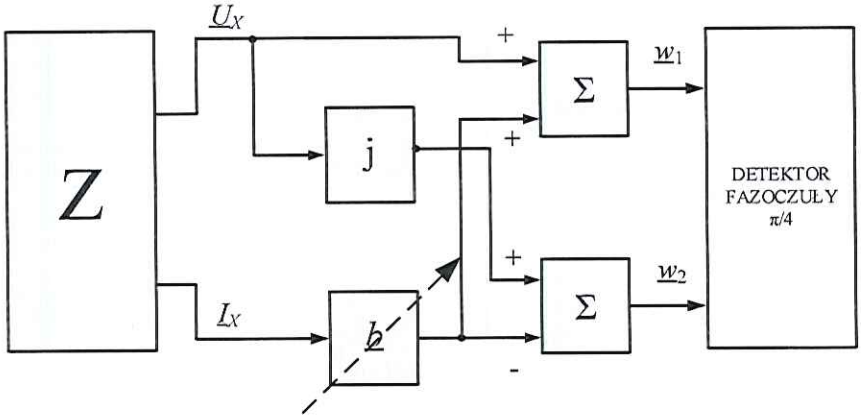
METODY SYNTEZY UKŁADÓW QUASI-ZRÓWNOWAŻONYCH

Metoda z wykorzystaniem równania przetwarzania

Równanie (16) może być wykorzystane do syntezy nowych układów quasi-zrównoważonych. Wybraną składową impedancji można mierzyć po spełnieniu następujących warunków:

- współczynniki $p_1,\ldots,p_8$ występujące w równaniu (16), przy składowych innych niż mierzona, powinny być równe zero. Tylko wtedy równanie (16) będzie funkcją mierzonej składowej oraz parametrów układu oraz założonego kąta fazowego, stanowiącego stan quasi-równowagi,
- równanie pozwalające wyznaczyć mierzoną składową impedancji powinno mieć możliwie najprostszą postać, np. ułamka, w którym w liczniku i mianowniku występują wyłącznie części rzeczywiste lub urojone pojedynczych parametrów $\underline{a}$, $\underline{b}$, $\underline{c}$, $\underline{d}$ przetwornika P.

Jeżeli układ ma służyć do pomiaru współczynników stanowiących relację składowych impedancji (np. współczynnika strat elektrycznych lub dobroci), wtedy współczynniki przy tych składowych powinny być niezerowe. W monografii przedstawiono procedurę syntezy układu do pomiaru modułu impedancji przedstawionego na rys. 10.



Rys. 10. Struktura układu do pomiaru modułu impedancji

Przedstawiona metoda syntezy umożliwia wyprowadzenie struktury niemostkowego układu do pomiaru wybranej składowej impedancji. Procedura syntezy polega na:

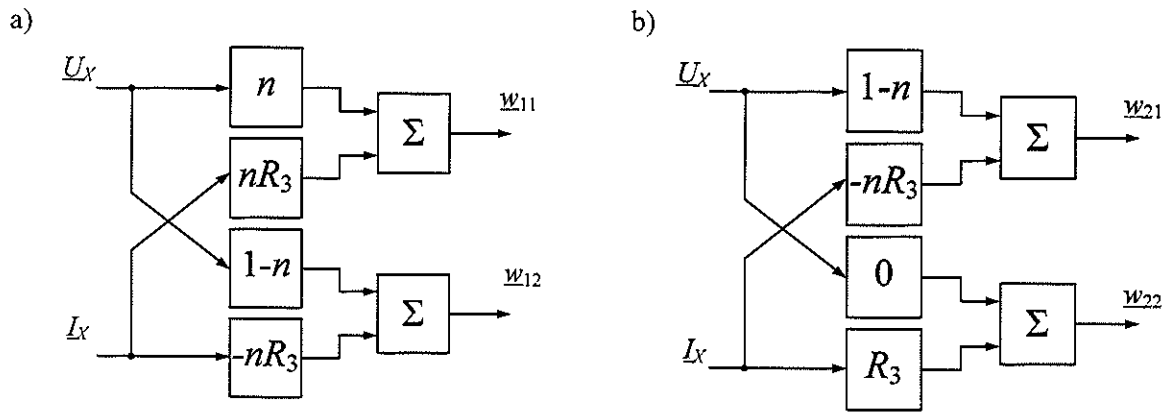
- wyborze składowej mierzonej,
- zbudowaniu układu równań dla współczynników równych zero, występujących w równaniu (16) przy składowych innych niż mierzona,
- wyborze stanu quasi-równowagi,
- wyodrębnieniu i analizie równań w celu wyboru najprostszych współczynników $\underline{a}$, $\underline{b}$, $\underline{c}$ i $\underline{d}$ modelu,
- budowie struktury układu,
- zredukowaniu bloków układu do możliwe prostej postaci.

Metoda umożliwia syntezę układów z pojedynczym quasi-równoważeniem. Może być również stosowana do syntezy układów z podwójnym quasi-równoważeniem.

Metoda z wykorzystaniem równań mostków

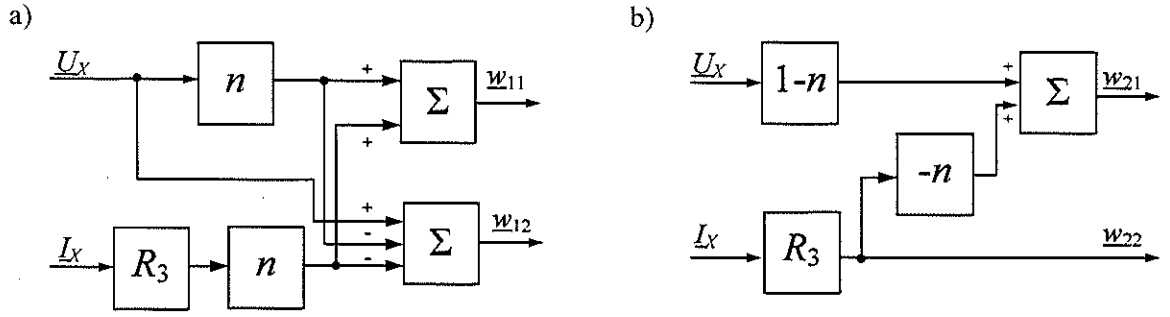
Analizując znane rozwiązania mostków, można wyprowadzić równania przetwarzania, a następnie wyprowadzić niemostkowe struktury realizujące takie równania. Jako przykład wykorzystano mostek do pomiaru współczynnika strat dielektrycznych, w którym zastosowano podwójne quasi-

równoważenie układu. Układy, odpowiadające dwóm quasi-równoważeniom przedstawiono na rys. 11.



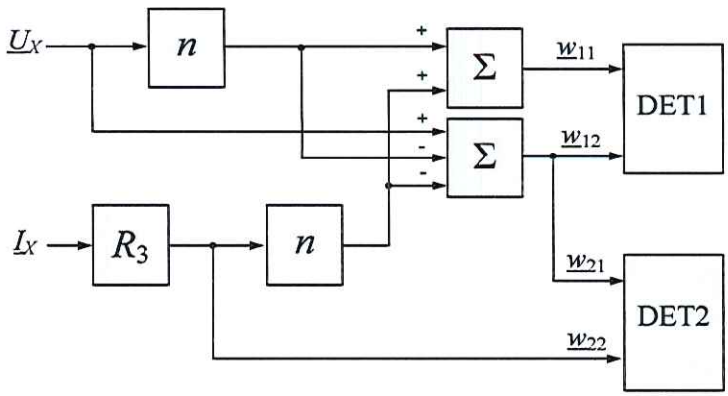
Rys. 11. Schemat blokowy układu realizującego: a) pierwsze quasi-równoważenie, b) drugie quasi-równoważenie

Schematy blokowe pokazany na rys. 11 może zostać zredukowany. Uproszczony schemat blokowy układu w pierwszym etapie quasi-równoważenia jest pokazany na rys. 12.



Rys. 12. Uproszczony schemat blokowy układu realizującego: a) pierwsze quasi-równoważenie, b) drugie quasi-równoważenie

Układy realizujące pierwsze i drugie quasi-równoważenia przetwarzają te same sygnały napięcia $\underline{U}_X$ i prądu $\underline{I}_X$ badanej impedancji. W pierwszym quasi-równoważeniu elementem regulacyjnym jest R_3. Po sprowadzeniu układu do pierwszego stanu quasi-równowagi, jego wartość w drugim quasi-równoważeniu jest ustalona. Następnie elementem regulowanym staje się blok n, który w pierwszym quasi-równoważeniu miał stałą wartość 1/2. Obydwa układy mogą być połączone w jedną strukturę. Uwzględniając fakt, że w obydwu układach prąd $\underline{I}_X$ jest mnożony przez współczynnik R_3, a napięcie $\underline{U}_X$ przez współczynnik n, syntezowany, niemostkowy układ z podwójnym quasi-równoważeniem może mieć strukturę przedstawioną na rys. 13.



Rys. 13. Schemat blokowy quasi-zrównoważony układ z podwójnym quasi-równoważeniem

Układ przedstawiony na rys. 13 realizuje przetwarzanie sygnałów pomiarowych, zgodnie z zasadą działania mostka z podwójnym quasi-równoważeniem. W omawianym układzie można wykorzystać dwa detektory lub detektor przełączany. Struktura syntezowanego układu jest nieskomplikowana. Można ją zrealizować wykorzystując programowe przetwarzanie sygnałów spróbkowanych, jako tzw. przyrząd wirtualny. Sygnały, które podlegają detekcji, powstają w wyniku zastosowania operacji mnożenia przez współczynniki n i R_3 oraz operacji sumowania, detekcja fazowa zaś może być realizowana metodami algorytmicznymi.

Przedstawiona metoda syntezy pozwala na łatwe przejście ze schematu znanego układu mostkowego do struktury niemostkowej. Procedura syntezy polega na:

- określeniu sygnałów wyjściowych (wyróżnionych układu mostkowego),
- opisaniu omawianych sygnałów jako funkcji napięcia i prądu mierzonej impedancji,
- wyodrębnieniu współczynników $\underline{a}$, $\underline{b}$, $\underline{c}$ i $\underline{d}$ modelu,
- zbudowaniu struktury układu,
- zredukowaniu bloków układu do możliwe prostej struktury.

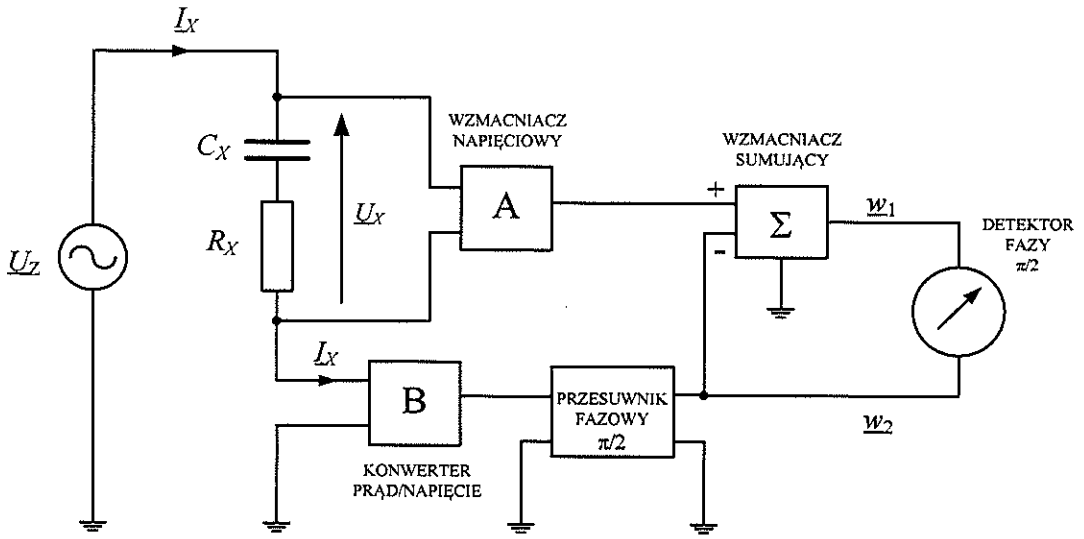
Metoda nadaje się zarówno do układów z pojedynczym quasi-równoważeniem, jak i do z podwójnym quasi-równoważeniem.

IV. WŁAŚCIWOŚCI METROLOGICZNE UKŁADÓW QUASI-ZRÓWNOWAŻONYCH

Ogólna analiza właściwości metrologicznych quasi-zrównoważonych układów do pomiaru składowych impedancji została przeprowadzona przez habilitanta na podstawie modelu i ogólnego równania przetwarzania. Często jednak ogólna analiza prowadzi do zbyt ogólnych wyników, których ocena może być skomplikowana. Przeprowadzono analizę podstawowych właściwości quasi-zrównoważonego, niemostkowego układu, przeznaczonego do pomiaru pojemności. Otrzymane na tym przykładzie wyniki mogą zostać uogólnione na całą grupę quasi-zrównoważonych układów pomiarowych.

RÓWNANIE PRZETWARZANIA

Na rys. 14. przedstawiono schemat quasi-zrównoważonego układu przeznaczonego do pomiaru składowej biernej impedancji. Układ ten może być wykorzystany do pomiaru pojemności kondensatora rzeczywistego, opisanego szeregowym połączeniem *RC*.



Rys. 14. Schemat realizacyjny quasi-zrównoważonego układu do pomiaru pojemności

A jest wzmocnieniem wzmacniacza napięciowego A, *B* współczynnikiem konwersji konwertera prąd/napięcie B, $\underline{U}_X$ i $\underline{I}_X$ są napięciem i prądem badanego kondensatora. Operacja mnożenia sygnału przez jednostkę urojoną j zrealizowano, wykorzystując przesuwnik fazowy π/2. Przesuwnik nie zmienia amplitudy przebiegu.

Dla schematu z rys. 14 habilitant wyprowadził równanie przetwarzania:

$$\Phi_W = \operatorname{arcctg}\left(\frac{B - A\dfrac{1}{\omega C_X}}{AR_X}\right). \tag{27}$$

Równanie to jest funkcją parametrów nastawnych *A* i *B* oraz składowych mierzonej impedancji.

PROCES QUASI-RÓWNOWAŻENIA I ZBIEŻNOŚĆ

W omawianym układzie osiągnięcie stanu quasi-równowagi jest możliwe przez zmianę nastawy parametru, którym może być wzmocnienie napięciowe *A* wzmacniacza albo współczynnik konwersji *B* konwertera prąd/napięcie. Do osiągnięcia stanu quasi-równowagi wystarczy jeden element nastawny. Wybór elementu nastawnego może zależeć od przeznaczenia układu. Jeżeli układ pomiarowy z rys. 14 będzie wykorzystywany do pomiaru reaktancji kondensatorów, wówczas korzystniejsza jest zmiana nastaw elementu B. W układach przeznaczonych do pomiaru pojemności korzystniejszy będzie wybór nastawnego elementu A. Taki dobór elementów nastawnych zapewnia tzw. bezpośredni odczyt.

Proces quasi-równoważenia można rozważać, analizując równanie przetwarzania (27) w funkcji nastawianych parametrów *A* oraz *B*.

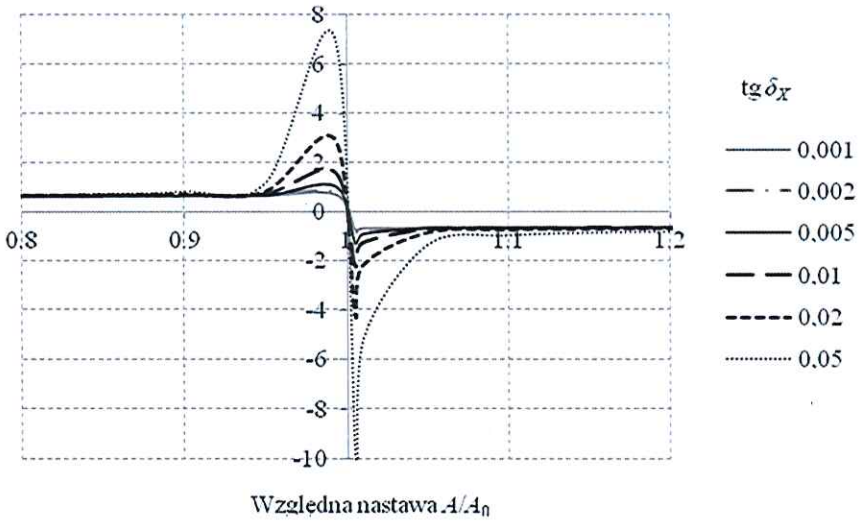
W przypadku parametru nastawnego A, parametr B pozostaje stały. W całym procesie pomiarowym oraz po osiągnięciu stanu quasi-równowagi:

$$B = B_0 = \text{const.} \tag{28}$$

Zależność sygnału wyjściowego dla elementu nastawnego B można zapisać w postaci:

$$\Phi_{WA} = \text{arcctg}\left(\frac{1}{\text{tg}\,\delta_X}\frac{1-\frac{A}{A_0}}{\frac{A}{A_0}}\right). \tag{29}$$

Sygnał Φ_{WA} podlegający detekcji jest funkcją relacji nastawy parametru A odniesionej do tej nastawy w stanie quasi-równowagi oraz współczynnika strat elektrycznych badanego kondensatora. Rodzinę charakterystyk kąta fazowego Φ_{WA} w funkcji parametru nastawnego A odniesionego do wartości A_0, dla typowych wartości tg δ_X przedstawiono na rys. 15.



Rys. 15. Charakterystyka sygnału Φ_{WA} w funkcji względnego parametru A/A_0 dla różnych tg δ_X

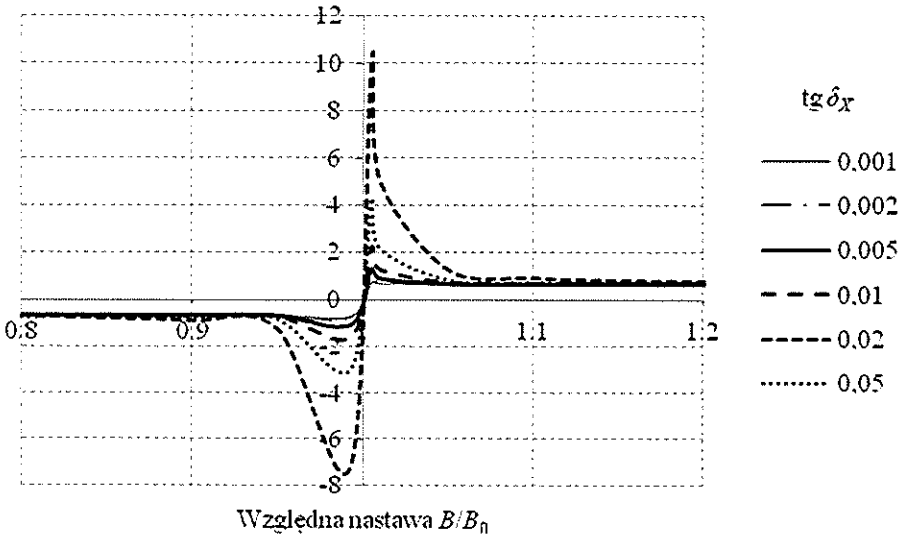
W przypadku wyboru parametru B jako nastawnego, współczynnik A jest stały. W całym procesie pomiarowym oraz po osiągnięciu stanu quasi-równowagi:

$$A = A_0 = \text{const.} \tag{30}$$

Zależność sygnału wyjściowego dla elementu nastawnego B można zapisać w postaci::

$$\Phi_{WB} = \text{arc ctg}\left[\frac{1}{\text{tg}\,\delta_X}\left(\frac{B}{B_0}-1\right)\right]. \tag{31}$$

Na rys. 16 przedstawiono zależność sygnału podlegającego detekcji Φ_{WB} w funkcji parametru nastawnego B odniesionego do wartości B_0 dla różnych wartości tg δ_X.



Rys. 16. Charakterystyka sygnału Φ_{WB} w funkcji względnego parametru B/B_0 dla różnych wartości tg δ_X

Z przedstawionej analizy wynika, że dla idealnego kondensatora, dla którego współczynnik strat elektrycznych tg δ_X dąży do 0, sygnał Φ_W podlegający detekcji będzie stale dążył do zera. Jeżeli badany obiekt będzie charakteryzował się znaczną dominacją składowej czynnej, co oznacza, że tg δ_X dąży do ∞, sygnał Φ_W podlegający detekcji będzie stale równy $\pm\pi/2$. Skrajne dysproporcje składowych impedancji badanego obiektu mogą praktycznie uniemożliwić pomiar w omawianym układzie. W takim przypadku można zwiększyć składową czynną obiektu, na przykład przez dołączenie dodatkowego rezystora o znanej wartości.

Zarówno w rozważanym układzie, jak i w całej grupie układów quasi-zrównoważonych nie występuje tutaj, charakterystyczna dla układów zerowych, konieczność naprzemiennej zmiany nastaw dwóch elementów nastawnych i problem zbieżności. Omawiane układy umożliwiają pomiar tylko jednej składowej impedancji a układ sprowadzany jest do stanu quasi-równowagi przez zmianę nastawy jednego elementu nastawnego. Sygnał wyjściowy, podlegający detekcji, zależy, przy ustalonych pozostałych parametrach układu, wyłącznie od nastawy tego elementu.

BŁĘDY I NIEPEWNOŚCI POMIARU

Podobnie jak dla innych układów sprowadzanych do stanu wyróżnionego (np. mostków zrównoważonych), w układach quasi-zrównoważonych występują źródła błędów i niepewności związane z odtworzeniem wzorców, pobudliwością wskaźnika oraz rozdzielczością elementu nastawnego. Źródła błędów i niepewności związane z zakłóceniami przewodzonymi i indukowanymi nie stanowią szczególnych właściwości omawianych układów, a ich analizę znaleźć można w literaturze z dziedziny kompatybilności elektromagnetycznej.

Habilitant przeanalizował następujące źródła błędów i niepewności:

- błąd pobudliwości detektora fazowego, wynikający z granicznego błędu detekcji fazoczułej,
- błąd rozdzielczości związany ze skwantowanymi nastawami elementu regulacyjnego,
- błędy związane z nieidealnością procesu porównania ze wzorcem, wynikające z nieidealności wykonania elementów układu.

Wspomniane powyżej błędy są wyznaczane jako błędy graniczne. Przyjęto prostokątny rozkład prawdopodobieństwa. W takim przypadku oszacowanie błędów granicznych pozwala na wyznaczenie dla omawianych układów niepewności standardowej typu B pomiaru odpowiedniej składowej impedancji. Analizie zostanie poddany układ do pomiaru składowej biernej impedancji (rys. 14).

Błąd pobudliwości jest spowodowany ograniczoną reakcją detektora fazowego na sygnał wejściowy, jakim jest kąt przesunięcia fazowego mniejszy niż pewna wartość progowa.

Do oszacowania błędu pobudliwości niezbędne jest wyznaczenie czułości układu pomiarowego. Związek pomiędzy względnym błędem pobudliwości δ_p i czułością względną S_{WX} układu bez detektora jest określony równaniem:

$$\delta_p = \frac{1}{S_{WX}} d\Phi_W, \tag{32}$$

gdzie $d\Phi_W$ jest progiem pobudliwości detektora, wywołującym najmniejszą dostrzegalną zmianę wskazania detektora stanu quasi-równowagi $d\alpha$.

Analiza czułości dla niemostkowych układów quasi-zrównoważonych została przeprowadzona w analogiczny sposób do analizy dla układów mostków quasi-zrównoważonych. W rozważanym układzie pomiarowym z rys. 14 można w podobny sposób wyodrębnić dwa bloki, w których odbywa się przetwarzanie sygnałów pomiarowych. Bloki te są połączone łańcuchowo. Pierwszy blok stanowi część układu pomiarowego, w której z badanej impedancji $\underline{Z}_X$, zasilanej z sinusoidalnego źródła, pobiera się sygnały prądu i napięcia. Sygnały te następnie przetwarzane są na sygnał podlegający detekcji Φ_W. Sygnał ten jest kątem przesunięcia fazowego pomiędzy dwoma wyróżnionymi sygnałami sinusoidalnymi $\underline{w}_1$ oraz $\underline{w}_2$. Można powiedzieć, że jest to układ pomiarowy bez detektora stanu quasi-równowagi. W drugim bloku odbywa się detekcja stanu quasi-równowagi. Detektor stanu quasi-równowagi wykrywa spełnienie relacji $\Phi_W = \arg(\underline{w}_1/\underline{w}_2) = \pi/2$. Detekcja odbywa się na ogół przez pomiar kąta fazowego, a wskazanie detektora α jest wartością mierzonego kąta. Wielkością mierzoną w rozważanym układzie może być składowa bierna impedancji modelowanej szeregowym połączeniem składowych lub pojemność kondensatora C_X.

Czułość względną S_{WX} układu pomiarowego bez detektora można wyznaczyć jaki:

$$S_{WX} \approx \frac{1}{\operatorname{tg} \delta_X}. \tag{33}$$

Czułość względna omawianego układu quasi-zrównoważonego, wykorzystanego do pomiaru składowej biernej, w stanie bliskim stanowi quasi-równowagi jest odwrotnie proporcjonalna do współczynnika strat elektrycznych mierzonego obiektu. Otrzymany wynik jest identyczny z wynikiem analizy układu mostkowego).

Rozważany układ można również wykorzystać do pomiaru pojemności C_X, wówczas czułość względną można również wyznaczyć z zależności:

$$S_{WC} \approx \frac{1}{\operatorname{tg} \delta_X}. \tag{34}$$

Wyznaczona czułość względna układu bez detektora w stanie bliskim stanowi quasi-równowagi w pomiarze pojemności jest taka sama, jak czułość względna układu bez detektora w stanie bliskim stanowi quasi-równowagi w pomiarze składowej biernej impedancji.

W obydwu rozważanych powyżej przypadkach błąd pobudliwości δ_p będzie opisany zależnością:

$$\delta_p = \operatorname{tg}\delta_X \cdot d\Phi_W. \tag{35}$$

Jest on proporcjonalny do współczynnika strat elektrycznych tg δ_X badanego obiektu, co jest korzystną właściwością, zwłaszcza w pomiarach parametrów niskostratnych kondensatorach, dla których tg $\delta_X << 1$. W takim przypadku graniczny błąd pobudliwości może być pominięty.

Analiza czułości układu umożliwia wyznaczenie granicznych błędów pobudliwości analizowanego układu. Należy zwrócić uwagę, że analiza układu mostkowego, przeprowadzona w poprzednim podrozdziale, dała analogiczny wynik.

Błąd rozdzielczości wynika ze skończonej liczby nastaw elementu nastawnego. Nastawa może być zmieniona o najmniejszą możliwą wartość (kwant), a zatem nastawy przyjmują dyskretne wartości. Analiza ponownie zostanie przeprowadzona dla układu z rys. 14.

Najmniejsza wartość, o którą można zmienić nastawę elementu nastawnego wynika z konstrukcji elementu nastawnego: elementu dekadowego lub sterowanego cyfrowo. W pracy wykazano, że błędy rozdzielczości pomiarów składowej biernej i pojemności są równe względnym błędom rozdzielczości elementów nastawnych. Rozdzielczość elementów nastawnych powinna być tak dobrana, aby błędy z nią związane były co najmniej o rząd mniejsze od innych błędów. Wówczas mogą one zostać pominięte w ocenie błędów układu.

Błędy związane z nieidealnością przetworników pomiarowych przetwarzających sygnały $\underline{U}_X$ i $\underline{I}_X$ są błędami wynikającymi zarówno z błędów modułowych, jak i fazowych przetworników. Analizie poddano układ z rys. 14.

W omawianym układzie znajdują się przetworniki, których transmitancje traktowane są jako liczby rzeczywiste. W układach realizowanych praktycznie przetworniki mają wzmocnienia lub współczynniki konwersji różne od założonych oraz wnoszą one dodatkowe przesunięcie fazowe do przetwarzanego sygnału. W układzie zastosowano także przesuwnik fazowy, który wnosi przesunięcie fazowe różne od $\pi/2$, o wzmocnieniu różnym od jedności. Takie nieidealności przetworników pomiarowych prowadzą do powstania błędów pomiaru. Błędy te oszacowano w postaci przybliżonej odpowiednio dla pomiaru składowej impedancji:

$$\delta \operatorname{Im}(\underline{Z}_X) \approx \frac{1}{K - \operatorname{tg}\,\delta_X \cdot \operatorname{tg}(\alpha - \beta - \kappa)} - 1. \tag{36}$$

oraz dla pomiaru pojemności:

$$\delta_{\max} C_X = \delta_{\max} K + \operatorname{tg}\,\delta_X \cdot \operatorname{tg}(|\alpha| + |\beta| + |\kappa|), \tag{37}$$

gdzie $\delta_{\max}K$ jest maksymalnym względnym błędem amplitudowym przesuwnika fazowego $\pi/2$, α, β i κ są odpowiednio kątami fazowymi bloków A, B i przesuwnika fazowego. W omawianym układzie, wykorzystanym do pomiarów kondensatorów niskostratnych, wpływ błędów fazowych bloków przetwarzania sygnałów w przybliżeniu może być równy błędowi amplitudowemu przesuwnika fazowego.

Wpływ odkształceń sygnałów pomiarowych i częstotliwości

Impedancję dwójnika wyznacza się dla przebiegów sinusoidalnie przemiennych. Zakłada się liniowość obiektu badań, co przy zasilaniu napięciem lub prądem sinusoidalnie przemiennym skutkuje sinusoidalną odpowiedzią, odpowiednio prądową lub napięciową. Sygnały napięcia badanego dwójnika UX i jego prądu IX są sygnałami wejściowymi układu quasi-zrównoważonego. Są one przetwarzane w liniowych blokach $\underline{a}$, $\underline{b}$, $\underline{c}$ i $\underline{d}$, a więc sygnały wyróżnione $\underline{w}_1$ i $\underline{w}_2$ będą również sygnałami sinusoidalnymi. Detekcji podlega kąt przesunięcia fazowego pomiędzy tymi sygnałami.

W praktyce w quasi-zrównoważonych układach pomiarowych napięcia lub prądy zasilające badany obiekt są generowane w układach analogowych lub cyfrowych, co jest związane

z wystąpieniem odkształceń sygnałów. Sam obiekt badań może być również nieliniowy, co skutkuje odkształceniem sygnałów napięcia $\underline{U}_X$ i $\underline{I}_X$. Na ogół dla typowych obiektów badań i układów generatorów zasilających można przyjąć, że odkształcenia są zaniedbywalne. We współczesnych realizacjach układów pomiarowych można również pominąć odkształcenia powstające w blokach *a*, *b*, *c* i *d*.

Znane mostkowe układy quasi-zrównoważone charakteryzują się takimi równaniami na wyznaczenie parametrów *RLC*, w których nie występuje częstotliwość. Są to tzw. mostki niezależne od częstotliwości. Jeżeli jednak układy takie zostaną wykorzystane do pomiaru reaktancji obiektów, wówczas w równaniach na jej obliczenie wystąpi częstotliwość.

W równaniach na wyznaczenie składowych impedancji niemostkowych układów quasi-zrównoważonych może występować częstotliwość. Również obiekty badań, którymi są zwykle cewki rzeczywiste i kondensatory rzeczywiste, mają indukcyjności i pojemności zależne od częstotliwości. Elementy, z których wykonano bloki przetwarzania układów niemostkowych, takie jak przesuwniki fazowe i detektory fazowe, mogą także mieć parametry zależne od częstotliwości. Wpływ częstotliwości wystąpi również w przypadku zastosowania przetwarzania cyfrowego i programowego. Najczęściej jednak układy do pomiaru składowych impedancji budowane są na określone częstotliwości pomiarowe. Wówczas wpływ częstotliwości sygnałów zasilających może zostać zminimalizowany, np. przez odpowiedni dobór elementów przesuwnika fazowego, dobór częstotliwości próbkowania czy też algorytmu detekcji fazoczułej odpowiedniego dla danej częstotliwości.

V. UKŁADY QUASI-ZRÓWNOWAŻONE O MAKSYMALNEJ ZBIEŻNOŚCI

W znanych z literatury układach quasi-zrównoważonych można wykonywać pomiary tylko jednej ze składowych impedancji badanych obiektów. W przeciwieństwie do układów zrównoważonych, np. mostków prądu przemiennego, wymaga to użycia pojedynczego elementu nastawnego. Skutkuje to maksymalną zbieżnością układu, rozumianą jako łatwość osiągania stanu wyróżnionego przez układ. Jest to niezaprzeczalnie największa zaleta quasi-zrównoważonych układów do pomiaru impedancji. Pomiar drugiej składowej jest co prawda możliwy, jednak wymaga on zmiany struktury układu pomiarowego. Jest to z kolei największa wada układów quasi-zrównoważonych.

Układy quasi-zrównoważone umożliwiają również pomiar współczynników stanowiących relacje składowych impedancji obiektu, takich jak współczynnik strat dielektrycznych kondensatora stratnego i dobroć cewki rzeczywistej. Współczynniki te mogą być wyznaczane pośrednio, jako stosunek uprzednio zmierzonych składowych, można też je wyznaczać w układach z podwójnym quasi-równoważeniem. Układy takie wymagają dwóch kolejnych quasi-równoważeń. Po pierwszym quasi-równoważeniu w niektórych układach możliwe jest wyznaczenie jednej ze składowych. W innych układach w obydwu quasi-równoważeniach otrzymuje się wartości nastaw, których odpowiednia funkcja pozwala na wyznaczenie mierzonego parametru. Pojedyncze nastawy w obydwu krokach nie pozwalają wtedy na wyznaczenie żadnej ze składowych impedancji.

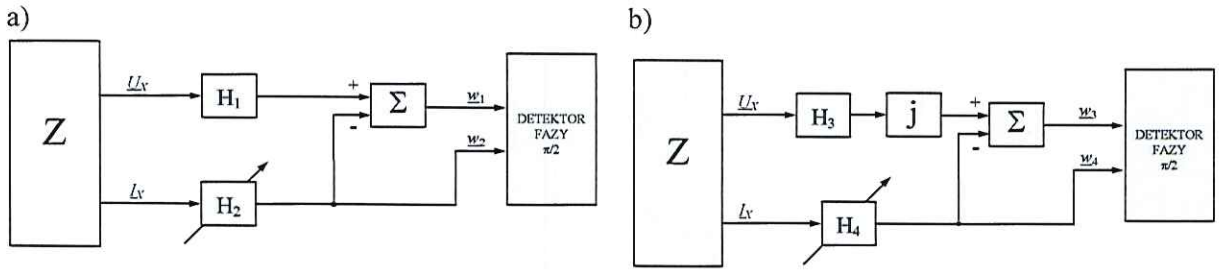
W habilitant przedstawił rozwiązania układów quasi-zrównoważonych, umożliwiających pomiary dwóch składowych impedancji lub ich relacji, charakteryzujące się stale maksymalną zbieżnością. Są to równoległe układy quasi-zrównoważone, układy quasi-zrównoważone z podwójnym quasi-równoważeniem oraz ciekawa grupa układów, w których po wykonaniu quasi-równoważenia

umożliwiającego pomiary jednej ze składowych, druga może być wyznaczona po odstrojeniu układu od stanu quasi-równowagi.

RÓWNOLEGŁE UKŁADY QUASI-ZRÓWNOWAŻONE

Habilitant zaproponował ideę równoległych układów quasi-zrównoważonych, pozwalających na jednoczesny i niezależny pomiar dwóch składowych impedancji, a także współczynników strat oraz dobroci]. Układy te cechują się maksymalną zbieżnością, wynikająca z niezależności quasi-równoważenia w pomiarze składowych impedancji. Wymagają one użycia dwóch niezależnych elementów nastawnych.

Na rys. 17a przedstawiono uproszczony schemat quasi-zrównoważonego układu do pomiaru składowej czynnej impedancji $\underline{Z}_X$.



Rys. 17. Schemat quasi-zrównoważonego układu do pomiaru a) składowej czynnej impedancji, b) składowej biernej impedancji

Układ ma bardzo prosta strukturę, zawiera blok Z, w którym badana impedancja podłączona do źródła sinusoidalnego generuje sygnały pomiarowe $\underline{U}_X$ i $\underline{I}_X$, wzmacniacz napięciowy H_1 o wzmocnieniu H_1, konwerter prąd/napięcie H_2 o współczynniku konwersji H_2, sumator oraz detektor fazoczuły. Konwerter prąd/napięcie może być zrealizowany jako bocznik przetwarzający prąd na napięcie oraz dodatkowy wzmacniacz napięciowy. Układ jest sprowadzany w procesie pomiarowym do stanu quasi-równowagi przez zmianę nastawy jednego z parametrów wybranego przetwornika H_1 lub H_2, najczęściej jest to parametr H_2. Stan quasi-równowagi oznacza, że kąt przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałami $\underline{w}_1$ oraz $\underline{w}_2$ układu osiągnął wartość $\pi/2$. Wówczas składowa czynna mierzonej impedancji:

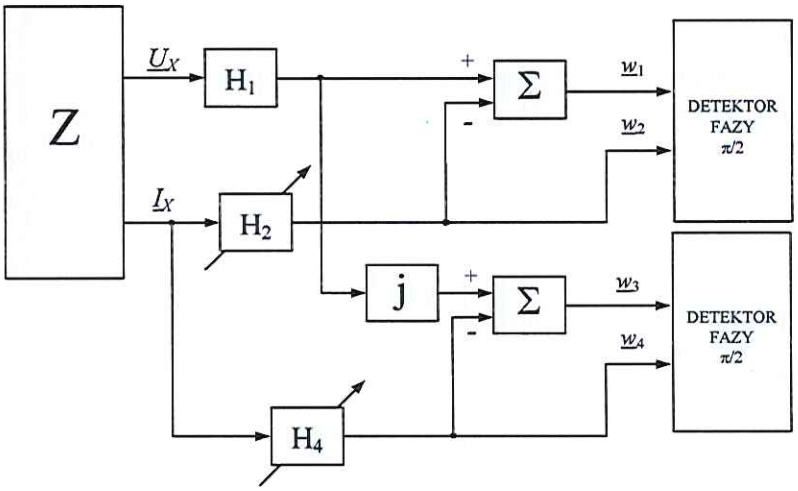
$$\mathrm{Re}(\underline{Z}_X) = \frac{H_2}{H_1}. \tag{38}$$

Na rys. 17b przedstawiono schemat quasi-zrównoważonego układu do pomiaru składowej biernej impedancji $\underline{Z}_X$. Układ ma podobną strukturę do omawianego poprzednio układu z rys. 4.1. W układzie z rys. 17b wykorzystano blok oznaczony jako „j", w którym realizowane jest mnożenie przez jednostkę urojoną przez przesuwanie sygnału o kąt fazowy $\pi/2$, H_3 jest wzmacniaczem napięciowym o wzmocnieniu H_3, H_4 jest konwerterem prąd/napięcie o współczynniku konwersji H_4.

W procesie pomiarowym układ przez zmianę jednego z parametrów H_3 lub H_4 doprowadza się do stanu quasi-równowagi, oznaczającego osiągnięcie przez kąt przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałami $\underline{w}_3$ oraz $\underline{w}_4$ wartości $\pi/2$. W stanie quasi-równowagi składowa bierna:

$$\mathrm{Im}(\underline{Z}_X) = \frac{H_4}{H_3}. \tag{39}$$

Układy przedstawione na rys. 17a i b mają taki sam stan quasi-równowagi i wykorzystują te same sygnały pomiarowe $\underline{U}_X$ i $\underline{I}_X$. Omawiane układy mogą zostać połączone, umożliwiając równoległe przetwarzanie sygnałów pomiarowych. Na rys. 18 przedstawiono schemat takiego układu. Bloki H_1 i H_3 można zredukować do jednego bloku H_1, ponieważ wzmocnienie wzmacniaczy H_1 i H_3 może być takie same.



Rys. 18. Schemat równoległego quasi-zrównoważonego układu do pomiaru składowych impedancji

W układzie z rys. 18 możliwy jest jednoczesny pomiar obydwu składowych impedancji. Przy użyciu elementów nastawnych H_2 i H_4 w układzie możliwe jest niezależne uzyskanie dwóch stanów quasi-równowagi. W układzie można wykorzystać dwa detektory fazoczułe lub jeden detektor przełączany. Wówczas obydwa quasi-równoważenia układu należy wykonać kolejno po sobie.

W przedstawionym układzie równoległym można również wykonywać pomiary współczynników stanowiących wzajemne relacje składowych impedancji. Współczynniki te można również mierzyć w układach, w których jedna ze składowych mierzona jest w sposób przybliżony. Błąd takiego przybliżenia może być niewielki, co pokazano w dalszej części rozdziału. Zaletą przybliżenia jest zastosowanie układu o stanie quasi-równowagi innym niż $\pi/2$, np. $\pi/4$. Może to być korzystne z punktu widzenia właściwości detektorów fazowych.

Współczynnik strat elektrycznych tg δ może być wyrażony jako stosunek składowych impedancji badanego obiektu:

$$\mathrm{tg}\,\delta_X = \frac{\mathrm{Re}(\underline{Z}_X)}{\mathrm{Im}(\underline{Z}_X)}, \tag{40}$$

gdzie I_X jest wartością skuteczną prądu badanego obiektu.

Pomiar współczynnika strat dielektrycznych można wykonać również w układach z rys. 17, wyznaczając kolejno obie składowe impedancji, a następnie obliczając mierzony współczynnik następująco:

$$\mathrm{tg}\,\delta_X = \frac{H_2}{H_4}. \tag{41}$$

Współczynnik strat dielektrycznych na ogół jest mierzony dla kondensatorów niskostratnych, dla których składowa bierna impedancji może być przybliżona modułem impedancji:

$$\mathrm{Im}(\underline{Z}_X) \approx Z_X. \tag{42}$$

Wtedy współczynnik strat dielektrycznych tg δ_{Xm} może być wyznaczony z zależności:

$$\mathrm{tg}\,\delta_{Xm} = \frac{\mathrm{Re}(\underline{Z}_X)}{Z_X}. \tag{43}$$

Powstający na skutek takiego uproszczenia względny błąd pomiaru współczynnika strat dielektrycznych wynosi:

$$\delta(\mathrm{tg}\,\delta_X) = \frac{1}{\sqrt{1+(\mathrm{tg}\,\delta_X)^2}} \quad 1. \tag{44}$$

W przedstawiony powyżej sposób można również dokonywać pomiarów dobroci cewek rzeczywistych. Dobroć Q_C można, przy założeniu modelu rzeczywistej cewki jako szeregowego połączenia rezystora i cewki idealnej, zapisać następująco:

$$Q_C = \frac{\mathrm{Im}(\underline{Z}_X)}{\mathrm{Re}(\underline{Z}_X)}. \tag{45}$$

Dla cewek o dużej dobroci składowa bierna impedancji cewki może być wyznaczona w sposób przybliżony na podstawie pomiaru modułu impedancji cewki:

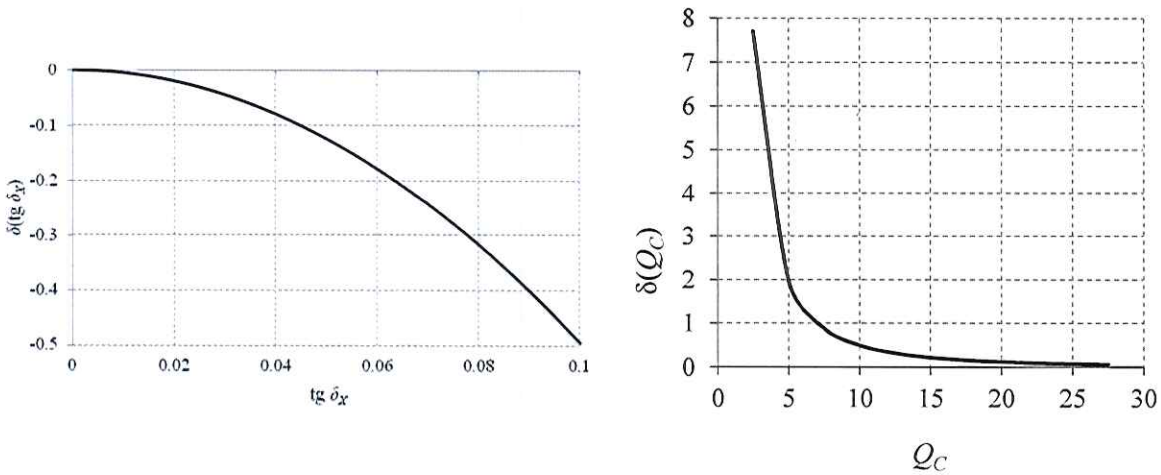
$$\mathrm{Im}(\underline{Z}_X) \approx Z_X. \tag{46}$$

Względny błąd oceny dobroci $\delta(Q_C)$, wynikający z przyjętego uproszczenia, może być opisany następująco:

$$\delta(Q_C) = \frac{\sqrt{1+Q_C^{\,2}}}{Q_C} - 1. \tag{47}$$

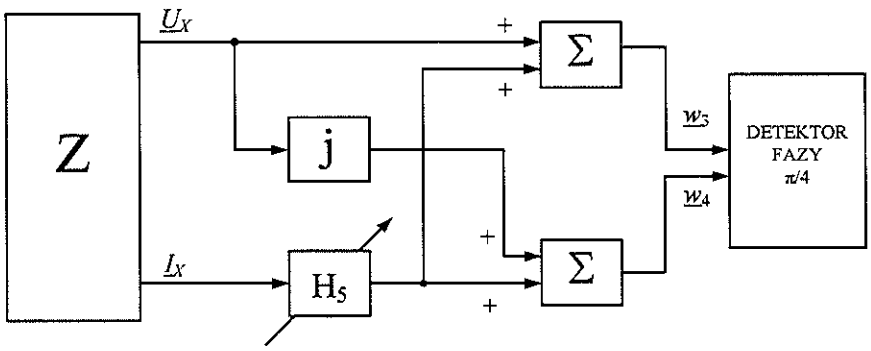
Na rys. 19a przedstawiono zależność względnego błędu współczynnika strat elektrycznych, w funkcji mierzonego współczynnika strat dielektrycznych tg δ_X, dla typowego dla materiałów elektroizolacyjnych zakresu jego wartości 0...0,1. Na rys. 19b przedstawiona została zależność błędu względnego $\delta(Q_C)$ w funkcji dobroci cewki.

a) b)



Rys. 19. Zależność błędu względnego a) $\delta(\mathrm{tg}\delta_X)$ w funkcji mierzonego współczynnika strat elektrycznych tg δ_X b) $\delta(Q_C)$ w funkcji mierzonej dobroci Q_C

Według przedstawionej idei, pomiary współczynnika strat dielektrycznych oraz dobroci wymagają wyznaczenia składowej czynnej i modułu impedancji obiektu. Na rys. 20 przedstawiono schemat quasi-zrównoważonego układu do pomiaru modułu impedancji.



Rys. 20. Schemat strukturalny quasi-zrównoważonego układu do pomiaru modułu impedancji

Omawiany układ sprowadza się w procesie pomiarowym, przez regulację parametru H_5, do stanu quasi-równowagi, oznaczającego osiągnięcie kąta przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałami $\underline{w}_3$ oraz $\underline{w}_4$ równego $-\pi/4$. Analizując równanie przetwarzania można wyprowadzić zależność umożliwiającą wyznaczenie mierzonego modułu impedancji:

$$Z_X = H_5. \tag{48}$$

Obiekty niskostratne mają składową czynną znacznie mniejszą niż składową bierną, dlatego w przybliżeniu można zapisać:

$$\mathrm{Im}(\underline{Z}_X) \approx Z_X = H_5. \tag{49}$$

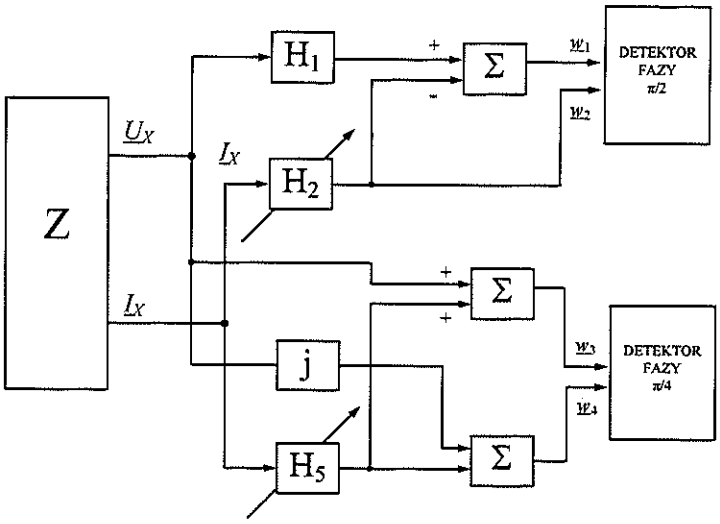
Dokonując pomiaru składowej czynnej oraz modułu impedancji $\underline{Z}_X$ w tych układach, można wyznaczyć współczynnik strat dielektrycznych $\mathrm{tg}\,\delta_X$ z zależności:

$$\mathrm{tg}\,\delta_X = \frac{\mathrm{Re}(\underline{Z}_X)}{\mathrm{Im}(\underline{Z}_X)} \approx \frac{H_2}{H_1 H_5} \tag{50}$$

lub dobroć Q_C z równania:

$$Q_C = \frac{\mathrm{Im}(\underline{Z}_X)}{\mathrm{Re}(\underline{Z}_X)} \approx \frac{H_1 H_3}{H_5}. \tag{51}$$

W układach pomiarowych, przedstawionych na rys. 17a i 20, przetwarzane są te same sygnały pomiarowe $\underline{U}_X$ i $\underline{I}_X$, dlatego układy te można połączyć w taki sposób, że pomiary są realizowane równolegle. Schemat takiego układu przedstawiono na rys. 21. Układy sprowadza się do odpowiednich stanów quasi-równowagi. Następnie, zgodnie z równaniami (50) i (51), na podstawie nastaw parametrów układów można wyznaczyć estymatę współczynnika strat dielektrycznych lub dobroci cewki. Opisana powyżej metoda pomiaru dobroci może być zrealizowana w równoległym układzie quasi-zrównoważonym z rys. 21.



Rys. 21. Schemat blokowy równoległego układu quasi-zrównoważonego do pomiaru współczynnika strat dielektrycznych i dobroci

W układzie przedstawionym na rys. 21 pomiar realizowany jest przez sprowadzenie układu za pomocą elementu nastawnego H_5 do stanu, w którym jeden detektor fazoczuły stwierdzi kąt przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałami $\underline{w}_3$ i $\underline{w}_4$ równy $-\pi/4$, a następnie za pomocą elementu nastawnego H_2 sprowadzenie układu do stanu, w którym drugi detektor fazoczuły stwierdzi kąt przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałami $\underline{w}_1$ i $\underline{w}_2$, równy $\pi/2$, mierzone współczynniki wyznacza się na podstawie nastaw elementów nastawnych w stanie quasi-równowagi.

UKŁADY Z PODWÓJNYM QUASI-RÓWNOWAŻENIEM

Przedstawiona wcześniej metoda syntezy niemostkowych układów quasi-zrównoważonych wykorzystującą istniejące rozwiązania mostków quasi-zrównoważonych. Jako przykład przedstawiono układ mostkowy z podwójnym quasi-równoważeniem. Struktury takich układów można również wyprowadzać z równania przetwarzania układów quasi-zrównoważonych.

Cechą układów z podwójnym quasi-równoważeniem jest konieczność sprowadzenia układu kolejno do dwóch stanów wyróżnionych. W pierwszym kroku quasi-równoważenia układ sprowadza się do stanu quasi-równowagi za pomocą pojedynczego elementu nastawnego. W tym stanie możliwy jest pomiar jednej ze składowych impedancji albo otrzymuje się wartość niemającą interpretacji fizykalnej. W drugim kroku quasi-równoważenia zachowywane są nastawy elementu nastawnego, a układ sprowadza się do drugiego stanu quasi-równowagi za pomocą drugiego elementu regulacyjnego. Mierzoną składową wyznacza się na podstawie nastaw elementów nastawnych układu w obydwu krokach quasi-równoważenia. Przykładem takiego układu jest układ z rys. 4. W tym układzie w pierwszym quasi-równoważeniu można wyznaczyć moduł impedancji badanej, zatem można powiedzieć, że umożliwia on pomiar dwóch składowych impedancji. Ponadto wykazano, że dla obiektów niskostratnych przybliżenie składowej biernej modułem impedancji może powodować niewielki błąd wyznaczenia współczynnika strat elektrycznych lub dobroci, zatem w omawianych układach mostkowych możliwe są pomiary składowej biernej oraz współczynnika strat elektrycznych lub dobroci, a także pomiar modułu i fazy badanej impedancji. Wykorzystując przedstawioną syntezy można wyprowadzić układy niemostkowe o takich samych równaniach przetwarzania.

UKŁADY QUASI-ZRÓWNOWAŻONE Z ODSTROJENIEM

Podstawą do wyprowadzenia zasady działania układów z odstrojeniem, jest układ quasi-zrównoważony z rys. 14. Sygnał wyjściowy Φ_{WA} układu jest funkcją nastawy wzmocnienia A wzmacniacza napięciowego A, wzmocnienia A_0 wzmacniacza napięciowego w stanie quasi-równowagi oraz współczynnika strat dielektrycznych tg δ_X badanego obiektu:

$$\Phi_{WA} = \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{\operatorname{tg}\delta_X} \cdot \frac{1-\frac{A}{A_0}}{\frac{A}{A_0}} \right). \tag{52}$$

W stanie quasi-równowagi można wyznaczyć wyłącznie pojemność badanego obiektu C_X. Jednak po odstrojeniu układu od stanu quasi-równowagi, znając nastawy A_0 i A wzmacniacza napięciowego oraz odpowiadającą nastawie A wartość kąta fazowego Φ_{WA}, można wyznaczyć współczynnik strat elektrycznych tg δ_X. Równanie (4.29) można zapisać ogólnie jako:

$$\Phi_{WA} = f\left(\operatorname{tg}\delta_X, \frac{A}{A_0} \right), \tag{53}$$

zatem wartość współczynnika strat elektrycznych tg δ_X może być wyznaczona jako funkcja odwrotna:

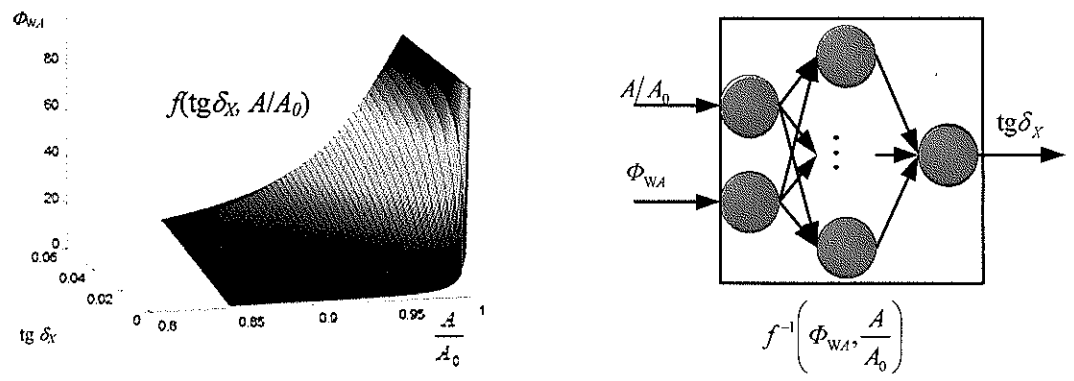
$$\operatorname{tg}\delta_X = f^{-1}\left(\Phi_{WA}, \frac{A}{A_0} \right). \tag{54}$$

Taki sposób wyznaczenia współczynnika strat elektrycznych jest bardzo wrażliwy na błędy pomiaru kąta fazowego oraz relacji A/A_0. Do wyznaczenia współczynnika tgδ_X z relacji (54) można zastosować sztuczne sieci neuronowe ANN, charakteryzujące się dobrymi właściwościami aproksymacyjnymi i generalizacyjnymi.

Do badania możliwości zastosowania sieci neuronowej w analizowanym układzie zrealizowano wykorzystując bibliotekę Neural Network Toolbox, dostępną w środowisku Matlab. Zastosowano sieć z jedną warstwą ukrytą. Sieć została nauczona z zastosowaniem algorytmu Levenberga-Marquardta. W ukrytej warstwie neuronów zastosowano sigmoidalną funkcję aktywacji, a w warstwie wyjściowej liniową funkcję aktywacji. Zbiór danych uczących liczył 2500 danych. Na wejścia sieci podano 50 wartości kąta Φ_{WA} i 50 wartości względnej nastawy A/A_0, natomiast na wyjście sieci 2500 wartości współczynnika strat elektrycznych tg δ_X, wygenerowanych według równania (54). Po analizie przyjęto 12 neuronów w warstwie ukrytej, zatem struktura sieci może być opisana jako 2-12-1. Fragment charakterystyki opisanej równaniem (52) oraz ogólną strukturę sieci realizującej wyznaczanie wartości tgδ_X przedstawiono na rys. 22.

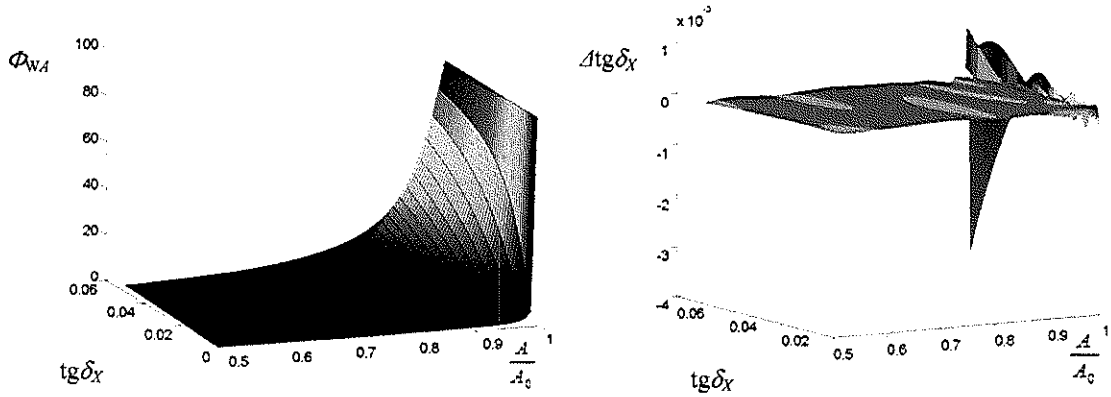
Po zakończeniu procesu uczenia sieci dokonano testowania sieci z użyciem zbioru danych testowych liczącego 40000 elementów. Wartości uzyskano w podobny sposób do zbioru danych uczących. Przykładowe rezultaty dla odstrojenia od 0,500 do 0,999 oraz tg δ_X z zakresu od 0,001do 0,050 pokazano na rys.23.

a) b)



Rys. 22. a) Fragment charakterystyki sygnału wyjściowego Φ_{WA}, b) ogólna struktura sieci neuronowej do obliczeń wartości tg δ_X

a) b)



Rys. 23. a) Wartości sygnału wyjściowego Φ_{WA} w funkcji względnej nastawy A/A_0 oraz tg δ_X, b) powierzchnia bezwzględnego błędu neuronowego wyznaczenia wartości tg δ_X

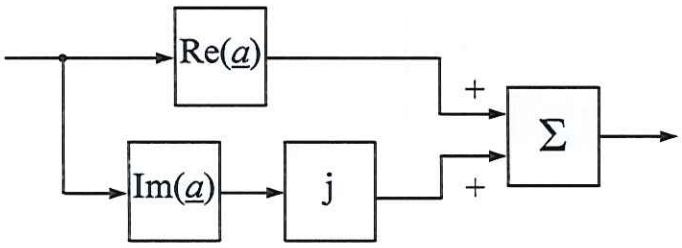
Rys. 23b pokazuje silny wzrost błędów dla względnej nastawy A/A_0 bliskiej 1, co powoduje konieczność znacznego odstrojenia układu od stanu quasi-równowagi. Dlatego sieć została nauczona z zastosowaniem danych, dla których wartości parametru A/A_0 ograniczono do zakresu od 0,200 do 0,800. Błąd Δtg δ_X neuronowego wyznaczenia współczynnika tg δ_X został wyrażony przez szerokość przedziału niepewności na poziomie ufności 0,95, wynoszącą $5{,}25 \cdot 10^{-6}$.

Przedstawiona metoda pozwala na jednoczesny pomiar pojemności i współczynnika strat elektrycznych tg δ_X. Zastosowanie sztucznych sieci neuronowych pozwala na znaczną redukcję błędów pomiaru współczynnika strat elektrycznych tg δ_X w porównaniu z prostym obliczaniem funkcji odwrotnej. Ponadto w przypadku użycia omawianej metody możliwa będzie korekcja błędów dynamicznych przy wyższych częstotliwościach.

VI. REALIZACJE OPRACOWANYCH METOD

Programowe przetwarzanie sygnałów pomiarowych jest szeroko wykorzystywane we współczesnych przyrządach pomiarowych. Wypiera ono analogowe przetworniki i układy pomiarowe, umożliwiając realizację operacji na sygnałach pomiarowych w sposób łatwiejszy i niejednokrotnie dokładniejszy niż w układach analogowych. Analogowe sygnały pomiarowe są na ogół przetwarzane na postać cyfrową w kartach pomiarowych dołączanych do typowych komputerów PC z wykorzystaniem różnego rodzaju interfejsów. Karty pomiarowe w swojej strukturze zawierają układy kondycjonowania sygnałów analogowych, takie jak np. filtry, wzmacniacze, dzielniki napięć i bufory oraz układy próbkująco-pamiętające i przetworniki A/C. Sygnały pomiarowe po przetworzeniu na postać cyfrową są przetwarzane według określonego algorytmu. Powstało wiele pakietów umożliwiających graficzną budowę algorytmów przetwarzania, realizujących operacje stanowiące odpowiedniki operacji wykonywanych przez układy analogowe. Układy zbudowane w taki sposób nazywa się przyrządami wirtualnymi. Układy quasi-zrównoważone można również budować jako układy wirtualne. W układach quasi-zrównoważonych na sygnałach pomiarowych wykonywane są operacje, które w łatwy sposób mogą być implementowane jako algorytmy, tak więc układy quasi-zrównoważone łatwo poddają się wirtualizacji.

Bloki przetwarzające sygnały pomiarowe $\underline{U}_X$ i $\underline{I}_X$, powinny mieć transmitancje zespolone $\underline{a}$, $\underline{b}$, $\underline{c}$ i $\underline{d}$. Przykład praktycznej realizacji zespolonej transmitancji $\underline{a}$ pokazano na rys. 23. Część rzeczywistą transmitancji realizują wzmacniacze napięciowe lub konwertery prąd/napięcie o wzmocnieniu lub współczynniku konwersji Re($\underline{a}$). Z kolei część urojoną transmitancji mogą realizować podobne bloki wraz z przesuwnikiem fazowymi $\pi/2$, który realizuje operację mnożenia przez jednostkę urojoną j.



Rys. 23. Przykładowa realizacja bloków analogowego przetwornika P

Na sygnałach pomiarowych w układach quasi-zrównoważonych wykonuje się następujące operacje:

- wzmacnianie sygnałów,
- przesuwanie sygnałów o kąt fazowy $\pm\pi/2$,
- dodawanie i odejmowanie sygnałów,
- detekcję kąta przesunięcia fazowego.

Wymienione operacje można stosunkowo łatwo zrealizować, wykorzystując programowe przetwarzanie sygnałów pomiarowych. Wówczas wspomnianym operacjom na sygnałach analogowych odpowiadać będą operacje realizowane na odpowiadających im sygnałach cyfrowych:

- mnożenie próbek przez współczynnik,
- opóźnianie sygnału o czas równy ¼ okresu, np. przez zmianę indeksu próbki w tablicy,
- sumowanie próbek,
- może być również realizowana algorytmiczna detekcja kąta przesunięcia fazowego.

Przetwarzania sygnałów pomiarowych w układach quasi-zrównoważonych z przetwarzaniem programowym można podzielić na trzy podstawowe bloki:

- blok przetwarzania analogowego, w którym odbywa się kondycjonowanie sygnałów prądu i napięcia badanej impedancji; prąd zwykle przetwarzany jest na sygnał napięciowy w konwerterze prąd/napięcie lub na boczniku,
- blok przetworników analogowo-cyfrowych; mogą to być dwa niezależne przetworniki lub jeden komutowany,
- części programowego przetwarzania sygnałów cyfrowych, w której dokonywane jest przetwarzane według odpowiedniego algorytmu pomiarowego i która dostarcza informacji o wyniku pomiaru.

Dwa pierwsze bloki mogą być realizowane z wykorzystaniem standardowych kart pomiarowych. Karty takie mają możliwość wyboru rodzajów wejść, wzmocnienia sygnałów analogowych, ustawienia parametrów przetworników A/C z poziomu programu realizującego przetwarzanie sygnałów. Charakteryzują się dobrymi parametrami metrologicznymi, np. według producenta karta pomiarowa DaqBoard 2000 charakteryzuje się niepewnością 0,015% wartości odczytanej + 0,008% wartości zakresowej.

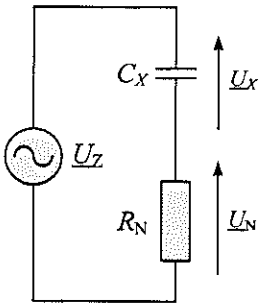
W torze programowego przetwarzania sygnałów wykonywane są operacje mnożenia sygnału cyfrowego przez stałą, sumowania sygnałów, przesunięcia fazowego oraz detekcji fazoczułej. Operacje te, wnosząc błędy wynikające z cyfrowej reprezentacji liczby w programie, są całkowicie pomijalne.

Przesuwanie sygnałów o kąt fazowy $\pi/2$ może być realizowane w układach cyfrowych jako opóźnianie sygnałów o czas równy ¼ okresu. Można wykazać, że błąd kątowy przesuwnika fazowego będzie praktycznie zerowy, jeżeli częstotliwość próbkowania będzie wielokrotnością częstotliwości sygnału przesuwanego, podzielną przez 4.

Algorytmiczna detekcja, np. kąta fazowego $\pi/2$, była szeroko opisywana w w literaturze, gdzie wykazano, że najlepszymi właściwościami jako metody detekcji kąta fazowego $\pi/2$, charakteryzują się metody adaptacyjne oraz korelacyjne.

PRZYKŁADOWE REALIZACJE

Realizacje quasi-zrównoważonych układów do pomiarów składowych impedancji wykorzystują przetwarzanie programowe i budowane są jako tzw. układy wirtualne. Analogowa część tych układów jest bardzo prosta i zawiera zwykle generator sinusoidalny połączony szeregowo z badanym obiektem oraz rezystorem wzorcowym, wykorzystanym jako bocznik i stanowiącym najprostszy konwerter prąd/napięcie.

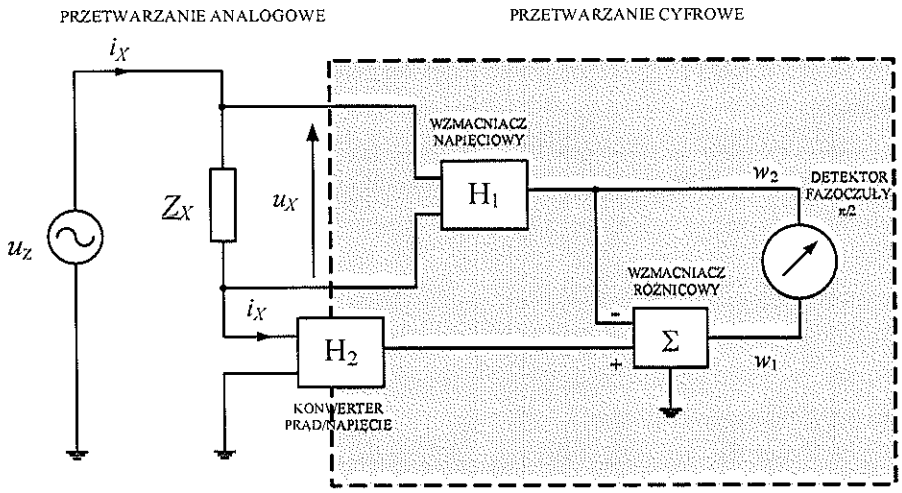


Rys. 24. Schemat analogowej części realizowanych układów pomiarowych

Napięcia $\underline{U}_X$ i $\underline{U}_N$ są doprowadzane do karty pomiarowej, w której następuje przetwarzanie sygnałów pomiarowych na postać cyfrową. Dalsze przetwarzanie odbywa się na drodze algorytmicznej, przy czym do realizacji programu używa się najczęściej popularnego graficznego środowiska LabVIEW.

Układ do pomiaru składowej czynnej

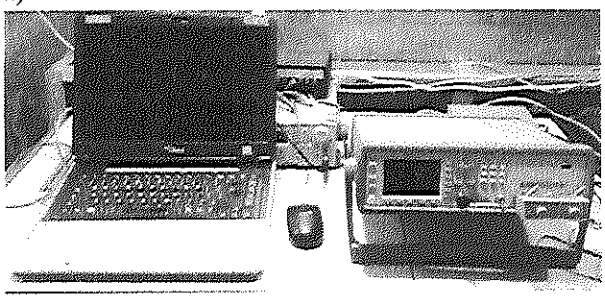
Schemat ideowy zrealizowanego układu do pomiaru składowej czynnej impedancji pokazano na rys. 25. Wykorzystano niemostkowy układ, w którym w stosunku do układu do pomiaru składowej czynnej zamieniono miejscami sygnały prądu i napięcia. Taka zmiana pozwala na łatwiejsze obliczenia części czynnej impedancji przy regulacji w torze prądowym.



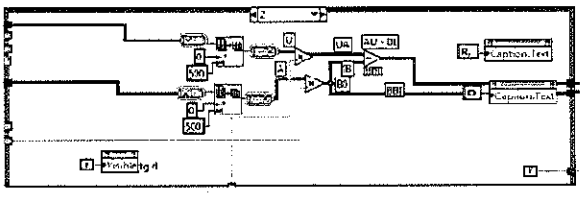
Rys. 25. Schemat ideowy układu do pomiaru składowej czynnej

Zrealizowany układ składa się z części analogowej, w której jako źródło zasilające wykorzystano generator funkcyjny Rigol DG1011 oraz części cyfrowej, zawierającej kartę pomiarową NI-USB6251 firmy National Instruments, połączoną z komputerem PC przez interfejs USB. Widok stanowiska pomiarowego przedstawiono na rys. 26a.

a)



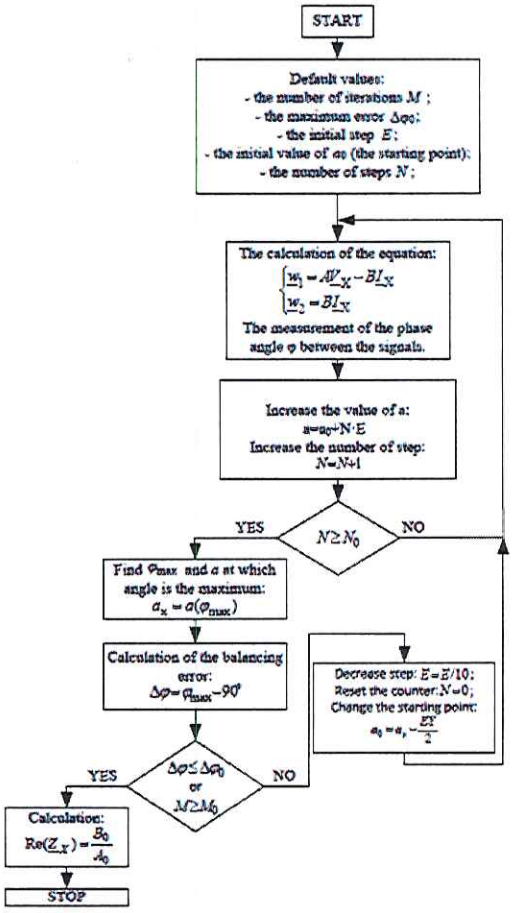
b)



Rys.26. a) widok stanowiska pomiarowego, b) fragment kodu programu

Sygnał napięciowy badanego obiektu jest podawany bezpośrednio do wejścia karty pomiarowej. Sygnał prądowy jest przetwarzany na napięcie na boczniku. Spróbkowane sygnały, odpowiadające prądowi i napięciu badanej impedancji, są przetwarzane na postać cyfrową.

Do realizacji programowej części układu użyto pakietu LabVIEW, który umożliwia również automatyczną generację płyty czołowej przyrządu wirtualnego. Fragment programu implementujący równanie przetwarzania układu przedstawiono na rys. 26b. Detekcja stanu quasi-równowagi odbywa z wykorzystaniem skryptu napisanego w języku MATLAB, obliczającym krótkookresową transformatę Fouriera. Algorytm automatycznego quasi-równoważenia iteracyjnie dobiera nastawy współczynnika A w zakresie zadanym przez użytkownika. W procesie quasi-równoważenia poszukuje się nastawy, przy której kąt fazowy jest możliwie najbliższy wartości $\pi/2$. W każdym kolejnym nawrocie zmniejszany jest krok i obliczany jest kolejny punkt charakterystyki quasi-równoważenia w pobliżu wcześniej wyznaczonego. Algorytm powtarza swoje działanie dopóki błąd osiągnięcia stanu quasi-równowagi będzie mniejszy od wcześniej zadanego lub wykonana zostanie liczba powtórzeń zadana przez użytkownika. Przeprowadzone badania miały na celu potwierdzenie możliwości wirtualizacji quasi-zrównoważonego układu do pomiaru składowej czynnej impedancji i oszacowanie jego dokładności. Obiektami badań były rezystory o wartościach od 10 Ω do 360 kΩ. Jako przyrząd odniesienia wykorzystano precyzyjny mostek RLC Agilent E4980A. Według producenta charakteryzuje się on podstawowym błędem granicznym równym 0,05% i dużą powtarzalnością wyników. Średnia wartość względnego błędu pomiaru rezystancji przyrządu wirtualnego, przy przyjęciu za wartość poprawną wyników uzyskanych z przyrządu Agilent E4980A, wyniosła 0,19%.

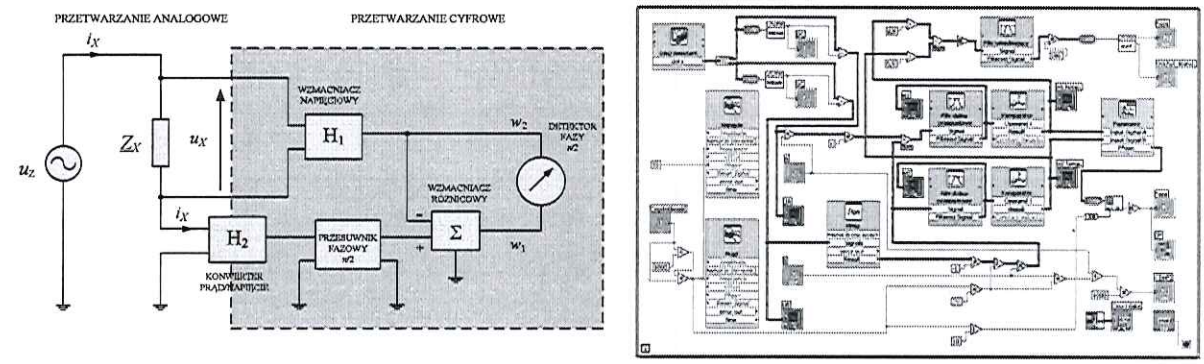


Rys. 27. Schemat algorytmu automatycznego quasi-równoważenia układu quasi-zrównoważonego

Układ do pomiaru pojemności

Quasi-zrównoważony układ pomiarowy do pomiaru pojemności, przedstawiony na rys. 14 został również zrealizowany jako przyrząd wirtualny. Schemat układu przedstawiono na rys. 28.

a) b)



Rys. 28. a) Schemat realizacyjny quasi-zrównoważonego układu do pomiaru składowych impedancji b) część programowa układu pomiarowego

Sygnałami pomiarowymi są przebiegi spadku napięcia u_X na impedancji mierzonej oraz prądu badanej impedancji i_X, przetworzonego na napięcie w konwerterze prąd/napięcie. Obydwa napięcia są doprowadzone do wejść karty pomiarowej NI USB-6009 [67]. Sygnały prądu i napięcia badanej impedancji po przetworzeniu na postać cyfrową są dalej przetwarzane programowo w programie zrealizowanym w graficznym języku programowania LabVIEW.

Omawiana wirtualna realizacja quasi-zrównoważonego układu do pomiaru pojemności była testowana w sposób symulacyjny dla sygnałów pomiarowych generowanych programowo oraz w rzeczywistym obwodzie z impedancją mierzoną typu *RC*, zasilaną z generatora sygnałów Agilent 33220A. Wyniki badań symulacyjnych oraz weryfikacja doświadczalna układu pomiarowego potwierdziły możliwość pomiaru pojemności z rozdzielczością 0,1 nF. Było to zdeterminowane przede wszystkim impedancją wejściową użytej karty pomiarowej. Przedstawiona koncepcja realizacji pomiaru pojemności została potwierdzona i okazała się szczególnie dogodną do realizacji w formie struktury wirtualnej. Warto także zwrócić uwagę na zaletę budowy układów pomiarowych w formie struktur programowych – badania symulacyjne i badania w układzie rzeczywistym są realizowane dokładnie w tej samej strukturze programowego przetwarzania sygnałów pomiarowych.

Układ od pomiaru wilgotności drewna

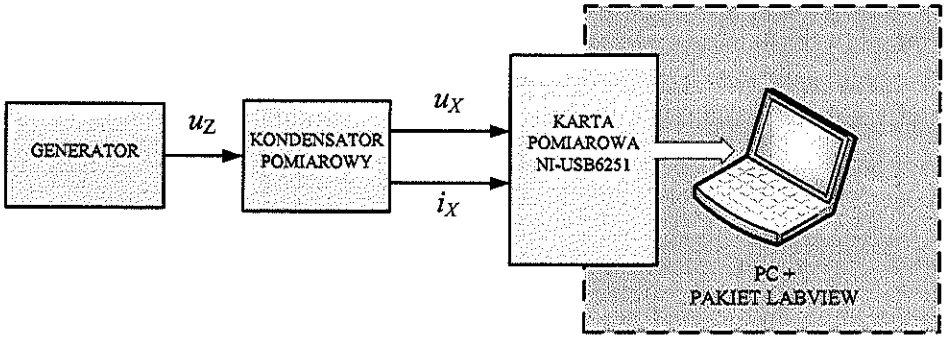
Jednym z zastosowań niemostkowego, quasi-zrównoważonego układu pomiarowego do pomiaru współczynnika strat elektrycznych może być pomiar wilgotności drewna.

Drewno jest szeroko stosowane jako materiał konstrukcyjny i jako paliwo. Jest materiałem niejednorodnym, anizotropowym, porowatym i higroskopijnym. Metody pojemnościowe wykorzystują zależność pojemności lub współczynnika strat elektrycznych od wilgotności drewna. Wysuszone w piecu drewno ma przenikalność elektryczną względną $\varepsilon_r \approx 2...3$., natomiast woda ma przenikalność elektryczną względną $\varepsilon_r \approx 80$, zatem przenikalność elektryczna względna mokrego

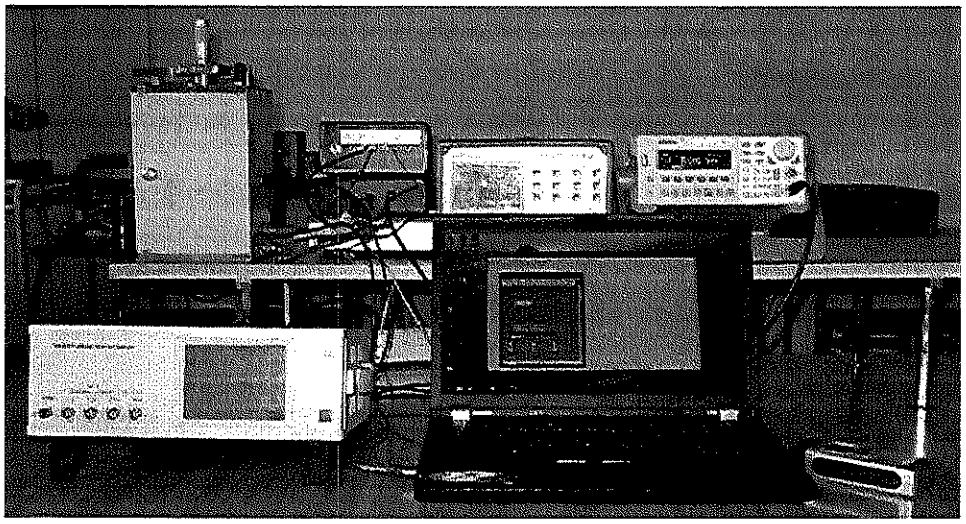
drewna będzie zależeć od wilgoci. Głównymi zaletami metody pojemnościowej jest to, że jest nieniszcząca i nie wymaga korekcji temperatury.

Układ pomiarowy został zrealizowany w postaci wirtualnego przyrządu, którego idea przedstawiona została na rys. 29a. Układ składający się z kondensatora pomiarowego wypełnionego badaną próbką drewna, generatora funkcyjnego Rigol DG1011, karty pomiarowej NI-USB6251 firmy National Instruments oraz komputera PC przedstawiono na rys. 29b. Napięcie u_X na badanym obiekcie było bezpośrednio podane na wejście karty pomiarowej, natomiast prąd i_X badanego obiektu był Do badań użyto próbek dwóch gatunków drewna: dębowego i modrzewiowego. Do pomiaru zawartości wilgoci w drewnie użyto miernika Powerfix HG00384C, przedstawionego na rys. 31a. Jest to przyrząd dokonujący pomiaru rezystancji pomiędzy dwoma elektrodami ostrzowymi wbijanymi w próbkę drewna. Wilgotność jest obliczana na podstawie zmierzonej wartości rezystancji. Miernik umożliwia pomiar zawartości wilgoci w zakresie od 6% do 44%.

a)



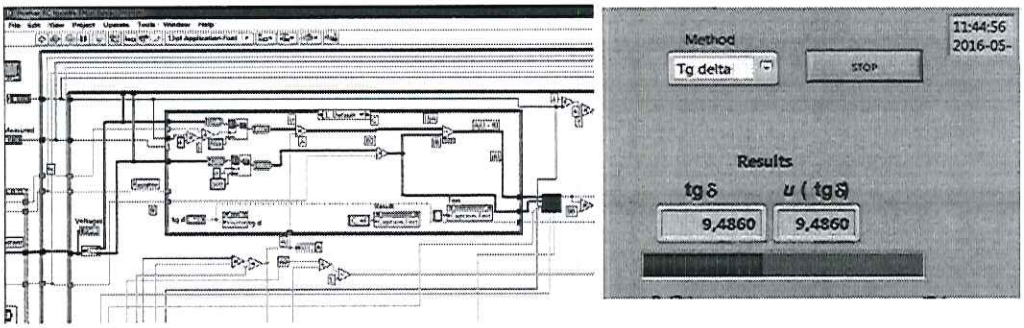
b)



Rys. 29. a) schemat blokowy wirtualnego układu pomiarowego b) Stanowisko pomiarowe

Do budowy programowego toru przetwarzania sygnałów pomiarowych, którego fragment przedstawiono na rys. 30a, oraz panelu przedniego, pokazanego na rys. 30b, wykorzystano graficzne środowisko programowania LabVIEW.

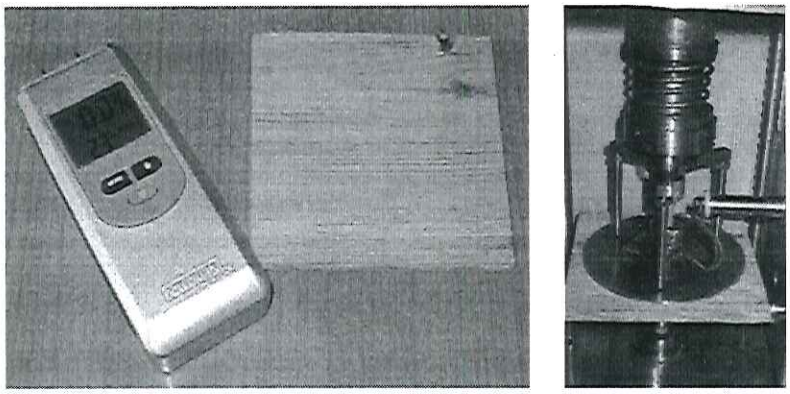
a) b)



Rys. 30. a) Schemat blokowy programu LabVIEW, b) wirtualna płyta czołowa

Do pomiaru współczynnika strat elektrycznych badanej próbki drewna użyto kondensatora pomiarowego znajdującego się w celce ekranującej, przedstawionego na rys. 31b.

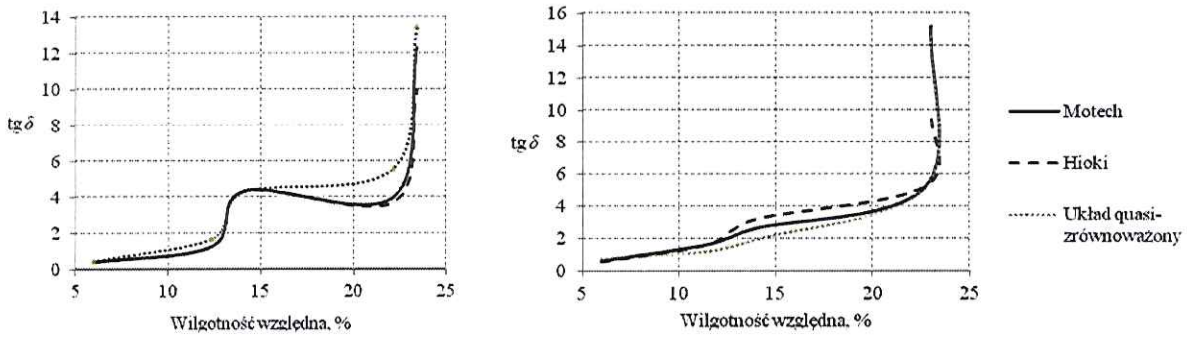
a) b)



Rys. 31. a) Miernik wilgotności drewna Powerfix HG00384C i próbka drewna, b) kondensator pomiarowy z próbką drewna

Na podstawie uzyskanych wyników wyznaczono zależność współczynnika strat elektrycznych od wilgotności względnej próbek dla drewna dębowego i modrzewiowego. Wynik te przedstawiono graficznie na rys. 32a i 32b.

a) b)

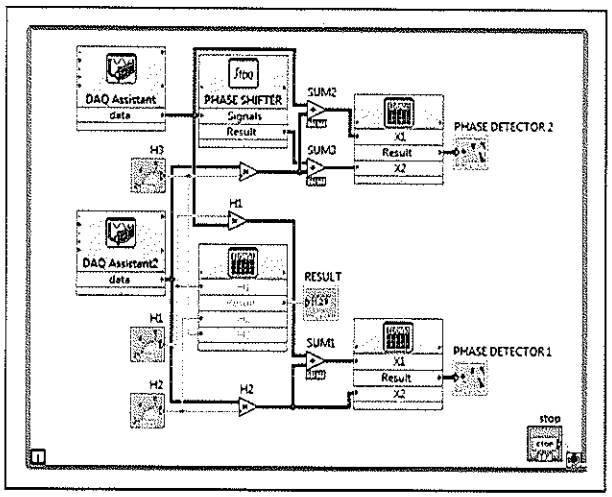


Rys. 32. Charakterystyka współczynnika strat tg δ w funkcji wilgotności drewna: a) dębowego b) modrzewiowego

Wyniki pomiaru współczynnika strat elektrycznych, otrzymane różnymi metodami, zostały porównane i potwierdzono zależność mierzonego współczynnika od zawartości wilgotności w badanych próbkach drewna. Wykazano, że współczynnik strat jest dość dobrze skorelowany z wilgotnością i w omawianym układzie może być łatwo mierzony, a wyniki pomiarów były powtarzalne.

Równoległy układ do pomiaru współczynnika strat elektrycznych

Na rys. 33 przedstawiono schemat blokowy programu realizującego równoległy quasi-zrównoważony układ do pomiaru współczynnika strat elektrycznych. Spróbkowane sygnały napięcia i prądu (uprzednio przetworzonego na napięcie) przetwarzane są programowo w strukturze zrealizowanej za pomocą środowiska graficznego LabVIEW.



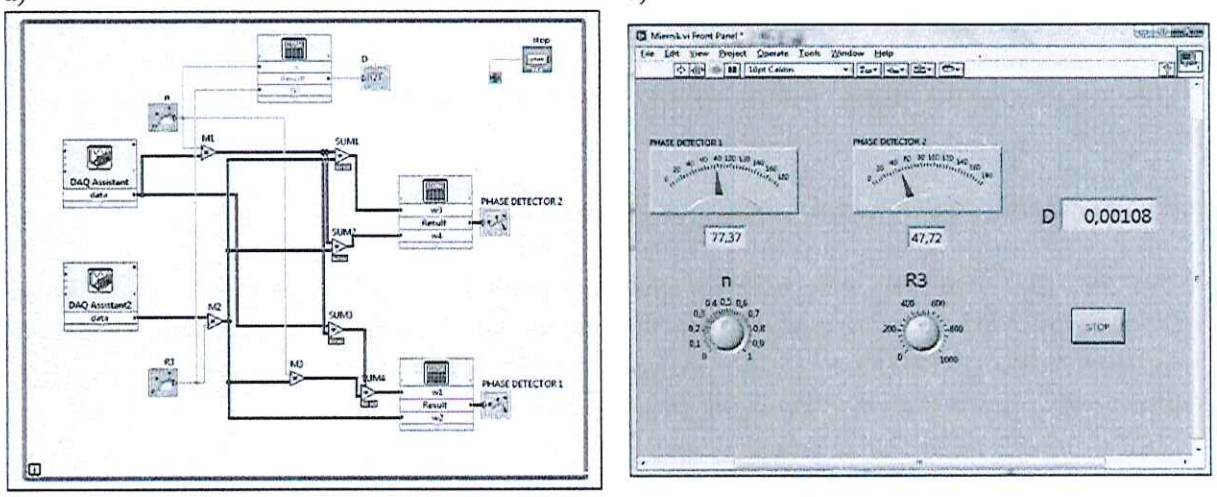
Rys. 33. Schemat blokowy wirtualnego, równoległego układu quasi-zrównoważonego

Przedstawione rozwiązanie układu do pomiaru współczynnika strat dielektrycznych pozwala na pomiar współczynnika strat elektrycznych obiektów niskostratnych. Mogą to być np. typowe kondensatory lub linie kablowe średniego napięcia. Błąd związany z przybliżeniem składowej biernej impedancji jej modułem dla typowych obiektów badań jest nie większy niż 0,5%. Podobne parametry można osiągnąć w tym układzie przy pomiarach dobroci cewek.

Układ do pomiaru współczynnika strat elektrycznych z podwójnym quasi-równoważeniem

Innym przykładem zrealizowanego quasi-zrównoważonego układu pomiarowego jest układu z rys. 34. Możliwość budowy tego układu została zweryfikowana doświadczalnie, jednak podstawową trudność w weryfikacji układu stanowił brak wzorca współczynnika strat elektrycznych. W związku z tym weryfikację układu przeprowadzono, porównując wyniki pomiarów kilku rzeczywistych kondensatorów z wynikami uzyskanymi w pomiarze przyrządem odniesienia. Typowe linie kablowe średniego napięcia były symulowane za pomocą kondensatorów o wartościach od 10 nF do 1 μF. Sygnały napięcia obiektu u_X i spadku napięcia na boczniku u_N były doprowadzone do karty pomiarowej NI USB 6009.

a) b)



Rys.34. Schemat: a) algorytmu zrealizowanego przyrządu wirtualnego, b) widok panelu sterowania

Sygnały były próbkowane i przetwarzane pod kontrolą algorytmu realizowanego przez przyrząd wirtualny, zbudowany z wykorzystaniem pakietu LabVIEW. Wyniki badań symulacyjnych oraz badań rzeczywistych obiektów potwierdzają przydatność układu do pomiaru współczynnika strat elektrycznych. Otrzymano wyniki porównywalne z innymi znanymi układami.

VII. PODSUMOWANIE

Habilitant wykazał, że quasi-zrównoważone układy do pomiaru składowych impedancji charakteryzują się zbliżonymi cechami do innych typowych układów do pomiaru składowych impedancji, np. układów mostków zrównoważonych. Dotyczy to właściwości metrologicznych, takich jak błędy i niepewności pomiaru oraz czułość i pobudliwość układów. Równania umożliwiające wyznaczenie składowych impedancji są nieskomplikowane i nie wymagają czasochłonnych obliczeń. Wykazał, że możliwa jest budowa układów quasi-zrównoważonych umożliwiających pomiar dwóch składowych impedancji, charakteryzujących maksymalną zbieżnością, tzn. Możliwością sprowadzenia układu do stanu wyróżnionego za pomocą dwóch niezależnych elementów nastawnych. Wykazał również, że układy quasi-zrównoważone mogą stać się pewną alternatywą dla różnych układów zrównoważonych.

Habilitant do najważniejszych własnych osiągnięć zalicza:

- przeprowadzenie analizy właściwości metrologicznych mostkowych układów quasi-zrównoważonych, takich jak model układów, błędy i niepewności wynikające z niedoskonałości porównania ze wzorcem, niedoskonałości procesu quasi-równoważenia,
- przeprowadzenie analizy właściwości metrologicznych niemostkowych układów quasi-zrównoważonych,
- opracowanie modelu matematycznego mostkowych i niemostkowych układów quasi-zrównoważonych,

- opracowanie metod syntezy układów quasi-zrównoważonych, wykorzystujących równanie modelu oraz równania układów mostkowych
- przeprowadzenie analizy procesu quasi-równoważenia niemostkowych układów quasi-zrównoważonych,
- opracowanie koncepcji i weryfikacja układów quasi-zrównoważonych o maksymalnej zbieżności, umożliwiających jednoczesny pomiar dwóch składowych impedancji: układów równoległych, układów z podwójnym quasi-równoważeniem oraz układów quasi-zrównoważonych z odstrojeniem,
- weryfikację doświadczalną prezentowanych rozwiązań i wskazanie możliwych zastosowań.

Badania przeprowadzone przez habilitanta potwierdzają, że quasi-zrównoważone metody pomiaru składowych impedancji mają właściwości pozwalające na uznanie ich za dobre uzupełnienie szerokiego wachlarza metod pomiaru składowych impedancji.

5. Omówienie pozostałych osiągnięć naukowo - badawczych.

Zainteresowania habilitanta koncentrują się również wokół następujących zagadnień:
- pomiary kąta fazowego, zwłaszcza przy infraniskich częstotliwościach;
- zastosowania metrologii w technice automotive: badania i publikacje we współpracy z pracownikami Wydziału Elektrycznego Uniwersytetu w Żylinie:
  1. Korenciak D., Gutten M., Adamec J., Glowacz A., Cichy A.: *Analysis of engine knock sensor.* Communication- Sci. Lett. Univ. Zilina 2018 vol. 20 iss. 1, pp. 37-41.
  2. Gutten M., Jurcik J., Cichy A., Roj J.: *Analysis of the gasoline engines electronic injection system.* Pomiary, Automatyka, Kontrola 2014 vol. 60 nr 11, s. 1044-1048.
  3. Gutten M., Jurcik J., Cichy A., Roj J.: *The analysis of a combustion engine knock control system.* Pomiary, Automatyka, Kontrola 2014 vol. 60 nr 10, s. 832-835.