

**UNIVERSITATEA TEHNICĂ A MOLDOVEI**

Cu titlu de manuscris  
C.Z.U.: 621.3.011.21.56

**NICOLAEV PAVEL**

**MĂSURĂTOARE DE IMPEDANȚĂ CU REZONANȚĂ  
SIMULATĂ ÎN COORDONATE CARTEZIENE**

273.02 METODE ȘI SISTEME DE CONTROL ÎN METROLOGIE

**Teză de doctor în tehnică**

Conducător științific:

Nastas Vitalie  
conf. univ., dr. în tehnică

Autor:

Nicolaev Pavel

**CHIȘINĂU, 2018**

**© Nicolaev Pavel, 2018**

# Cuprins

ADNOTARE .....	5
LISTA ABREVIERILOR.....	8
INTRODUCERE .....	10
<b>1. METODE MODERNE DE MĂSURARE A IMPEDANȚEI .....</b>	<b>17</b>
1.1. Impedanța. Noțiuni generale .....	17
1.2. Metode de măsurare a impedanței .....	21
1.2.1. Clasificarea metodelor de măsurare a impedanței.....	21
1.2.2. Măsurarea impedanței prin metode de comparație succesivă cu măsura.....	26
1.2.3. Măsurarea impedanței prin metode de comparație simultană cu măsura.....	31
1.2.4. Metoda rezonanței simulate de măsurare a impedanței .....	36
Concluzii la capitolul 1 .....	38
<b>2. SIMULATORI METROLOGICI DE IMPEDANȚĂ.....</b>	<b>40</b>
2.1. Simulatoare de mărimi electrice pasive. Clasificarea lor .....	40
2.2. Sinteza simulatorului metrologic de impedanță .....	46
2.3. Analiza funcțională a simulatorului metrologic de impedanță .....	52
2.4. Studiul stabilității funcționale a simulatorului metrologic de impedanță .....	55
Concluzii la capitolul 2 .....	58
<b>3. EROAREA SIMULATORULUI METROLOGIC DE IMPEDANȚĂ.....</b>	<b>59</b>
3.1. Erori de măsurare.....	59
3.2. Eroarea cauzată de neidealitatea elementelor active ale simulatorului metrologic de impedanță .....	61
3.3. Eroarea cauzată de toleranța elementelor pasive ale simulatorului metrologic de impedanță .....	65
3.4. Eroarea cauzată de instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare și de variația temperaturii.....	76
3.5. Eroarea totală a componentelor impedanței reproduse.....	80
3.5.1. Eroarea totală a componentei active .....	80
3.5.2. Eroarea totală a componentei reactive .....	83
3.5.3. Eroarea totală a defazajului dintre componentele impedanței reproduse .....	86
Concluzii la capitolul 3 .....	87

<b>4. CIRCUITE METROLOGICE CU REZONANȚĂ SIMULATĂ .....</b>	<b>88</b>
<b>4.1. Circuite rezonante.....</b>	<b>88</b>
<b>4.2. Circuite rezonante de măsurare de tip serie în regim de echilibrare parțială.....</b>	<b>91</b>
<b>4.3. Circuite rezonante de măsurare de tip serie în regim de echilibrare totală.....</b>	<b>98</b>
<b>Concluzii la capitolul 4 .....</b>	<b>101</b>
<b>5. IMPEDANȚMETRUL ÎN COORDONATE CARTEZIENE.....</b>	<b>102</b>
<b>5.1. Sursa de semnal a impedanțmetrului.....</b>	<b>103</b>
<b>5.2. Modulul de măsurare al impedanțmetrului .....</b>	<b>104</b>
<b>5.2.1. Structura generală a modulului de măsurare .....</b>	<b>104</b>
<b>5.2.2. Blocul de defazoare la <math>90^0</math> .....</b>	<b>105</b>
<b>5.2.3. Reglarea caracterului și valorilor componentelor impedanței de referință.....</b>	<b>108</b>
<b>5.3. Modulul de comandă al impedanțmetrului.....</b>	<b>112</b>
<b>Concluzii la capitolul 5 .....</b>	<b>118</b>
<b>CONCLUZII GENERALE ȘI RECOMANDĂRI .....</b>	<b>119</b>
<b>BIBLIOGRAFIE .....</b>	<b>121</b>
<b>ANEXE .....</b>	<b>133</b>
<b>ANEXA 1 Calculul prin metoda grafurilor de fluentă a influenței factorilor de neidealitate ai amplificatoarelor operaționale asupra funcționalității blocurilor simulatorului metrologic de impedanță.....</b>	<b>134</b>
<b>ANEXA 2 Dependența valorii erorii componente active a impedanței reproduse de factorii de eroare .....</b>	<b>139</b>
<b>ANEXA 3 Dependența valorii erorii componente reactive a impedanței reproduse de factorii de eroare .....</b>	<b>145</b>
<b>ANEXA 4 Dependența valorii erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse de factorii de eroare.....</b>	<b>154</b>
<b>ANEXA 5 Act de implementare a rezultatelor cercetărilor științifice obținute.....</b>	<b>160</b>
<b>ANEXA 6 Impedanțmetru de laborator .....</b>	<b>162</b>

## ADNOTARE

### **la teza „Măsurătoare de impedanță cu rezonanță simulată în coordonate carteziane”, prezentată de către Pavel Nicolaev pentru conferirea titlului de doctor în tehnică**

Teza a fost elaborată la Universitatea Tehnică a Moldovei, Chișinău, fiind scrisă în limba română și conține 120 pagini, 70 figuri, 8 tabele și 173 titluri bibliografice. Structura tezei include: introducere, 5 capitole, concluzii și 6 anexe. Anexele conțin 19 figuri și 19 tabele.

**Teza este consacrată** cercetării posibilităților de utilizare a efectului rezonanței simulate la măsurarea impedanțelor.

**Scopul lucrării** constă în cercetarea și elaborarea unor mijloace de măsurare a impedanțelor pe baza efectului rezonanței simulate, care se caracterizează prin precizie înaltă, universalitate în utilizare, simplitate în construcție și în aplicarea practică.

**Noutatea științifică a lucrării** constă în analiza principiilor generale de aplicare a metodei rezonanței simulate la măsurarea impedanței; sinteza și analiza simulatorului metrologic de impedanță în coordonate carteziane cu caracteristici avansate; în elaborarea circuitului de măsurare a impedanțelor pe baza efectului rezonanței simulate în coordonate carteziane, în elaborarea algoritmilor de echilibrare a acestui circuit, precum și a impedanțmetrului în coordonate carteziane.

**Semnificația teoretică** constă în analiza principiilor de aplicare a metodei rezonanței simulate pentru măsurarea impedanțelor, în aplicarea metodei grafurilor de fluență la sinteza și analiza simulatorului metrologic de impedanță, în elaborarea și analiza structurii și algoritmului de funcționare a impedanțmetrului cu rezonanță simulată în coordonate carteziane.

**Valoarea aplicativă a rezultatelor.** În baza rezultatelor cercetărilor a fost elaborată structura impedanțmetrului cu rezonanță simulată pentru măsurarea cu precizie înaltă a impedanței în coordonate carteziane.

**Implementarea rezultatelor cercetării.** În baza rezultatelor cercetărilor au fost elaborate două lucrări de laborator la disciplina *Măsurări electronice*. Rezultatele sunt publicate în 17 lucrări științifice. Au fost obținute 10 brevete de invenție și 14 medalii la expoziții internaționale.

**Cuvinte-cheie:** rezonanță simulată; metoda rezonanței simulate; simulator metrologic de impedanță; circuit rezonant de măsurare; impedanțmetru.

## SUMMARY

**of the thesis „Impedance meters with simulated resonance in cartesian coordinates”,  
presented by Pavel Nicolaev for the competition of doctor degree in technical sciences**

The thesis was developed at the Technical University of Moldova, Chisinau, it is written in Romanian and contains 120 pages, 70 figures, 8 tables and 173 references. The thesis structure includes: introduction, 5 chapters, conclusions and 6 annexes. The annexes contain 19 figures and 19 tables.

**The thesis is devoted to** researching the possibilities of using simulated resonance effect for impedance measurement.

**The thesis purpose** consist in the research and development of means for the impedance measurement on the basis of simulated resonance effect, which are characterized by high accuracy, universality in using, simplicity of construction and practical application

**The scientific novelty of the work** consist in analyzing the general principles for implementation of simulated resonance method to the impedance measurement; in the synthesis and analysis of metrological simulator of impedance in Cartesian coordinates with advanced features; in the elaboration of the impedance measurement circuit based on simulated resonance effect in Cartesian coordinates; in the elaboration of balancing algorithms for this circuit and in the elaboration of Cartesian coordinates impedance meter.

**Theoretical meaning** consists in the analysis of implementation principles of simulated resonance method for impedance measurement; in the application of oriented graphs method to the synthesis and analysis of metrological impedance simulator; in the elaboration and analysis of impedance meter structure with simulated resonance in Cartesian coordinates and of its functional algorithm.

**Applicative value of the results.** Based on the researches, the structure of the impedance meter with simulated resonance was developed for the high accurately measurement of impedance in Cartesian coordinates.

**Implementation of research results.** Based on the researches, they were developed two laboratory works to discipline *Electronic measurements*. The results are published in 17 scientific papers. 10 patents and 14 medals at international exhibitions were obtained.

**Key-words:** simulated resonance; simulated resonance method; impedance metrological simulator; resonant measuring circuit; impedance meter.

## АННОТАЦИЯ

**на диссертацию «Измерители импеданса с имитационным резонансом в декартовых координатах», представленную Николаевым Павлом на соискание ученой степени кандидата технических наук**

Диссертация была разработана в Техническом Университете Молдовы, Кишинэу, оформлена на румынском языке и содержит 120 страницы, 70 рисунков, 8 таблиц и 173 литературных источников. Структура диссертации включает следующие разделы: введение, 5 глав, выводы и 6 приложений. Приложения содержат 19 рисунков и 19 таблиц.

**Диссертация посвящена** исследованию возможности использования эффекта имитационного резонанса при измерении импедансов.

**Целью работы являются** исследование эффекта имитационного резонанса и разработка на его основе средств измерения импедансов, характеризующихся высокой точностью, универсальностью использования, простотой конструкции и практического применения.

**Научная новизна работы** состоит в следующем: анализ общих принципов применения метода имитационного резонанса для измерения импедансов; анализ и синтез метрологического имитатора импеданса с высокими техническими показателями в декартовых координатах; разработка схемы измерения импедансов на основе эффекта имитационного резонанса в декартовых координатах; разработка алгоритма уравнивания этой схемы и разработка измерителя импеданса в декартовых координатах.

**Теоретическая значимость** работы состоит в следующем: анализ принципов применения метода имитационного резонанса для измерения импедансов; применение метода графов влияния на анализ и синтез метрологического имитатора импеданса; разработка и анализ структуры и алгоритма работы измерителя импеданса с имитационным резонансом в декартовых координатах.

**Практическая ценность результатов** состоит в том, что на основе результатов исследований была разработана структура измерителя импеданса с имитационным резонансом для измерения с высокой точностью импеданса в декартовых координатах.

**Результаты исследований** были внедрены в учебный процесс, в том числе: были разработаны две лабораторные работы по дисциплине: «Электронные измерения», результаты опубликованы в 17 научных работах. Было получено 10 патентов и 14 медалей на международных выставках.

**Ключевые слова:** имитационный резонанс; метод имитационного резонанса; метрологический имитатор импеданса; резонансная измерительная схема; измеритель импеданса.

## LISTA ABREVIERILOR

A – amplificator  
AD – amplificator diferențial  
AO – amplificator operațional  
AP – amplificator programabil  
BC – bloc de comandă  
BD90<sup>0</sup> – bloc de defazoare de 90<sup>0</sup>  
BDD – bistabil de tip D dinamic  
C – comparator  
CAD – convertor analogo-digital  
CAF – caracteristica amplitudine-frecvență  
CDA – convertor digitalo-analogic  
CIU – convertor curent-tensiune  
CRM – circuit rezonant de măsurare  
CT – numărător digital  
CUI – convertor tensiune-curent  
CVA – caracteristica tensiune-curent  
D – defazor  
DV – detector de vârf  
FTJ – filtru trece-jos  
G – generator  
INF – indicator de nul funcțional  
MC – modul de comandă  
MEP – mărime electrică pasivă  
MEPS – mărime electrică pasivă simulată  
MID – modulație a impulsurilor în durată  
MM – modul de măsurare  
ONF – organ de nul comandat în fază  
PC – calculator personal  
RAA – bloc de reglare automată a amplitudinii  
RT – repetor de tensiune  
S – sumator



SMA – simulator metrologic de admitanță

SMI – simulator metrologic de impedanță

SMMP – simulator metrologic de mărimi pasive

SMMP-C – simulator metrologic de mărimi pasive în coordonate carteziane

SMP – simulator de mărimi pasive

SS – sursă de semnal

UC – unitate de comandă

UTM – universitatea Tehnică a Moldovei

$\mu$ C – microcontroler

## INTRODUCERE

**Actualitatea temei și descrierea situației în domeniu.** Progresul vertiginos în domeniul electronicii și electrotehnicii este determinat în mare măsură de utilizarea unor măsurătoare de mărimi electrice cu caracteristici metrologice înalte. Actualmente pe piață există aparataj de măsurare a mărimilor electrice bazat pe diverse metode și principii de măsurare caracterizat prin performanțe metrologice înalte, valabile însă doar în anumite condiții de utilizare. Această problemă este caracteristică în special pentru aparatajul de măsurare a impedanțelor. Din aceste considerente, devine actuală problema cercetărilor referitoare la elaborarea unor noi metode și aparataje pentru măsurarea componentelor impedanțelor, care s-ar caracteriza prin performanțe metrologice înalte, universalitate și simplitate în utilizare, structură simplă și preț redus.

Măsurarea cu precizie înaltă a componentelor impedanțelor se realizează prin intermediul metodelor de măsurare directă prin echilibrare. Precizia măsurării conform acestor metode este determinată în primul rând de precizia elementului de referință, care în circuitele de măsurare execută funcția de reproducere a unei mărimi de referință, omogenă cu mărimea măsurată. Elementul de referință determină și unele caracteristici uzuale ale aparatului de măsurare, așa ca algoritmul de măsurare, simplitatea utilizării, prețul de cost și altele. Utilizarea simulatoarelor metrologice de impedanță în calitate de elemente de referință în circuitele de măsurare a impedanțelor deschide noi perspective de îmbunătățire a caracteristicilor tehnice ale aparatajului din această ramură.

Actualmente, pentru măsurarea mărimilor electrice pasive se utilizează dispozitive bazate pe diverse metode de măsurare. Multimetrele asigură măsurarea mărimilor pasive prin intermediul metodelor indirecte de măsurare, de aceea, ele se caracterizează prin precizie mică de măsurare. Printre metodele de echilibrare ce asigură o precizie mai înaltă o răspândire largă au punțile de curent alternativ și metodele de rezonanță în circuitele de măsurare [1]. Însă măsurătoare de impedanță bazate pe aceste metode au o serie de neajunsuri. În primul rând, în circuitele de măsurare sunt utilizate elemente reactive reglabile sau cutii de reactanțe, ceea ce contribuie la micșorarea preciziei, mărirea dimensiunilor și creșterea prețului de cost. De asemenea, în aceste circuite sunt necesare diverse comutări determinate de diversitatea tipului și caracterului mărimii măsurate. De multe ori procesul de echilibrare constă din mai multe etape în care este necesară variația repetată a elementelor variabile. În plus, este necesară alegerea elementelor reglabile astfel, încât să fie posibilă realizarea procesului de echilibrare și acesta să se efectueze printr-un număr minim de reglaje succesive ale acestor elemente. Prin intermediul metodelor propuse nu pot fi măsurate mărimile electrice pasive de orice caracter (activ, reactiv

sau complex), de orice tip al circuitului echivalent de substituție (în serie sau paralel) fără a modifica structura circuitului de măsurare. Din considerentele utilizării elementelor reactive reglabile, tipul și caracterul mărimii de referință nu pot fi dirijate digital și astfel întregul proces de măsurare nu poate fi automatizat. Pentru excluderea acestor neajunsuri este necesară elaborarea unor noi aparataje de măsură a impedanțelor bazate pe efectul rezonanței simulate, de aceea problema abordată în prezenta lucrare este de actualitate.

**Scopul și obiectivele lucrării.** Scopul lucrării constă în elaborarea și cercetarea mijloacelor de măsurare a componentelor impedanței în coordonate carteziane pe baza efectului rezonanței simulate, care se caracterizează prin precizie înaltă, universalitate în utilizare, simplitate în construcție și în aplicarea practică.

În acest scop a fost necesară soluționarea următoarelor probleme:

1. Analiza metodelor și mijloacelor moderne de măsurare a impedanțelor cu scopul depistării neajunsurilor și determinării posibilității de utilizare a metodei rezonanței simulate.

2. Cercetarea particularităților impedanțelor simulate și analiza posibilităților de utilizare a acestora în calitate de elemente de referință în circuitele de măsurare.

3. Sinteza simulatorului de impedanță în coordonate carteziane cu caracteristici avansate și analiza caracteristicilor metrologice ale acestuia.

4. Analiza circuitului de măsurare a impedanțelor bazat pe efectul rezonanței simulate și elaborarea algoritmilor de echilibrare a acestuia.

5. Elaborarea măsurătorului de impedanță în coordonate carteziane pe baza efectului rezonanței simulate.

**Metodologia cercetărilor științifice.** La soluționarea problemelor formulate pentru cercetare au fost utilizate teoria semnalelor și circuitelor electrice liniare, teoria grafurilor de fluentă, bazele teoretice ale tehnicii numerice, metodele clasice ale algebrei liniare, teoria erorilor de măsurare, tehnică de calcul cu soft-urile: „Microsoft Excel”, „Microsoft Visio” „Orcad”, „Multisim”, „Matlab”, „Origin”, precum și verificarea experimentală a rezultatelor cercetărilor teoretice.

**Noutatea științifică.** Noutatea științifică a lucrării constă în următoarele:

1. Demonstrarea prin analiză teoretică și realizare practică a posibilității aplicării metodei rezonanței simulate pentru măsurarea cu precizie înaltă a ambelor componente ale impedanțelor de orice caracter prin metoda comparării simultane cu măsura.

2. Demonstrarea prin analiza teoretică și realizare practică a posibilității aplicării simulatorilor metrologice de impedanță în calitate de elemente de referință în circuite cu rezonanță simulată de măsurare a componentelor activă și reactivă ale impedanței.

3. Sinteza și analiza prin intermediul grafurilor de fluentă a simulatorului metrologic de impedanță în coordonate carteziane cu conectarea asimetrică și determinarea condițiilor de stabilitate funcțională a acestora.

4. Demonstrarea prin analiza teoretică și verificare practică a expresiilor matematice de determinare a valorii erorilor sistematice pentru componentele activă și reactivă a impedanței reproduse de simulatorul metrologic, precum și a valorii erorilor sistematice pentru defazajului dintre aceste componente.

5. Modelarea și cercetarea circuitului metrologic rezonant de tip serie cu simulator metrologic de impedanță în componența sa și elaborarea algoritmilor de echilibrare a acestuia în regim de echilibrare parțială și totală.

6. Elaborarea impedanțmetrului în coordonate carteziane bazat pe efectul rezonanței simulate, analiza principiului de funcționare și a modului de utilizare practică a acestuia.

#### **Semnificația teoretică a lucrării**

1. Au fost analizate metodele actuale de măsurare a impedanțelor prin sistematizarea și clasificarea acestora după criteriile elocvente, de asemenea, fiind concretizate și neajunsurile esențiale ale acestora.

2. A fost demonstrată posibilitatea utilizării metodei rezonanței simulate la măsurarea componentelor impedanței în coordonate carteziane.

3. A fost elaborată prin metoda grafurilor de fluentă structura simulatorului metrologic de impedanță în coordonate carteziane cu caracteristici avansate, care asigură reproducerea impedanțelor de referință de orice tip și caracter cu posibilitatea reglării independente brută și lină a componentelor impedanței reproduse.

4. A fost aplicată metoda grafurilor de fluentă la determinarea condițiilor de stabilitate funcțională a simulatorului metrologic de impedanță.

5. Au fost determinate componentele erorii sistematice cauzată de factorii de neidealitate ai elementelor active din componența simulatoarelor, de toleranța elementelor pasive, de instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare și de variația temperaturii.

6. A fost examinată posibilitatea utilizării simulatorului metrologic de impedanță în circuite rezonante de măsurare de tip serie.

7. A fost elaborat algoritmul de echilibrare a circuitelor de măsurare a componentelor impedanțelor în coordonate carteziane.

### **Valoarea aplicativă a lucrării**

1. A fost elaborată structura simulatorului metrologic de impedanță care asigură reproducerea impedanțelor simulate de referință în coordonate carteziane și reglarea lor independentă în benzi largi de valori.

2. Au fost elaborați algoritmi de echilibrare parțială și totală a circuitelor rezonante de măsurare de tip serie pe bază de simulatoare de impedanță în coordonate carteziane.

3. A fost elaborat și realizat practic modelul impedanțmetrului de laborator, care asigură măsurarea componentelor impedanței prin metoda rezonanței simulate.

4. A fost propus principiul de automatizare a procesului de măsurare a impedanțmetrului și descris modul de conectare a acestuia la calculatorul personal.

### **Rezultatele științifice înaintate spre susținere**

1. Conceptul metodologic de utilizare a simulatoarelor metrologice de impedanță în calitate de elemente de referință în măsurătoarele de impedanță cu rezonanță simulată în coordonate carteziane.

2. Structura simulatorului de impedanță în coordonate carteziane precum și metoda de sinteză și analiză funcțională bazată pe aplicarea grafurilor de fluentă a acestei structuri

3. Modelul matematic, obținut prin metoda grafurilor de fluentă, care asigură determinarea condițiilor de stabilitate a simulatorului metrologic de impedanță, precum și determinarea valorilor componentelor erorii sistematice.

4. Modelul circuitului rezonant de măsurare de tip serie pe baza simulatoarelor de impedanță în coordonate carteziane precum și algoritmi de măsurare a componentelor impedanței în cadrul acestui circuit.

5. Structura și principiul de funcționare a impedanțmetrului cu rezonanță simulată în coordonate carteziane, caracterizat prin precizie înaltă, simplitate a algoritmului de măsurare, universalitate în utilizare și automatizare a procesului de măsurare.

**Implementarea rezultatelor științifice.** În prezenta teză a fost confirmată posibilitatea de aplicare practică a rezultatelor cercetărilor teoretice referitoare la utilizarea efectului rezonanței simulate în procesul de măsurare a mărimilor electrice pasive. Drept urmare, a fost elaborat un impedanțmetru de laborator bazat pe metoda rezonanței simulate, iar principiul de funcționare și modul de utilizare a acestuia au fost incluse într-un ghidul de laborator intitulat „Măsurarea impedanței prin metoda rezonanței simulate” editat la UTM [2]. Totodată, rezultatele cercetărilor au fost prezentate la 14 Expoziții Internaționale de Inventică unde au fost apreciate cu 5 medalii de aur, 6 de argint și 3 de bronz.

**Aprobarea rezultatelor științifice.** Rezultatele prezentate în teză au fost expuse, analizate și aprobate la următoarele conferințe, expoziții și simpozioane științifice: International Conference Telecommunications, Electronics and Informatics „ICTEI”, Chișinău, 2008, 2010, 2012, 2015, 2018; International Conference on Electrical and Power Engineering „EPE”, Iași, 2010; International Conference Microelectronics and Computer Science „ICMCS”, Chișinău, 2009; International Conference of Electromechanical and Power Systems „SIELMEN”, Iași, Chișinău, 2009, 2011; International Conference of Young Researchers, Chișinău, 2009; Conferința tehnico-științifică a colaboratorilor, doctoranzilor și studenților UTM, Chișinău, 2007, 2008, 2009, 2012; European exhibition of creativity and innovation „EUROINVENT”, Iași, 2010, 2011, 2012, 2013, 2014; Expoziția internațională specializată „INFOINVENT”, Chișinău, 2009, 2011, 2013, 2015; Salonul internațional de invenție „PROINVENT”, Cluj-Napoca, 2011, 2012, 2013, 2014; Salonul Internațional „INOVA”, Zagreb, Croația, 2014.

**Publicații la tema tezei.** În baza cercetărilor efectuate au fost publicate 17 de lucrări științifice dintre care 9 – de un singur autor și 3 – în reviste recenzate, au fost obținute 10 brevete de invenție, iar rezultatele au fost prezentate și incluse în cataloagele a 14 Expoziții Internaționale de Invenții.

**Volumul și structura tezei.** Lucrarea este alcătuită din introducere, cinci compartimente, concluzii generale și recomandări, bibliografie cu 173 titluri, 6 anexe, 70 figuri și 8 tabele.

Introducerea argumentează actualitatea temei de cercetare, expune scopul și obiectivele lucrării, noutatea științifică a rezultatelor obținute, semnificația teoretică și valoarea aplicativă a lucrării, tezele principale înaintate spre susținere, implementarea rezultatelor și lista conferințelor la care au fost expuse rezultatele de bază ale lucrării.

În primul capitol, metode moderne de măsurare a componentelor impedanțelor, este efectuată o analiză a particularităților impedanțelor, dar și a metodelor de măsurare a acestora cu clasificarea după criteriile elocvente. La descrierea impedanțelor se pune accentul pe proprietățile care determină particularitățile specifice de măsurare a acestora. Se introduce noțiunea de impedanță simulată și se precizează proprietățile prin care se deosebește de impedanțele clasice. La analiza metodelor de măsurare a impedanțelor în calitate de criterii de clasificare se consideră: modul de comparare a mărimii necunoscute cu măsura; modul de realizare a experimentului fizic, dar și relația dintre valoarea de referință și cea necunoscută, care exprimă legătura dintre aceste mărimi sau tipul ecuației de măsurări. Conform acestor criterii, se elaborează schema de clasificare cu specificarea locului fiecărei metode de măsurare. În continuare, se descriu metodele de măsurare de largă utilizare în practică cu specificarea

principiului de realizare a circuitului de măsurare, structura unui dispozitiv care are la bază respectiva metodă, dar și neajunsurile ce le implică acestea. Din analiza acestor neajunsuri se determină perspectivele de utilizare a metodei rezonanței simulate la măsurarea componentelor impedanței. Se efectuează o analiză a simulatoarelor de impedanță existente, se deduc cerințele ce trebuie respectate de acestea spre a putea fi utilizate la reproducerea mărimilor de referință și se clasifică simulatoarele de impedanță după criteriile elocvente. Conform acestor criterii, se descriu simulatoarele de impedanță existente cu specificarea domeniului de utilizare și se determină perspectiva elaborării unor simulatoare cu structură algoritmică.

În capitolul doi, simulatorul metrologic de impedanță, este sintetizat și analizat funcțional simulatorul metrologic de impedanță cu structură algoritmică. Întrucât simulatoarele cu structură algoritmică pot fi clasificate după mai multe criterii, fiecare din ele având domeniul specific de utilizare, se examinează în calitate de exemplu doar simulatorul metrologic în coordonate carteziane cu conectare asimetrică. La sintetizarea simulatorului metrologic de impedanță se utilizează metoda grafului de fluentă. Inițial, cu ajutorul grafurilor de fluentă, se elaborează algoritmul de transformare a informației în structura simulatorului, apoi pe baza acestuia se elaborează schema-bloc. Pe baza schemei-bloc se elaborează schema electrică principială a simulatorului în care toate componentele sunt implementate pe bază de amplificatoare operaționale. Funcționalitatea schemei electrice principiale a simulatorului se verifică, de asemenea, prin metoda grafurilor de fluentă. După elaborarea structurii simulatorului de impedanță, prin metoda grafurilor de fluentă, se determină condițiile de stabilitate funcțională a acestora.

În capitolul trei, precizia componentelor impedanței reproduse de simulatorul metrologic, sunt determinate relațiile de estimare a erorii sistematice a componentelor impedanței reproduse. Pentru determinarea componentei sistematice a erorii cauzată de factorii de neidealitate a elementelor din componența simulatorului se elaborează un model de determinare a erorii. Expresia acestei erorii se deduce prin intermediul grafurilor de fluentă. Pentru determinarea componentei sistematice a erorii cauzate de toleranța elementelor pasive se analizează influența valorii toleranței fiecărui element pasiv asupra valorii coeficientului de transfer al fiecărui bloc din componența simulatorului. Relația acestei erori se deduce utilizând legile de propagare a erorilor în circuitele cu mai multe etaje. De asemenea, se determină și valoarea erorii componentelor impedanței reproduse cauzate de instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare și variația temperaturii. Valoarea erorii sistematice totale se determină ca rădăcina pătratică din suma pătratelor erorilor parțiale cauzate de factorii enumerați mai sus.

În capitolul patru, circuite metrologice cu rezonanță simulată, este analizat funcțional circuitul metrologic cu rezonanță simulată. Se determină schema de transformare a informației în cadrul acestui circuit și se analizează sensibilitatea lui. De asemenea, se determină și funcțiile de dezechilibru a circuitului metrologic cu rezonanță simulată de tip serie. Se elaborează algoritmele de echilibrare a acestuia în regim de echilibrare parțială după componenta activă și după componenta reactivă, precum și algoritmul în cazul regimului de echilibrare totală. Rezultatele teoretice referitoare la funcționalitatea circuitului metrologic cu rezonanță simulată se verifică pe baza rezultatelor obținute la modelarea asistată de calculator a acestora.

În capitolul cinci, impedanțmetrul în coordonate carteziane, este elaborat și analizat funcțional impedanțmetrul în coordonate carteziane. Pentru acest dispozitiv se propune o structură ce constă din trei module: sursa de semnal, modulul de măsurare și modulul de comandă. Se elaborează schema-bloc a sursei de semnal în care se respectă cerințele referitoare la valoarea stabilă și cunoscută a frecvenței semnalului și la reglarea automată a nivelului semnalului în corespundere cu valoarea mărimii măsurate. La elaborarea structurii modulului de măsurare se propune circuitul simulatorului metrologic de impedanță care permite controlul digital al tipului și caracterului mărimii de referință reproduse. Se elaborează structura modulului de comandă și algoritmul de lucru al acestuia.

În anexe se dă materialul referitor la influența factorilor de neidealitate ai amplificatoarelor asupra funcționalității fiecărui bloc al simulatoarelor de mărimi pasive, la dependența valorii erorilor componentelor impedanței reproduse și defazajului dintre acestea de factorii de eroare, actul de implementare a rezultatelor obținute, precum și aspectul impedanțmetrului de laborator.



# 1. METODE MODERNE DE MĂSURARE A IMPEDANȚEI

## 1.1. Impedanța. Noțiuni generale

Prin termenul „impedanță” se definește mărimea electrică ce caracterizează un dipol fără surse de energie în componența sa [147]. Pentru măsurarea acesteia este necesară prezența unei surse de energie externă care ar permite conversia ei în mărime activă capabilă să acționeze asupra aparatului de măsurat [91]. În general, impedanțele se caracterizează prin unele particularități specifice, și anume: comportarea în funcție de tipul curentului ce curge prin circuitul acestora, modul de reprezentare a componentelor în planul complex de coordonate, caracterul componentei reactive, circuitul echivalent, precum și parametrii reprezentativi ai acestora.

Tipul curentului ce circulă printr-un dipol pasiv definește impedanța caracteristică a acestuia. În cadrul circuitelor de curent alternativ impedanța are formă complexă, în timp ce în circuite de curent continuu, prin noțiunea de impedanță se definesc rezistențele. Un interes deosebit îl reprezintă studiul impedanțelor complexe, întrucât rezistențele în curent continuu pot fi considerate cazuri particulare ale impedanțelor complexe – componente active ale acestora [19].

Conform [167], impedanța caracterizează reacția mediului la acțiunea energiei electrice și se determină ca raportul dintre tensiunea la bornele unui dipol și curentul care circulă prin acesta:

$$\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{U}}{\mathbf{I}} \quad (1.1)$$

unde:  $\mathbf{U}$  – tensiunea aplicată la bornele dipolului;  $\mathbf{I}$  – curentul ce străbate dipolul.

Admitanța este mărimea reciprocă impedanței și se determină conform relației:

$$\mathbf{Y} = \frac{\mathbf{I}}{\mathbf{U}} = \frac{1}{\mathbf{Z}} \quad (1.2)$$

O importanță practică deosebită a impedanțelor complexe constă în modul de reprezentare a acestora în planul numerelor complexe (figura 1.1). Conform [67], impedanța și admitanța pot fi interpretate ca vectori în planul de coordonate polare, cu afișarea modulului și a unghiului de fază:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= Z \cdot e^{j\varphi} \\ \mathbf{Y} &= Y \cdot e^{j\psi} \end{aligned} \quad (1.3)$$

unde:  $Z$  ( $Y$ ) – modulul impedanței (admitanței);  $\varphi$ ,  $\psi$  – unghiul de fază al acestor mărimi sau ca vectori în planul de coordonate carteziane, cu afișarea componentei active și reactive:

$$\begin{aligned} Z &= R + jX \\ Y &= G + jB \end{aligned} \tag{1.4}$$

unde:  $R, X$  ( $G, B$ ) – componentele activă și reactivă ale impedanței (admitanței).

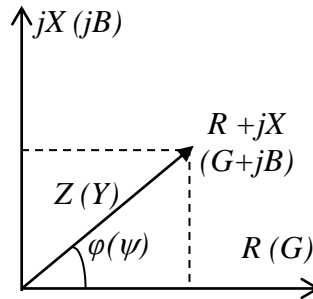


Fig. 1.1. Reprezentarea impedanțelor (admitanțelor) în coordonate polare și carteziene

În cazul reprezentării în coordonate carteziene, circuitul intern al dipolului caracterizat prin respectiva impedanță poate fi considerat circuit echivalent serie sau circuit echivalent paralel (figura 1.2) [19, 84].

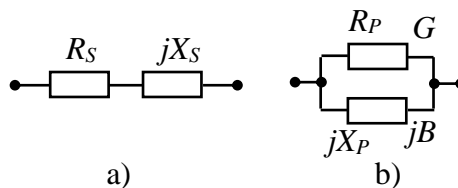


Fig. 1.2. Circuitul echivalent al impedanței: a) serie, b) paralel

După cum se observă din figura 1.2,a), în cazul circuitului echivalent serie, componentele activă și reactivă pot fi considerate componente ale impedanței:

$$Z = R_s + jX_s, \tag{1.5}$$

iar în cazul circuitului echivalent paralel - componente ale admitanței:

$$Y = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{jX_p} = G + jB. \tag{1.6}$$

În general [155], componenta activă a impedanțelor se datorează rezistoarelor și componentelor active ale reactanțelor cu pierderi, iar componenta reactivă - unor bobine sau unor condensatoare din componența acestuia. Conform [159], componenta reactivă datorită bobinelor are caracter inductiv, valoare pozitivă și este definită de relația:

$$X_L = \omega L > 0, \tag{1.7}$$

iar componenta reactivă datorită condensatoarelor are caracter capacitiv, valoare negativă și este definită de relația:

$$X_c = -\frac{1}{\omega C} < 0, \quad (1.8)$$

unde:  $\omega$  – frecvența unghiulară;  $L$  – inductanța bobinei;  $C$  – capacitatea condensatorului.

Din (1.7) și (1.8) rezultă că componenta reactivă este funcție de frecvență și poate avea atât valori pozitive, cât și negative. Adică un dipol la o anumită frecvență poate avea un tip de caracter, iar la altă frecvență alt tip [19].

Impedanțele clasice, ca mărimi complexe, reprezintă o combinație din componenta activă și componenta reactivă. În spațiul coordonatelor carteziene  $\pm R, \pm jX$ , sau polare  $Z, \varphi$  ale impedanțelor clasice sunt definite în semiplanul drept al acestuia (figura 1.3):

$$\begin{aligned} R &= \{0 \div \infty\}; X = \{-\infty \div +\infty\} \\ Z &= \{0 \div \infty\}; \varphi = \{0 \div \pm 90^\circ\} \end{aligned} \quad (1.9)$$

Relații similare sunt definite și pentru admitanțe [118, 120]. Impedanțele definite în conformitate cu (1.9), reprezintă mărimile de bază cu care operează tehnica clasică de măsurare a impedanței.

Prin termenul „impedanțe simulate” se definesc impedanțele reproduse în mod virtual cu ajutorul unor dispozitive active alimentate cu energie electrică și care pot fi descrise funcțional prin relația (1.4) [118].

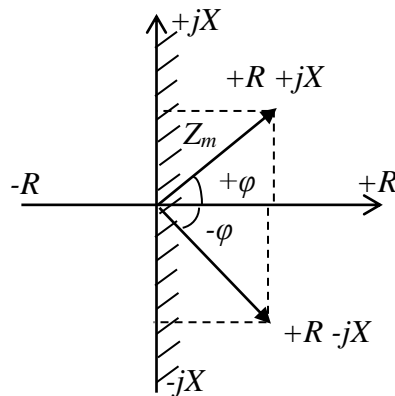


Fig. 1.3. Reprezentarea grafică a impedanței clasice pe plan complex

Impedanțele simulate sunt considerate numai din punct de vedere funcțional cu asigurarea alimentării cu energie și a unui regim de lucru liniar. Impedanțele și admitanțele simulate se supun aceluiași legături ca și mărimile pasive clasice respective.

Conform [118], impedanțele simulate se deosebesc de impedanțele clasice prin unele proprietăți și anume:

1. O impedanță simulată poate avea orice caracter rezultat prin combinarea componentelor  $\pm R$ ,  $\pm jX$ . Astfel, pentru impedanțe simulate domeniul de definire al componentelor constituie:

$$\begin{aligned} R &= \{-R_{\max} \div +R_{\max}\}; X = \{-X_{\max} \div +X_{\max}\} \\ Z &= \{0 \div Z_{\max}\}; \varphi = \{0 \div 360^\circ\} \end{aligned} \quad (1.10)$$

După cum rezultă din (1.10), o impedanță simulată poate fi reprezentată printr-un vector, care poate avea orice poziție pe întregul plan complex în spațiile coordonatelor carteziene  $\pm R$ ,  $\pm jX$ , sau polare  $Z$ ,  $\varphi$  (figura 1.4) [118, 120]. O impedanță simulată poate avea caracter rezultat prin combinarea unei componente active pozitive sau negative ( $\pm R$ ) cu o componentă reactivă cu caracter inductiv sau capacitiv ( $\pm jX$ ).

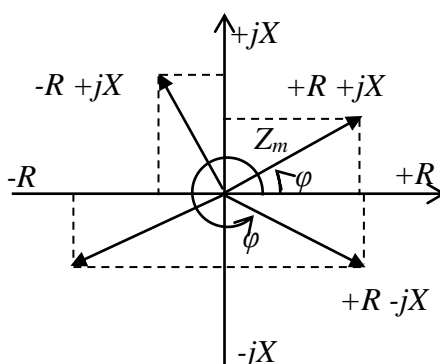


Fig. 1.4. Reprezentarea grafică a impedanței simulate pe plan complex

2. Componentele impedanței simulate pot avea diferite dependențe de frecvența semnalului. Spre deosebire de mărimile pasive clasice, în impedanța simulată, componenta activă poate fi independentă de frecvență [64, 118] sau dependentă după funcția pătratică [61, 118] etc. Componenta reactivă poate fi dependentă direct proporțională, invers proporțională sau mai complicată [61, 118], independent de caracterul ei (inductiv sau capacitiv).

3. O impedanță simulată poate avea una din două tipuri de stabilitate: stabilitate până la regimul de lucru în gol sau stabilitate până la regimul de scurtcircuit. Această proprietate determină modul de utilizare a impedanțelor simulate în circuite electrice și depinde de tipul structurii circuitului care o reproduce [26, 118]. O impedanță simulată poate fi utilizată în calitate de element de referință la măsurarea impedanțelor numai cu condiția asigurării stabilității absolute la variația parametrilor circuitului de măsurare în limitele necesare. Condiția asigurării stabilității este determinată de raportul dintre valoarea impedanței simulate și valoarea impedanței externe echivalente conectate la polii impedanței simulate.

4. Banda de valori a semnalului care interacționează cu impedanța simulată este limitată de domeniul liniar al CVA a impedanței simulate. O CVA tipică a unei impedanțe simulate

(figura 1.5) conține două domenii: domeniul liniar (A) și domeniul neliniar (B) [118]. Domeniul liniar al impedanței simulate este limitat de domeniul liniar de lucru al elementului activ căruia îi corespund valorile căderilor de tensiune  $\{-U_{max}, +U_{max}\}$  și ale curenților  $\{-I_{max}, +I_{max}\}$ . În continuare se consideră în mod obligatoriu satisfacerea condiției de lucru a impedanței simulate în regim liniar.

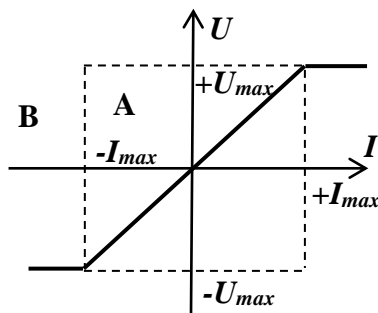


Fig 1.5. Domeniul liniar (A) și neliniar (B) al CVA al impedanței simulate

5. O impedanță simulată poate forma un sistem rezonant cu rezonanță totală sau parțială cu o altă mărime pasivă, reală sau simulată. Prin rezonanță totală se înțelege starea de rezonanță după ambele componente ale impedanței: activă și reactivă. Rezonanța parțială apare numai după o singură componentă a impedanței simulate: activă sau reactivă. Impedanța simulată este utilizată în calitate de mărime de referință  $Z_E$ .

Reieșind din proprietățile impedanței clasice, la măsurarea acestora se va considera necesitatea determinării a cel puțin doi parametri ai lor, precum și monitorizarea frecvenței semnalului în procesul de măsurare, întrucât aceasta influențează caracterul impedanței măsurate. Acestor condiții li se adaugă și cerințele clasice descrise în literatura de specialitate [67, 166, 170]: precizia măsurării; banda de valori necesară; automatizarea și controlul digital al procesului de măsurare; simplitatea mijloacelor și excluderea elementelor tehnologic sofisticate; banda de frecvență și altele. Respectarea acestor cerințe este determinată de tipul metodei de măsurare a impedanței, de aceea, în continuare se va realiza o analiză a metodelor de măsurare a impedanțelor cu largă răspândire practică [63,152,162].

## 1.2. Metode de măsurare a impedanței

### 1.2.1. Clasificarea metodelor de măsurare a impedanței

Măsurarea reprezintă un proces cognitiv de determinare a valorii numerice a unei mărimi necunoscute. Această determinare poate avea loc doar prin compararea mărimii necunoscute cu o altă mărime luată ca măsură [165]. Măsurarea unei mărimi poate fi efectuată prin diverse

procedee și mijloace. Procedeele și mijloacele depind de obiectul măsurat și de metoda de măsurare.

La analiza metodelor de măsurare conform [165], în calitate de criterii de clasificare se consideră: 1) modul de comparare a mărimii necunoscute cu măsura; 2) modul de realizare a experimentului fizic; 3) relația dintre valoarea de referință și cea necunoscută, care exprimă legătura dintre aceste mărimi sau tipul ecuației de măsurări.

Conform acestor criterii, metodele de măsurare a impedanțelor în funcție de modul de comparare cu elementul de referință se împart în metode cu comparare simultană și metode cu comparare succesivă.

În dependență de modul de realizare a experimentului fizic, metodele de măsurare a impedanțelor se divizează în metode cu citire nemijlocită, metode cu echilibrare și metode cu coincidență.

Conform celui de al treilea criteriu de clasificare, metodele de măsurare a impedanțelor pot fi:

a) Metode de nul – în care valoarea măsurii întotdeauna se reglează până la valoarea mărimii necunoscute, iar rezultatul se prezintă în forma:

$$M_X = M_E, \quad (1.11)$$

unde:  $M_X$  – valoarea mărimii necunoscute;  $M_E$  – valoarea mărimii de referință.

b) Metode diferențiale – în care se determină diferența dintre valoarea necunoscută și măsură, iar rezultatul se prezintă în forma:

$$M_X = M_E + \Delta M, \quad (1.12)$$

unde:  $\Delta M$  – diferența dintre valoarea mărimii necunoscute și valoarea mărimii de referință.

c) Metode de raport – în care se determină raportul dintre valoarea mărimii necunoscute și valoarea măsurii, iar rezultatul poate fi prezentat în forma:

$$M_X = k_1 M_E + k_2 \Delta M, \quad (1.13)$$

unde:  $k_1$  și  $k_2$  – coeficienți ce depind de raportul elementelor auxiliare din circuitul de măsurare.

Pornind de la aceste criterii de clasificare, în continuare se va analiza detaliat fiecare tip de metodă de măsurare a impedanțelor.

În funcție de modul de realizare a experimentului, dintre metodele de măsurare a impedanțelor cu comparație simultană fac parte metodele cu echilibrare. Conform acestor metode, măsurarea are la bază procesul de echilibrare a efectului produs de mărirea necunoscută cu efectul creat de mărirea cunoscută. Aceste metode pot fi aplicate în cadrul circuitelor de măsurări electrice: punți, compensatoare și circuitele rezonante.

Metodele cu echilibrare, în funcție de relația dintre mărimea necunoscută și măsură, se împart în două tipuri: metode cu echilibrare nemijlocită și metode de raport. În cadrul metodei cu echilibrare nemijlocită se echilibrează reciproc două mărimi apropiate ca valoare. Această metodă poate fi utilizată în următoarele variante: ca metodă de nul cu echilibrare nemijlocită totală a mărimii necunoscute cu cea cunoscută sau ca metodă diferențială cu echilibrare nemijlocită parțială cu măsurarea diferenței dintre mărimile cunoscută și necunoscută. Metoda de raport permite măsurarea impedanțelor a căror valori se pot deosebi esențial de valoarea măsurii și presupune măsurarea raportului dintre mărimile necunoscută și măsură. Metoda de măsurare a raportului poate fi utilizată în două variante: metodă de nul de măsurare a raportului prin echilibrare și metoda de măsurare a raportului prin neechilibrare.

În metoda de nul cu echilibrare nemijlocită mărimea necunoscută se echilibrează nemijlocit până la valoarea măsurii, iar rezultatul se reprezintă prin relația (1.11). Precizia de măsurare în acest caz depinde de precizia elementului de referință și de sensibilitatea indicatorului de nul. În circuitele și dispozitivele cu ajutorul cărora se efectuează această metodă, elementul de referință trebuie să aibă valoarea variabilă. Din cadrul acestui grup de metode face parte metoda de măsurare a impedanțelor pe baza efectului de rezonanță.

Dacă în metoda cu echilibrare nemijlocită se compară două valori apropiate dar care nu coincid, atunci nu se va putea realiza echilibrul în circuitul de echilibrare. În acest caz, valoarea necunoscută poate fi determinată prin măsurarea diferenței dintre aceasta și măsură. Rezultatul măsurării se va reprezenta în forma:

$$M_x = M_E + \Delta M_i \quad (1.14)$$

sau

$$M_x = M_E + \Delta M_e, \quad (1.15)$$

unde:  $\Delta M_i$  – valoarea citită de la dispozitivul indicator;  $\Delta M_e$  – indicația dispozitivului de echilibrare. În acest caz, precizia de măsurare depinde doar de precizia elementului de referință și de precizia de măsurare a diferenței. Respectând condiția că valoarea diferenței este relativ mai mică, această metodă permite obținerea unei precizii înalte chiar și atunci când dispozitivul ce măsoară această diferență nu se caracterizează prin precizie înaltă.

În cel de al doilea tip de metode cu echilibrare – metode de raport – compararea mărimii necunoscute cu măsura se realizează cu ajutorul unor impedanțe auxiliare. Această metodă se efectuează cu ajutorul tuturor circuitelor punte, dar și cu circuitele compensatoare în care echilibrarea are loc cu ajutorul unui divizor adițional în circuitul de bază.

Precizia metodei de raport depinde de sensibilitatea indicatorului echilibrării, de precizia elementului de referință și precizia elementelor auxiliare cu ajutorul cărora se asigură echilibrul. Rezultatul măsurării în caz general se reprezintă prin relația (1.13).

Dacă la măsurare se atinge echilibrul total, adică  $\Delta M=0$ , atunci (1.13) se transformă în  $M_X=k_I M_E$  și metoda devine de nul. Dacă echilibrarea nu se realizează total și rezultatul se citește în conformitate cu deviația indicatorului, atunci metoda devine cu neechilibrare și relația dintre mărimea necunoscută și măsură se determină prin expresia (1.13).

Metoda neechilibrării nu poate fi raportată la metoda diferențială deoarece dispozitivul nu măsoară diferența dintre  $M_X$  și  $M_E$ , dar o anumită parte a raportului dintre ele. Această metodă nu asigură o precizie înaltă în cazul utilizării unor mijloace de măsurare de precizie mică ca și în cazul metodei diferențiale, ceea ce se consideră un neajuns esențial.

Metodele cu comparare succesivă se împart în două tipuri ce se deosebesc prin mijloacele tehnice de realizare: metoda comparării succesive prin substituție și metoda comparării succesive cu gradația.

La utilizarea metodei prin substituție, compararea cu elementul de referință se face prin înlocuirea în circuitul de echilibrare a obiectului măsurat cu elementul de referință și reglarea circuitului până la asigurarea stării precedente. Rezultatul măsurării în caz general se reprezintă prin relația (1.15). Metoda de substituție poate fi efectuată cu ajutorul oricărui circuit de măsurare, de exemplu punți sau circuite rezonante. Această metodă poate fi utilizată în următoarele tipuri de măsurări:

a) Dacă elementul de referință are valoare variabilă, atunci după substituția lui în locul mărimii necunoscute, circuitul se aduce la starea precedentă prin variația valorii elementului de referință, rezultatul fiind reprezentat cu ajutorul relației (1.11). În acest caz, metoda poate fi numită metodă cu comparare consecutivă nemijlocită prin echilibrare.

b) Dacă elementul de referință are valoare constantă, atunci echilibrarea circuitului după substituție poate fi realizată fie prin variația elementelor de referință auxiliare conectate în serie, fie prin modificarea parametrilor altor elemente ale circuitului. În primul caz, metoda se numește consecutiv-diferențială și rezultatul va fi reprezentat în forma:

$$M_X = M_E + \Delta M_{E1} \quad (1.16)$$

unde:  $\Delta M_{E1}$  – variația măsurii auxiliare  $M_{E1}$ .

În al doilea caz, metoda poate fi numită metodă cu comparare consecutivă prin substituție cu măsurarea diferenței de raport:

$$M_X = M_E + \Delta M_e = M + k\Delta M_{E1}. \quad (1.17)$$



Printre metodele cu comparație prin substituție se distinge metoda determinării valorii necunoscute după diferența rezultatelor a două măsurări: înainte și după conectarea mărimii necunoscute la măsură. Această metodă se realizează cu ajutorul aceluiași circuite ca și metoda substituției.

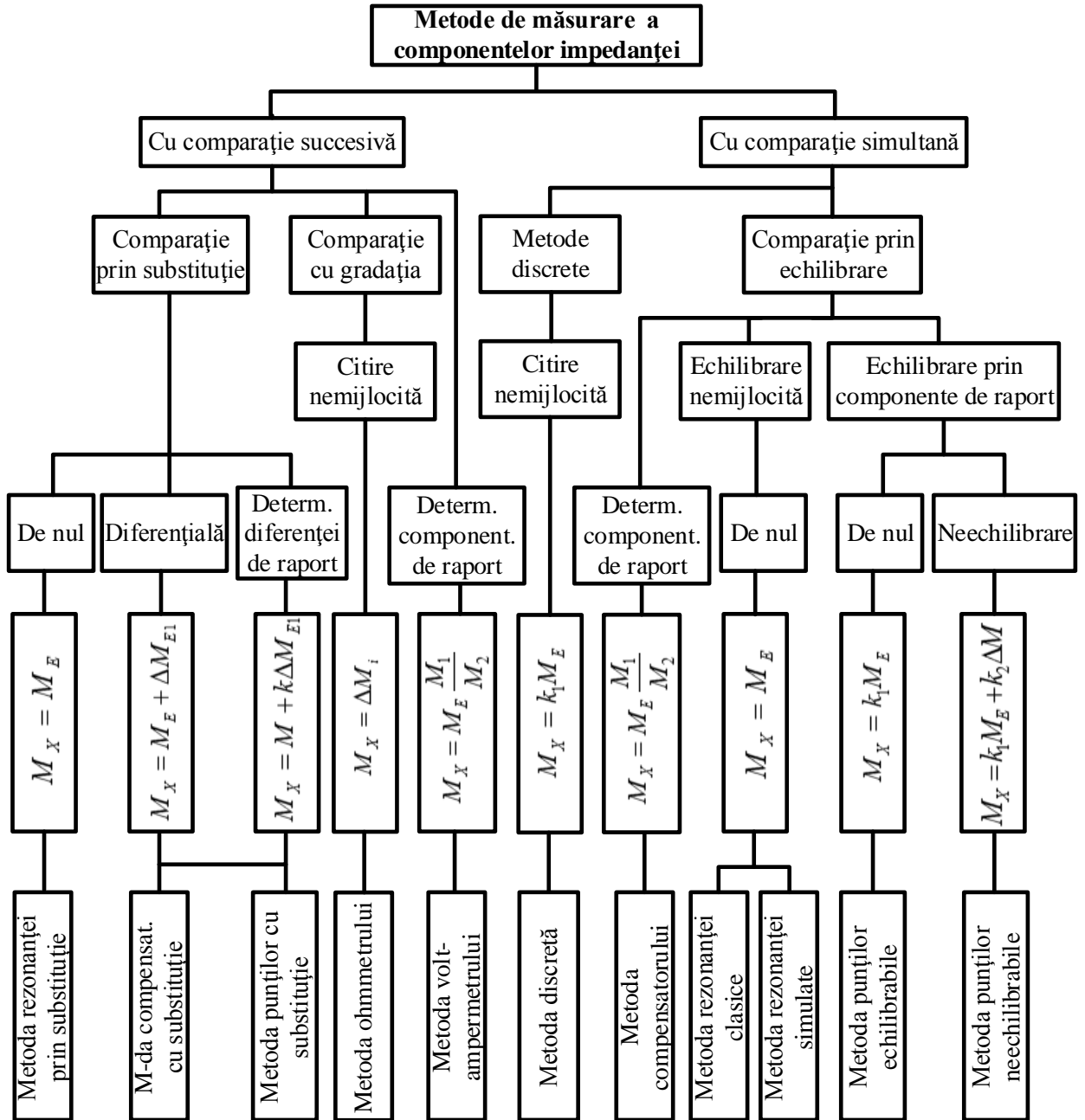


Fig. 1.6. Clasificarea metodelor de măsurare a componentelor impedanțelor

La utilizarea metodei cu comparație succesivă prin substituție, practic se exclude influența diferitor factori, întrucât aceștia conduc la aceleași erori în cazul ambelor măsurări.

În cazul metodei cu comparare succesivă cu gradația, elementul de referință nu este utilizat nemijlocit la măsurare, dar se folosește în procesul de gradare și verificare. Această metodă este realizată în dispozitivele indicatoare. Rezultatul se determină prin relația:

$$M_x = \Delta M_i. \quad (1.18)$$

Procesul de determinare a valorii mărimii necunoscute prin compararea succesivă cu gradația constă în aprecierea nemijlocită a acesteia conform deviației dispozitivului indicator.

Este necesar a indica încă un tip de metode de măsurare: măsurarea separată a componentelor de raport dintre măsură și valoarea necunoscută. Conform acestei metode, concomitent sau consecutiv se măsoară mărimile proporționale cu mărimea necunoscută și măsura. Măsurarea componentelor de raport poate fi efectuată atât cu ajutorul dispozitivelor indicatoare, cât și cu dispozitivele de echilibrare. Rezultatul măsurării poate fi reprezentat prin expresia:

$$M_x = M_E \frac{M_1}{M_2}, \quad (1.19)$$

unde:  $M_1$  și  $M_2$  - indicația dispozitivelor.

Drept exemplu de metodă de măsurare consecutivă a componentelor de raport poate servi metoda de măsurare a impedanțelor cu ajutorul dispozitivelor compensatoare, iar de metodă de măsurare concomitentă a componentelor de raport – metoda volt-amperică de măsurare a impedanțelor.

Conform analizei de mai sus, în figura 1.6 a fost elaborată schema de clasificare a metodelor de măsurare a componentelor impedanțelor.

### ***1.2.2. Măsurarea impedanței prin metode de comparație succesivă cu măsura***

În cadrul metodelor de măsurare a impedanțelor cu comparație succesivă cu măsura, mărimea de referință și impedanța necunoscută acționează consecutiv asupra aparatului de măsurare, proces ce poate fi realizat prin substituție sau prin comparație cu gradația aparatului indicator cu citirea directă a rezultatului [159, 160, 161]. Metoda comparației succesive cu măsura permite de asemenea, determinarea componentelor de raport dintre măsură și valoarea necunoscută. În calitate de componente de raport în cazul măsurării impedanțelor servesc tensiunea și curentul. În continuare se vor descrie fiecare dintre metodele cu comparație succesivă cu măsura utilizate la măsurarea impedanțelor.

Metodele de măsurare a impedanțelor cu comparație succesivă cu gradația permit citirea nemijlocită a rezultatului de la dispozitivul indicator al aparatului de măsurare. Acest lucru poate

fi efectuat prin intermediul metodei ohmmetrului care se realizează în două variante: metoda „ampermetrului” și metoda „voltmetrului”.

Conform [16, 18, 131, 170], metoda „ampermetrului” asigură măsurarea directă a curentului prin circuitul de măsurare (figura 1.7), valoarea căruia este proporțională cu valoarea impedanței necunoscută. Pentru obținerea curentului  $I_X$  proporțional cu impedanța, e nevoie de un convertor impedanță-curent cu un anumit coeficient de transfer  $K$ . Acest convertor se caracterizată prin relația:

$$I_X = Z \cdot K, \quad (1.20)$$

unde:  $Z$  – impedanța necunoscută;  $K$  – coeficientul de conversie. Drept relație de tipul (1.20) poate fi considerată legea lui Ohm [155].

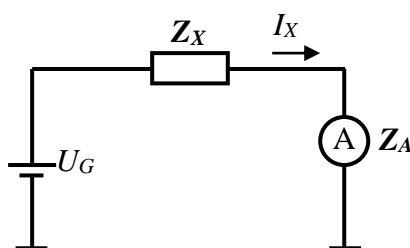


Fig. 1.7. Măsurarea impedanței prin metoda „ampermetrului”

Conform legii lui Ohm, pentru realizarea conversiei impedanță – curent se utilizează un circuit format dintr-un generator  $G_U$  de tensiune constantă  $U_G$  și impedanța. Pentru măsurarea curentului ce curge prin circuit, în cel mai simplu caz, se poate utiliza un ampermetru  $A$ . Valoarea indicată de acesta va fi:

$$I_X = \frac{U_G}{Z_X + Z_A}, \quad (1.21)$$

unde:  $Z_X$  – impedanța de valoare necunoscută;  $Z_A$  – impedanța internă a ampermetrului.

Utilizarea unui ampermetru cu impedanța de intrare apropiată de zero  $Z_A \rightarrow 0$  și menținerea valorii tensiunii generatorului constantă ( $U_G = \text{const}$ ) asigură o proporționalitate între curentul măsurat direct  $I_X$  și  $Z_X$ .

Principalul neajuns al acestei metode îl constituie precizia de măsurare mică datorită instabilității generatorului de tensiune, rezistenței interne a ampermetrului diferită de zero dar și a erorii de măsurare a ampermetrului. În plus, la măsurarea impedanțelor complexe trebuie alimentat circuitul de la un generator de tensiune alternativă și utilizarea unui ampermetru vectorial, de aceea, această metodă, de regulă, este folosită doar la măsurarea componentei active a impedanțelor complexe.

În practică, metoda „ampermetrului” este utilizată în cadrul aparatelor de măsurare a rezistențelor de valori mari [16, 18, 170], iar în circuitul de măsurare, ampermetrul este substituit cu un convertor curent-tensiune CIU cu impedanța de intrare mică (figura 1.8).

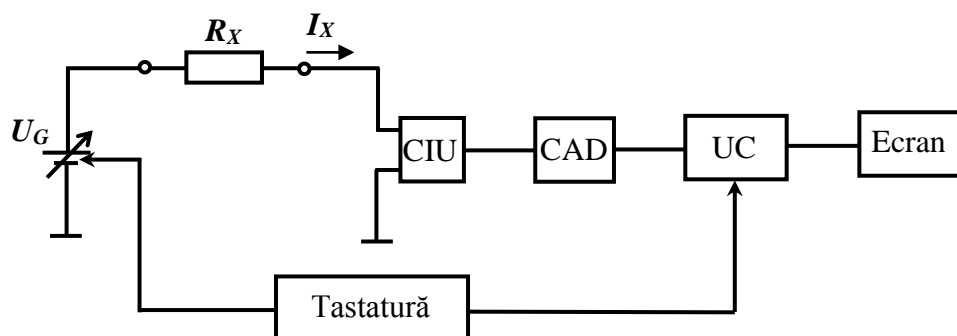


Fig. 1.8. Schema de structură a Agilent 4339B

Mărimea măsurată direct în acest caz este tensiunea la ieșirea convertorului. Valoarea tensiunii generatorului este fixată de utilizator prin intermediul unei tastaturi, valoarea respectivă fiind transmisă în cod binar și la unitatea de comandă UC. Pentru ca unitatea de comandă să determine valoarea rezistenței măsurate, tensiunea de la ieșirea convertorului este transformată în cod binar cu ajutorul unui convertor analogo-digital CAD [16, 18].

Metoda „voltmetrului” [4-6, 20, 69, 76, 131, 159, 170] asigură măsurarea impedanței prin conversia acesteia în tensiune și măsurarea directă a acesteia din urmă (figura 1.9). Acest tip de conversie are la bază ecuația:

$$U_X = Z \cdot K, \quad (1.22)$$

unde:  $Z$  – impedanța necunoscută;  $K$  – coeficientul de conversie.

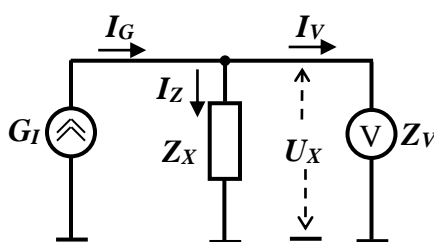


Fig. 1.9. Măsurarea impedanțelor prin metoda „voltmetrului”

Conform legii lui Ohm, pentru realizarea conversiei impedanță – tensiune se poate utiliza un circuit format dintr-un generator de curent  $G_I$  de valoare constantă  $I_G$  și impedanța  $Z_X$ . Pentru măsurarea tensiunii pe impedanță, în cel mai simplu caz, se utilizează un voltmetru  $V$ . Valoarea indicată de acesta este:

$$U_X = Z_X \cdot I_Z, \quad (1.23)$$

unde:  $Z_X$  – impedanța de valoare necunoscută;  $I_Z$  – curentul ce circulă prin impedanță. La utilizarea unui voltmetru cu impedanța de intrare de valoare infinită  $Z_V \rightarrow \infty$ , relația (1.23) se transformă astfel:

$$U_X = Z_X \cdot I_G. \quad (1.24)$$

Conform (1.24) la menținerea valorii constante a curentului generatorului  $G_I$  ( $I_G = \text{const}$ ) se asigură o proporționalitate între tensiunea măsurată direct  $U_X$  și impedanță.

Principalul neajuns îl constituie precizia de măsurare mică datorită instabilității generatorului de curent, rezistenței interne a voltmetrului de valoare finită, dar și erorii de măsurare a voltmetrului. Ca și în cazul metodei „ampermetrului”, măsurarea impedanțelor complexe necesită alimentarea circuitului de la un generator de curent alternativ și utilizarea unui voltmetru vectorial [2, 145]. În practică această metodă se utilizează doar la măsurarea componentei active a impedanțelor complexe și este larg implementată în cadrul multimetrelor [4-6, 20, 69, 76, 85].

Din metodele de măsurare a impedanțelor prin determinarea componentelor de raport prin comparare succesivă face parte metoda „volt-ampermetrului” care combină metodele „voltmetrului” și „ampermetrului”, în modul acesta excluzându-se influența instabilității sursei de semnal asupra valorii măsurare a impedanțelor [173]. Rămâne însă problema impedanțelor interne ale voltmetrului și ale ampermetrului, în plus, rezultatul devine dependent și de modul de conectare în circuit a acestora (figura 1.10) [82, 130, 155, 160, 161, 170, 172].

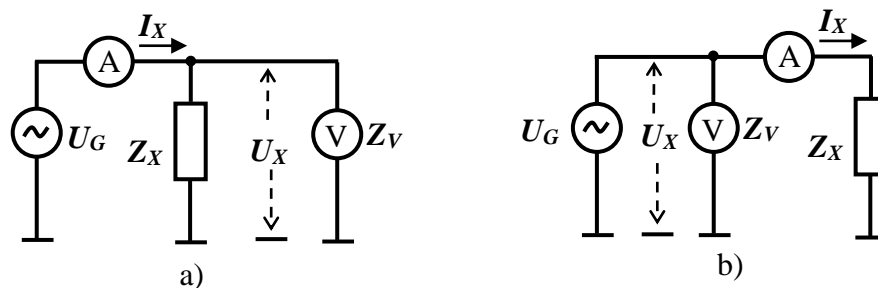


Fig. 1.10. Scheme ale circuitului de măsurare:

a) schema montajului în aval; b) schema montajului în amonte

Conform [131], în cazul montajului în aval, valoarea impedanței se determină prin relația:

$$Z_X = \frac{U_X}{I_X - \frac{U_X}{Z_V}} \quad (1.25)$$

și acest mod de conectare este convenabil a fi utilizat la măsurarea impedanțelor de valori mici, iar în cazul montajului în amonte:

$$Z_X = \frac{U_X - I_X Z_A}{I_X}, \quad (1.26)$$

circuitul fiind utilizat la măsurarea impedanțelor de valori mari.

Aplicarea practică a metodei „volt-ampermetrului” se confruntă cu o serie de neajunsuri, și anume:

- prezența unei erori de metodă datorită influenței impedanțelor de intrare ale voltmetrului și ampermetrului;
- necesitatea selectării montajului adecvat în funcție de valoarea impedanțelor măsurate;
- limitarea benzii de valori a mărimii de măsurat în funcție de benzile de valori ale voltmetrului și ampermetrului;
- necesitatea utilizării unor aparate vectoriale pentru măsurarea impedanțelor complexe;
- necesitatea efectuării unor calcule suplimentare pentru determinarea valorii impedanțelor măsurate etc.

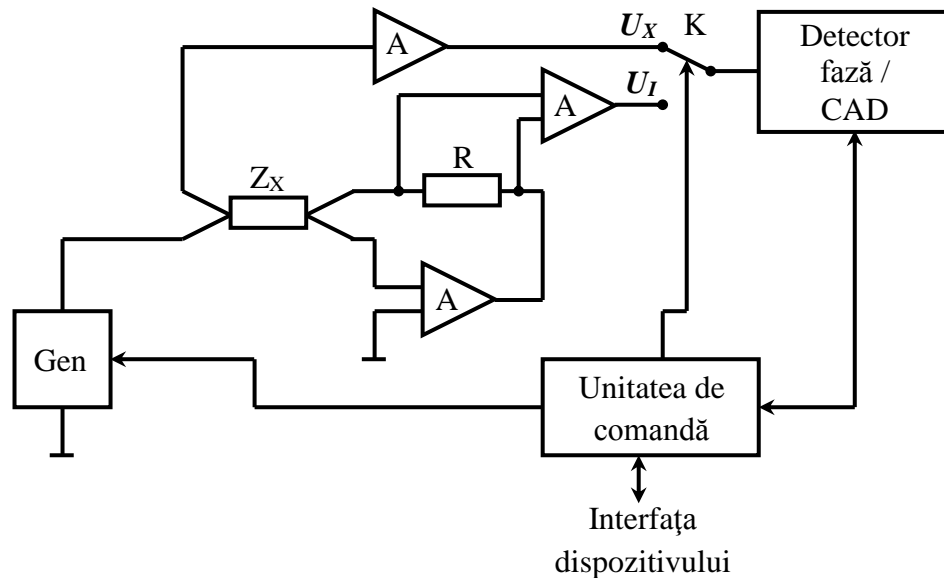


Fig. 1.11. Structura circuitului de măsurare a Agilent 4194A

În pofida acestor neajunsuri, metoda respectivă a găsit o largă utilizare practică în cadrul aparatelor de măsurare moderne [1, 7-15, 19, 21-24, 66, 68, 83, 135, 136, 138, 139, 147, 153]. Neajunsurile enumerate mai sus sunt eliminate prin utilizarea unor blocuri suplimentare: detectoare de fază, convertoare curenți-tensiune, convertoare analogo-digitale, unități de comandă, generatoare digitale, comutatoare etc (figura 1.11). În structura acestor aparate

curentul prin circuitul de măsurare este transformat în tensiune, iar impedanța măsurată este determinată prin raportul [77]:

$$Z_x = K_{IU} \frac{U_x}{U_I}, \quad (1.27)$$

unde:  $K_{IU}$  – coeficientul de conversie curent-tensiune;  $U_I$  – tensiunea la ieșirea convertorului curent-tensiune;  $U_x$  – tensiunea pe impedanța măsurată. În general, coeficientul  $K_{IU}$  reprezintă o rezistență  $R$  și determină banda de valori a impedanței măsurată.

Utilizarea mai multor blocuri suplimentare în componența aparatelor de măsurare are drept rezultat creșterea complexității acestuia și ca urmare creșterea prețului de cost.

### *1.2.3. Măsurarea impedanței prin metode de comparație simultană cu măsura*

Dintre metodele de măsurare a impedanțelor cu comparație simultană cu măsura se deosebesc metodele cu echilibrare și metodele discrete. Metodele discrete reprezintă metode cu citire directă a rezultatului, iar la baza acestora stă procesul de transformare în intervale de timp a rezultatului comparării impedanței necunoscute cu măsura. La baza conversiei în intervalele de timp stau două principii: principiul încărcării unui condensator printr-o rezistență [73, 142, 148, 155, 159, 160, 161, 163, 170] și principiul amorsării oscilațiilor într-un contur oscilant [159, 161].

Primul principiu de conversie utilizează o sursă de tensiune continuă și este aplicat, de cele mai multe ori, la măsurarea capacităților și rezistențelor. În acest caz mărimea măsurată direct este constanta de timp a circuitului  $\tau$ :

$$\tau = RC. \quad (1.28)$$

Conform [155], după încărcarea condensatorului cu un anumit potențial  $E$ , acesta se descarcă prin rezistorul  $R$  până la potențialul  $0,3679 \cdot E$  într-o perioadă de timp egală cu  $\tau$ . Constanta  $\tau$  poate fi măsurată direct cu ajutorul metodelor digitale de măsurare a intervalelor de timp [142]. În calitate de mărime de referință poate fi utilizată atât capacitatea condensatorului  $C$ , cât și rezistența  $R$  [155].

Metoda respectivă nu a găsit o largă răspândire în tehnica de măsurare de precizie datorită neajunsurilor sale esențiale cum ar fi:

- eroarea mare a convertorului impedanță–intervale de timp datorită pierderilor elementelor active prin prezența unui curent de scurgere prin condensator;
- prezenta unei erori la măsurarea directă a duratei intervalelor de timp;
- imposibilitatea măsurării componentelor impedanței la frecvența de lucru etc.

Metoda bazată pe cel de al doilea principiu de conversie a impedanței în intervale de timp constă în măsurarea directă a perioadei de atenuare a oscilațiilor libere într-un contur oscilant LC. Conform [159, 160, 161], dacă amplitudinea inițială a oscilațiilor este  $U_0$ , atunci acestea se consideră atenuate la amplitudinea  $0,0433 \cdot U_0$ . Metoda respectivă nu a găsit utilizare practică în aparatele de măsurare de precizie datorită neajunsurilor cum ar fi:

- imposibilitatea măsurării componentelor active ale impedanței;
- influența factorilor externi asupra oscilațiilor libere;
- prezența unei erori datorite fixării imprecise a valorii  $0,0433 \cdot U_0$ ;
- prezența unei erori la măsurarea directă a duratei intervalelor de timp etc.

Metodele de măsurare a impedanțelor cu comparare succesivă prin substituție utilizează circuitele de măsurare caracteristice metodelor cu echilibrare, iar procesul de măsurare constă din două etape. În prima etapă, în cadrul circuitului de măsurare se conectează impedanța necunoscută și se fixează efectul realizat de aceasta, iar în a doua etapă se conectează impedanța de referință și se compară efectul realizat de aceasta cu efectul realizat de impedanța necunoscută. În cazul ambelor etape se utilizează metodele de măsurare cu comparare simultană.

Una dintre cele mai răspândite metode de măsurare a impedanțelor cu comparație simultană este metoda punții [67, 82, 149, 157]. Conform acesteia, impedanța măsurată se compară în cadrul unui circuit punte cu mărimea de referință. Punțile de măsurare se caracterizează prin precizie și sensibilitate înaltă, diapazon larg de valori și posibilitate de implementare atât în dispozitivele de măsurare a mărimilor pasive concrete, cât și în dispozitivele universale cu echilibrare manuală sau automată [166].

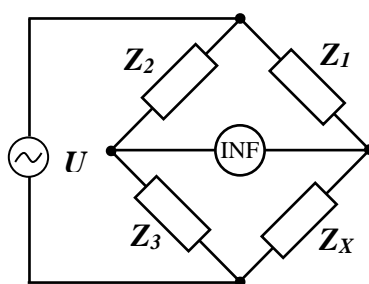


Fig. 1.12. Circuitul punții

În general, un circuit punte este alcătuit din trei impedanțe de valoare cunoscută luate ca mărimi de referință –  $Z_1$ ,  $Z_2$  și  $Z_3$ , care împreună cu impedanța măsurată  $Z_X$  formează un patrulater, la două borne de pe o diagonală conectându-se sursa de alimentare, iar la celelalte două – indicatorul de nul funcțional (INF) (figura 1.12) [82, 130, 142, 148, 150, 151, 163].



Echilibrarea punții se realizează prin variația impedanței de referință ( $Z_1$ ,  $Z_2$  și  $Z_3$ ) până când indicatorul de nul va indica valoarea nulă [19, 82, 170]. Valoarea rezistenței măsurate  $Z_X$  la echilibrarea punți se determină din relația [161]:

$$Z_X = Z_3 \frac{Z_1}{Z_2}. \quad (1.29)$$

În funcție de tipul sursei de alimentare punțile de măsurare se divizează în punți în curent continuu și punți în curent alternativ [82, 130, 131]. Primul tip de punți se utilizează la măsurarea rezistențelor și de regulă configurația diferă în funcție de valoarea rezistenței măsurate: punți Wheatstone - pentru rezistențe medii, punți Thomson - pentru rezistențe mici și punți pentru rezistențe mari [82, 130, 131].

Neajunsul esențial al punții Wheatstone îl constituie limitarea domeniului de valori care poate fi măsurat. La măsurarea valorilor mai mici de  $1 \Omega$ , valoarea erorilor de măsurare crește foarte mult datorită influenței rezistențelor conductoarelor de legătură de la bornele de legare a rezistorului de măsurat. La valori ale rezistenței de măsurat mai mari decât  $1 M\Omega$ , eroarea crește peste limita admisă, deoarece scade sensibilitatea indicatorului de nul din cauza reducerii curenților prin laturile punții [82, 130].

Pentru a măsura rezistențe de valori mici se folosește puntea Thomson, în care se elimină influența rezistențelor contactelor și conductoarelor de legătură asupra circuitului de măsurare prin plasarea lor într-un circuit auxiliar [130, 131, 157, 160, 161].

Pentru măsurarea rezistențelor de valori mai mari de  $10 M\Omega$  se utilizează o variantă modificată a punții Wheatstone, în care se folosește un indicator de nul de rezistență mare, se mărește valorile rezistențelor din brațele punții și se exclude influența mărită a rezistențelor de izolație [131].

Punțile în curent alternativ servesc pentru măsurarea componentelor impedanței complexe, iar pentru fixarea momentului de echilibrare se utilizează un indicator de nul de curent alternativ. Punțile de c.a. se clasifică după mai multe criterii [130, 131, 148, 149, 171], un interes practic deosebit acordându-se clasificării după tipul componentelor impedanțelor măsurate cum ar fi:

- punți pentru măsurarea capacităților și a tangentei unghiului de pierdere (puntea Sauty, puntea Nernst, puntea Schering) [82, 130, 131, 154];
- punți pentru măsurarea inductanțelor și factorului de calitate (puntea Maxwell-Wien, puntea Hay, puntea Owen) [82, 130, 131, 154];
- punți universale care au posibilitatea comutării elementelor pentru măsurarea capacității, inductanței și rezistenței [131, 156].

Pentru măsurarea mărimilor pasive la frecvențe înalte cu ajutorul punților se utilizează punți în formă de circuite T sau dublu T [130, 131, 148, 160]. O clasă aparte de punți de c.a. o formează punțile cu transformator a căror două brațe sunt constituite din două bobine cuplate strâns între ele.

Metoda punții este larg utilizată în aparatele de măsurare a impedanțelor cu echilibrare manuală, dar și în aparatele cu echilibrare automată, în care se folosesc și unele blocuri suplimentare cu structură complicată și preț de cost ridicat [70, 71, 82, 157, 159, 166, 172].

În figura 1.13 este reprezentat schema-bloc a punții universale E7-11 [156]. Blocul „Circuite punte” conține în componența sa mai multe tipuri de punți care permit măsurarea mărimilor electrice selectate cu ajutorul comutatorului  $K_2$ .

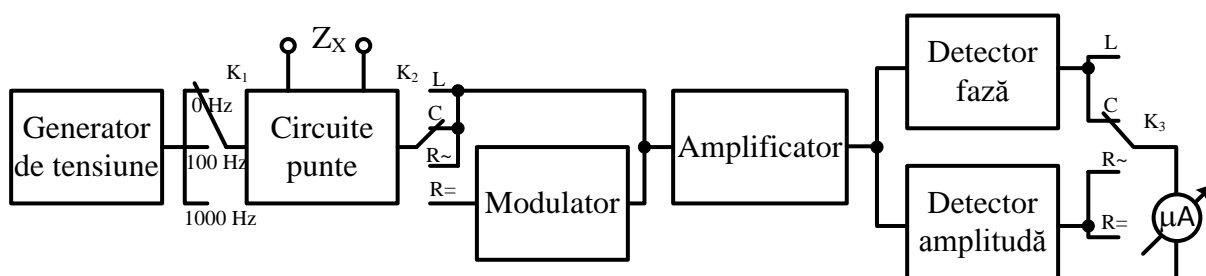


Fig. 1.13. Schema-bloc a punții universale E7-11

Utilizarea metodei punților la măsurarea impedanțelor implică următoarele neajunsuri:

1. Necesitatea utilizării în calitate de elemente de referință a elementelor reactive reglabile.
2. Necesitatea utilizării unei surse de semnal și a unui indicator a căror cleme nu sunt conectate la punctul comun.
3. Condiția de echilibru constituie un sistem de două ecuații care trebuie satisfăcut simultan. Aceasta implică existența a cel puțin doi parametri variabili în circuitul punții [67].
4. Limitarea posibilităților de utilizare în ramuri a oricăror combinații de rezistențe, inductanțe și capacități în serie sau în paralel datorită condiției de echilibrare după fază.
5. O altă condiție limitativă este dată de cerința ca mărimile măsurate de punte să fie citite separat, pe indicatoarele celor doi parametri variabili ai punții, ceea ce este posibil dacă două din impedanțele punții sunt fie rezistențe pure, fie reactanțe pure.
6. Un neajuns esențial al punților de curent alternativ descrise îl constituie necesitatea alegerii elementelor variabile astfel, încât echilibrarea să fie întotdeauna posibilă și să se

realizeze cât mai rapid, adică efectuând un număr minim de reglaje succesive ale acestor două elemente.

Metoda de rezonanță de măsurare a impedanțelor se bazează pe apariția fenomenului de rezonanță într-un circuit de măsurare format dintr-un element de referință și mărimea necunoscută [17, 67]. Metoda respectivă, în funcție de tipul fenomenului de rezonanță, se divizează în metodă cu rezonanță clasică și metodă cu rezonanță simulată [87, 91, 115].

Metoda rezonanței clasice presupune fixarea cu ajutorul unui indicator a momentului de rezonanță într-un contur oscilant format din elementul de referință variabil și mărimea măsurată [19, 159, 160]. În momentul de rezonanță, componentele reactive ale impedanțelor din circuitul de măsurare sunt legate prin relația:

$$X_X = -X_E, \quad (1.30)$$

unde:  $X_X$ ,  $X_E$  – componenta reactivă a impedanței măsurate și respectiv a impedanței de referință.

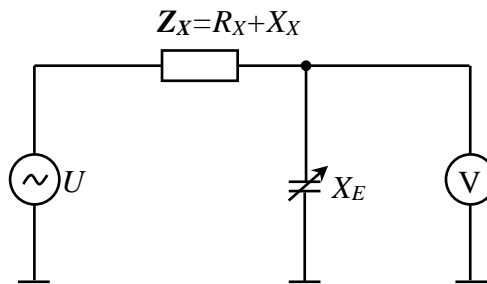


Fig. 1.14. Circuitul de măsurare a impedanțelor prin metoda rezonanței clasice

Conform relației (1.30), prin această metodă poate fi măsurată valoarea componentei reactive a impedanțelor, iar în calitate de element de referință poate fi utilizată o reactanță [148, 151, 161]. Efectul rezonanței în circuit poate fi obținut fie prin varierea valorii elementului de referință, fie prin varierea frecvenței semnalului (figura 1.14) [74, 131, 142, 170].

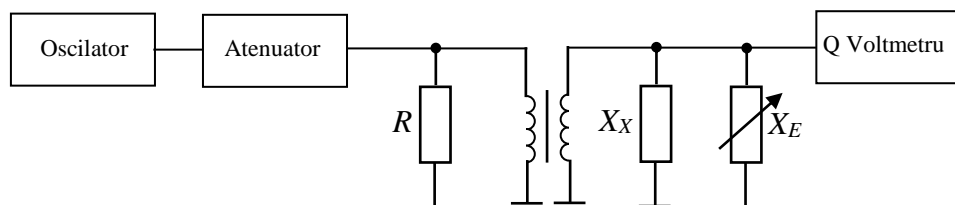


Fig. 1.15. Structura circuitului de măsurare a Hewlett-Packard 4342A Q-meter

Metoda respectivă este utilizată doar în componența Q-metrelor [130, 131, 133, 140, 148, 149] și se caracterizează prin posibilitatea măsurării valorilor mărimilor pasive într-o bandă largă

de frecvență [171, 172]. În figura 1.15 este reprezentată structura Q-metrului Hewlett-Packard 4342A [17].

Utilizarea metodei respective întrunește și o serie de neajunsuri cum ar fi:

1. Precizia relativ mică în cazul măsurării rezistenței sau conductanței, deoarece acestea se măsoară ca parametrii secundari.
2. Necesitatea utilizării elementelor reactive reglabile în calitate de elemente de referință și prezența unei erori de etalonare a acestora [172].
3. Imposibilitatea determinării cu precizie înaltă a momentului de rezonanță.
4. Necesitatea efectuării măsurărilor în domeniul frecvențelor înalte, întrucât în regiunea frecvențelor mici fenomenul rezonanței apare rar și precizia de măsurare este mică.
5. Necesitatea utilizării unui generator cu stabilitate înaltă a frecvenței și cunoașterea cu precizie înaltă a valorii acesteia.
6. Prezența unei erori cauzate de impedanța proprie a generatorului de semnal și a indicatorului de rezonanță.
7. Prezența elementelor parazitare la componentele și conexiunile conturului.
8. Precizie mică în cazul măsurării mărimilor pasive cu factorul de calitate mic.

Pentru a majora considerabil precizia măsurării impedanțelor prin metoda de rezonanță este necesară măsurarea directă nu numai a componentei reactive dar și a componentei active, lucru ce poate fi realizat prin metoda de rezonanță simulată [29].

#### ***1.2.4. Metoda rezonanței simulate de măsurare a impedanței***

Ca și în cazul metodei de rezonanță clasică, metoda rezonanței simulate utilizează un sistem rezonant format din mărimea pasivă necunoscută  $M_X$  și o mărime de referință  $M_E$  [100, 101, 110]. În acest caz însă, mărimea de referință  $M_E$  este de tipul impedanțelor simulate. Rezonanța sistemului va avea loc numai în cazul când

$$M_X = -M_E, \quad (1.31)$$

Starea de echilibru poate fi determinată prin intermediul funcției de echilibru  $W$ ,

$$W = A(M_X + M_E), \quad (1.32)$$

unde:  $A$  – parametrul energiei ce alimentează circuitul de măsurare.

În dependență de modul de determinare a stării de echilibru [164], ecuația de dezechilibru a circuitului de măsurare ia forma:

$$F(W) = F[A(M_X + M_E)] = 0, \quad (1.33)$$

unde:  $F$  – funcția ce determină criteriul de echilibru.

Structura transformării informației în procesul de măsurare descris de expresia (1.33) este reprezentată în figura 1.16. Energia  $A$ , ce alimentează circuitul de măsurare, transformă mărimile pasive  $M_X$  și  $M_E$  în mărimi active  $A_X$  și  $A_E$ , suma cărora la fel va fi o mărime activă  $W$ , purtătoare de informație despre starea circuitului rezonant. Mărimea  $M_E$  este formată din mărimea de referință  $\Delta q_E$ , de codul digital  $D$ , valoarea căruia este determinată de indicatorul de nul funcțional  $F$  în funcție de semnalul de dezechilibru  $W$ .

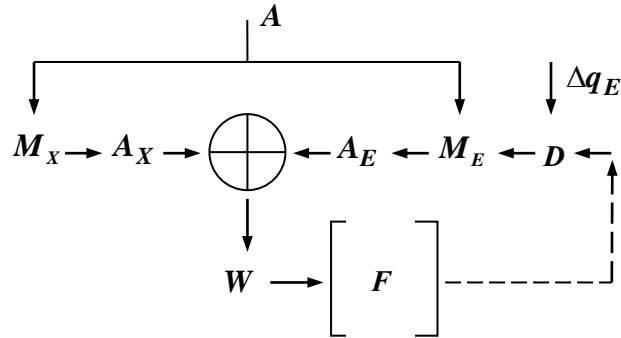


Fig. 1.16. Schema transformării informației în sistemul rezonant

Pentru realizarea fizică a metodei este necesar a obține efectul de rezonanță în sistem. Aceasta e posibil la satisfacerea condițiilor:

$$\begin{aligned} \arg(\mathbf{M}_X) &= -\arg(\mathbf{M}_E); \\ |\mathbf{M}_X| &= |\mathbf{M}_E|, \end{aligned} \quad (1.34)$$

considerând că mărimile  $M_X$  și  $M_E$  pot fi reprezentate în coordonate polare:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_X &= |\mathbf{M}_X| \exp[\arg(j\varphi_X)]; \\ \mathbf{M}_E &= |\mathbf{M}_E| \exp[\arg(j\varphi_E)]. \end{aligned} \quad (1.35)$$

În caz general, la măsurarea unor mărimi complexe pasive este necesară simularea unei mărimi complexe  $M_E$  de tipul (1.36), unde

$$|\mathbf{M}_E| \in \{0; \infty\}, \quad \varphi_E \in \{0; 2\pi\}. \quad (1.36)$$

Evident,  $M_E$  poate fi reprezentată și în coordonate carteziene:

$$\mathbf{M}_E = \text{Re}(\mathbf{M}_E) + j \text{Im}(\mathbf{M}_E) = |\mathbf{M}_E| (\cos \varphi_E + j \sin \varphi_E) \quad (1.37)$$

și poate fi o impedanță:

$$\mathbf{Z}_E = Z_E \exp(j\varphi_E) = R_E + jX_E \quad (1.38)$$

sau o admitanță:

$$\mathbf{Y}_E = Y_E \exp(j\varphi_E) = G_E + jB_E. \quad (1.39)$$

În funcție de caracterul mărimilor  $M_X$  și  $M_E$  (impedanțe sau admitanțe), ecuația (1.33) poate fi reprezentată astfel:

$$F[I(Z_X + Z_E)] = 0, \text{ pentru impedanțe; } \quad (1.40)$$

$$F[U(Y_X + Y_E)] = 0, \text{ pentru admitanțe, } \quad (1.41)$$

unde:  $I$  - curentul ce alimentează circuitul de măsurare;  $U$  - tensiunea de alimentare a circuitului de măsurare.

Aceste expresii reflectă posibilitatea realizării circuitului de măsurare în formă de circuit rezonant de tip serie, conform (1.40), sau circuit rezonant de tip paralel, conform (1.41) (figura 1.17).

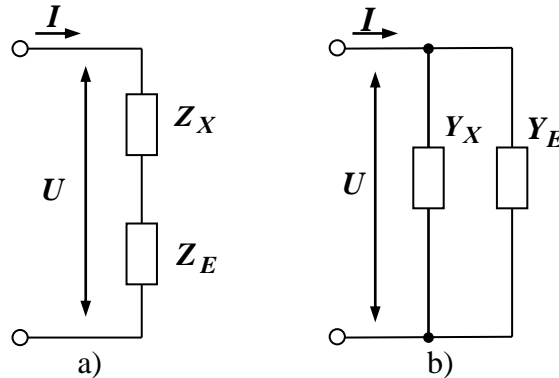


Fig. 1.17. Structura circuitului rezonant: a) de tip serie; b) de tip paralel.

Funcția de dezechilibru  $W$  va avea forma:

- pentru circuitul rezonant de tip serie:

$$W = I(Z_X + Z_E) = U; \quad (1.42)$$

- pentru circuitul rezonant de tip paralel:

$$W = U(Y_X + Y_E) = I. \quad (1.43)$$

Condiția de echilibru se poate obține prin rezolvarea ecuației (1.33) și are forma:

$$\begin{cases} Re(M_X) = -Re(M_E) \\ Im(M_X) = -Im(M_E) \end{cases} \quad (1.44)$$

### Concluzii la capitolul 1:

Au fost analizate particularitățile impedanțelor clasice și a impedanțelor simulate și descrise particularitățile acestora. O atenție deosebită s-a atras studiului posibilității utilizării impedanțelor simulate în calitate de elemente de referință.

A fost realizată o sistematizare a metodele moderne de măsurare a componentelor impedanțelor și o clasificare a acestora după următoarele criterii: modul de comparare a mărimii necunoscute cu măsura; modul de efectuare a experimentului fizic; relația dintre valoarea de

referință și cea necunoscută, care exprimă legătura dintre aceste mărimi sau tipul ecuației de măsurări. Au fost analizate principiile de măsurare a componentelor impedanțelor prin metode de comparare succesivă și metode de comparare simultană cu măsura. La realizarea acestei analize au fost definite principalele neajunsuri ale metodelor existente.

A fost descrisă esența metodei rezonantei simulate ce asigură măsurarea componentelor impedanței prin compararea acestora cu componentele unei impedanțe simulate. Au fost definite condițiile necesare apariției efectului de rezonanță în circuitul de măsurare.

Analiza efectuată în domeniul măsurărilor cu precizie înaltă a componentelor impedanței a permis de a formula problema și direcția de cercetare în vederea perfecționării metodei de măsurare a impedanțelor pe baza efectului rezonantei simulate.

## 2. SIMULATOARE METROLOGICE DE IMPEDANȚĂ

### 2.1. Simulatoare de mărimi electrice pasive. Clasificarea lor

După cum a fost menționat în punctul 1.2.4, la măsurarea impedanțelor prin metoda rezonanței simulate, în calitate de măsură se utilizează o impedanță simulată. Pentru reproducerea acestei impedanțe simulate se utilizează mijloace tehnice definite ca simulatoare de mărimi pasive (SMP). În diferite domenii de utilizare, aceste mijloace se întâlnesc sub diferite terminologii. Astfel în electrotehnică și electronică dispozitivele ce asigură reproducerea impedanțelor cu caracter de  $-R$  sunt numite „rezistențe negative” [26], în domeniul filtrelor active se întâlnesc termenii „convertor de impedanță”, „convertor de rezistență negativă”, „girator” etc. [61].

Pe parcursul timpului, mai mulți specialiști în domeniu printre care G. Crisson (1931), J. L. Merrill (1950) [81], T. Yanagisava (1957), S. Seshu, N. Balabanian (1959), L. de Pian (1962), G. Puhov (1967), W. Holmes, L. Huelsmann (1968) au încercat să elaboreze teoria SMP. Principiile de bază ale analizei, sintezei și utilizării convertoarelor de rezistență negativă au fost sistematizate de către F. Bening (1971) în lucrarea [26]. În prezent, problema convertoarelor pentru mărimile pasive simulate cu caracter complex, care prezintă un caz general al SMP, este profund tratată în cadrul Universității Tehnice a Moldovei de către un grup de cercetători în frunte cu dr. V. Nastas și dr. hab. S. Dimitrachi.

Funcțional, un SMP poate fi considerat un dispozitiv cu doi poli de intrare, la care se reproduce o impedanță simulată și care este conectat într-un circuit extern cu impedanța echivalentă  $Z_E$  (figura 2.1).

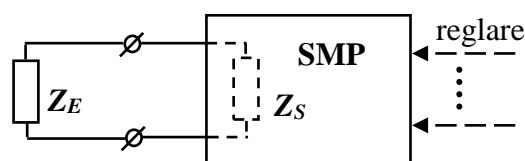


Fig. 2.1. Reprezentarea unui SMP din punct de vedere funcțional

SMP care sunt destinate reproducerii impedanțelor de referință în circuite pentru măsurarea impedanțelor au fost definite ca simulatoare metrologice de mărimi pasive (SMMP). Prezența lor este strict necesară în circuitele de măsurare cu echilibrare [158], în care ele determină nemijlocit precizia măsurării. Utilizarea lor în calitate de elemente metrologice necesită respectarea unor cerințe, și anume [68, 118]:



- eroare mică și stabilitate înaltă pentru impedanța simulată;
- posibilitatea reproducerii impedanțelor simulate de orice caracter al componentelor;
- reglarea independentă a componentelor impedanței simulate;
- lipsa elementelor reactive reglabile (condensatoare variabile, magazine de inductanță și capacitate etc.).

Tabelul 2.1. Clasificarea SMMP

Criteriul de clasificare	Tipuri de SMMP				
	1. După mărimea primară de intrare	SMMP comandate în curent		SMMP comandate în tensiune	
2. După tipul mărimii pasive reproduse	SMMP pentru reproducerea impedanței		SMMP pentru reproducerea admitanței		
3. După modul de reprezentare a mărimii reproduse	SMMP în coordonate carteziene		SMMP în coordonate polare		
4. După circuitul echivalent al mărimii reproduse	SMMP cu circuit echivalent serie		SMMP cu circuit echivalent paralel		
5. După caracterul componentelor mărimii reproduse	SMMP pentru reproducerea mărimilor cu caracter de rezistență		SMMP pentru reproducerea mărimilor cu caracter reactiv		
	pozitivă	negativă	inductiv	capacitiv	
	SMMP pentru reproducerea mărimilor de caracter complex				
6. După modul de conectare a SMMP cu circuitul extern	SMMP cu conectare asimetrică		SMMP cu conectare simetrică		
7. După structura internă	SMMP bazate pe structura clasică		SMMP cu structură algoritmică	SMMP cu structuri arbitrare	
	cu un etaj	cu structură recursivă		de tip girator	pe bază de conveior

În urma analizei dispozitivelor cunoscute, ce ar satisface cerințele formulate mai sus și ar putea fi utilizate în calitate de SMMP, în [118] a fost propusă o clasificare a acestora după unele criterii relevante (tabelul 2.1).

Un important criteriu, care determină interacțiunea cu sursa de energie a circuitului extern conectat la bornele SMMP, îl reprezintă mărimea primară de intrare. Mărimea primară de intrare determină procesele fizice ce au loc în structura SMMP, de aceea, este considerată ca mărime de comandă. Conform acestui criteriu, SMMP pot fi alimentate de la o sursă de curent, mărimea de comandă fiind curentul  $I_i$ , sau alimentate de la o sursă de tensiune, mărimea de comandă fiind tensiunea  $U_i$ . În conformitate cu [119], pentru SMMP comandat în curent, impedanța simulată este definită de tensiunea de ieșire  $U_o$  formată în SMMP și curentul de intrare  $I_i$ , conform relației:

$$Z_i = \frac{U_o}{I_i}. \quad (2.1)$$

În SMMP comandat în tensiune, impedanța simulată este exprimată prin admitanța simulată care se formează din curentul de ieșire  $I_o$  și tensiunea primară de intrare  $U_i$ , conform relației:

$$Y_i = \frac{I_o}{U_i}. \quad (2.2)$$

Din (2.1) și (2.2) rezultă că în cazul SMMP comandate în curent este comod a utiliza pentru reproducerea impedanțelor simulate  $Z_i$ , iar în cazul SMMP comandate în tensiune – pentru admitanțele simulate  $Y_i$ .

Modul de reprezentare a impedanței simulate în planul numerelor complexe este determinat de modul de reprezentare a coeficientului de conversie a mărimii de comandă. Acesta poate fi exprimat în coordonate carteziene:

$$\mathbf{K}_{regl} = K_1 + jK_2 \quad (2.3)$$

și atunci impedanța simulată va fi reprezentată în coordonate carteziene [28, 34, 40, 43, 45, 60]:

$$\mathbf{Z}_i = R_i + jX_i \quad (2.4)$$

sau în coordonate polare [30, 32, 44, 50, 56, 114]:

$$\mathbf{K}_{regl} = K_m \cdot \exp(j\theta), \quad (2.5)$$

impedanța simulată având forma:

$$\mathbf{Z}_i = Z_m \cdot \exp(j\varphi), \quad (2.6)$$

unde  $K_{regl}$  este un coeficient care asigură reglarea independentă a componentelor impedanței simulate: componentei active  $R_i$ , prin intermediul  $K_1$ , componentei reactive  $X_i$  prin  $K_2$ , modulului  $Z_m$  prin  $K_m$  și fazei  $\varphi$  prin  $\theta$ .

Criteriul 4, conform tabelului 2.1, determină circuitul echivalent de substituție al impedanței simulate reprezentate în coordonate carteziene. Conform [118], este posibilă reglarea independentă a componentelor impedanțelor simulate numai în cazul utilizării circuitului echivalent serie.

Criteriul 5 sistematizează tipurile de SMMP existente în funcție de caracterul impedanței simulate. Astfel, sunt cunoscute SMMP pentru reproducerea rezistenței active negative [37, 64], pentru multiplicarea rezistenței active pozitive [61], pentru reproducerea inductanțelor virtuale [61], capacităților virtuale [61], precum și a impedanțelor cu caracter complex [41, 68].

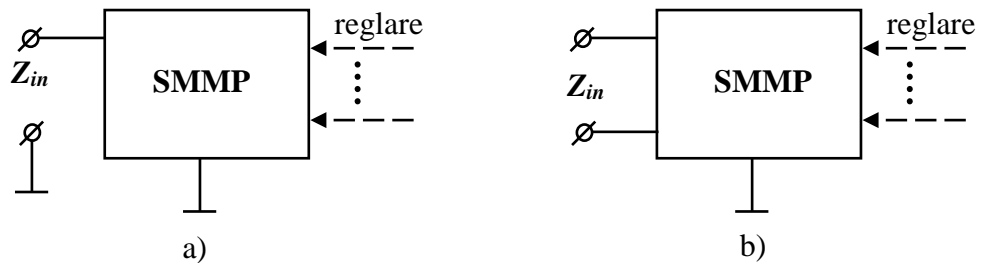


Fig. 2.2. Reprezentarea funcțională a SMMP: a) cu conectare asimetrică; b) cu conectare simetrică.

Conform criteriului 6, SMMP existente se divizează și în funcție de modul de conectare a acestuia cu circuitul extern. În conformitate cu acest criteriu [118] SMMP pot fi: SMMP cu conectare asimetrică [30, 32, 34, 40, 43, 56] și SMMP cu conectare simetrică [28, 44, 45, 50, 60] (figura 2.2).

Un important criteriu de clasificare îl reprezintă structura internă a SMMP. În general, structura unui SMMP este bazată pe elemente active cu reacții inverse pozitive și negative. Cel mai răspândit este SMMP pe bază de amplificatoare operaționale (AO) cu reacții inverse pozitive și negative [88], care asigură reproducerea impedanțelor simulate cu caracteristici determinate numai de caracteristicile reacțiilor inverse [25, 132, 144].

Cele mai simple SMMP sunt cele cu structură clasică care au la bază circuitul unui AO cu reacție pozitivă și negativă. În baza acestei structuri a fost sintetizată o clasă de circuite de SMMP [88]. Unul dintre cele mai reprezentative SMMP cu structură clasică este cel reprezentat în figura 2.3.

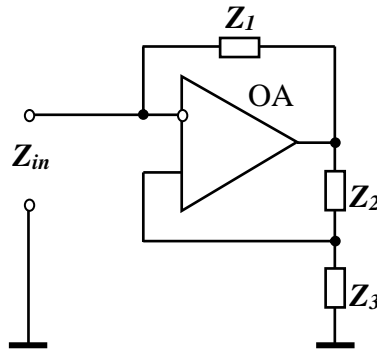


Fig. 2.3. SMMP cu structură clasică

După cum demonstrează analiza [118, 164], în acest caz impedanța simulată se determină conform expresiei:

$$Z_{in} = -\frac{Z_1 Z_3}{Z_2}. \quad (2.7)$$

Conform (2.7), caracterul impedanței reproduse  $Z_{in}$  este determinat numai de caracterul impedanțelor  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  și nu depinde de caracteristicile AO. În caz general, pentru reproducerea unei impedanțe cu caracterul necesar se utilizează impedanțele  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  cu caracterul respectiv.

În baza SMMP cu structură clasică cu un singur etaj reprezentat în figura 2.3 a fost sintetizat SMMP cu structură recursivă [115, 118, 120, 121], cu posibilități de utilizare cu mult mai largi decât structura SMMP clasic cu un singur etaj. Avantajul lui față de SMMP cu structură clasică cu un singur etaj constă în posibilitatea reproducerii impedanțelor cu caracter complex cu reglare independentă a componentelor.

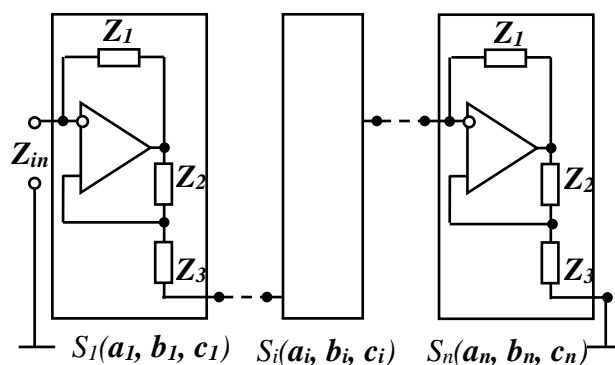


Fig. 2.4. SMMP cu structură recursivă

Structura simulatorului (figura 2.4) reprezintă un circuit alcătuit din  $n$  secții cu structură similară. Fiecare secție  $S_i(a_i, b_i, c_i)$  prezintă un SMMP cu structură clasică cu un singur etaj, în

care  $\mathbf{a}_i = \mathbf{Z}_1$ ,  $\mathbf{b}_i = \mathbf{Z}_2$ ,  $\mathbf{c}_i = \mathbf{Z}_3$  și în care în serie cu impedanța  $\mathbf{Z}_3$  este conectată intrarea secției următoare. Impedanța de intrare a SMMP  $\mathbf{Z}_{in}$  în caz general constituie [119, 121]:

$$\mathbf{Z}_{in} = \sum_{i=1}^n (-1)^i \mathbf{c}_i \prod_{j=1}^i (\mathbf{a}_{ij} / \mathbf{b}_{ij}), \quad (2.8)$$

unde:  $n$  – numărul de secții al structurii,  $\mathbf{a}_{ij}=\mathbf{Z}_1$ ,  $\mathbf{b}_{ij}=\mathbf{Z}_2$ ,  $\mathbf{c}_{ij}=\mathbf{Z}_3$  pentru fiecare secție  $S_i$ . Numărul de secții  $n$  ale structurii este determinat de particularitățile concrete ale utilizării SMMP.

Însă interes practic prezintă doar câteva cazuri particulare ale structurii recursive, care asigură reproducerea impedanțelor cu diferite proprietăți [118], adică:

1. Cazul  $n=1$ . Aici structura SMMP conține o singură secție, are structură clasică cu un singur etaj al SMMP și poate fi recomandat pentru reproducerea impedanțelor cu caracter de rezistență negativă [64].

2. Cazul  $n=2$ . Structura simulatorului conține două secții, având posibilități de utilizare mai largi comparativ cu cazul  $n = 1$ . Importanța practică a acestui SMMP constă în posibilitatea utilizării lui ca element de referință de rezistență activă cu caracter pozitiv și negativ și reglarea valorii și caracterului ei cu un singur organ de reglare sau în reproducerea impedanțelor cu caracter reactiv cu posibilitatea reglării valorii și caracterului cu un singur rezistor variabil.

3. Cazul  $n=3$ . Structura SMMP conține trei secții, iar importanța practică a acestui SMMP constă în posibilitatea utilizării lui în calitate de element de referință de impedanță cu caracter complex universal cu reglare lină și independentă a caracterului și valorilor componentelor impedanței reproduse.

Pornind de la particularitățile SMMP cu structură clasică recursivă cu trei secții și necesitatea utilizării în scopuri metrologice, a fost elaborată o clasă de SMMP cu structură algoritmică, care asigură reproducerea impedanțelor cu orice caracter și reglarea lină a acestuia în orice combinație a componentelor impedanței simulate [92, 118]. Termenul „structură algoritmică” provine de la algoritmul de transformare a informației în structura acestora. Conform acestui algoritm, mărimea primară de intrare se supune unor procese fizice, iar în urma acestora, la bornele de ieșire a SMMP se reproduce o impedanță a căror componente pot fi reglate independent.

SMMP cu structură algoritmică pot fi clasificate după oricare dintre criteriile 1÷7 din tabelul 2.1, însă o deosebită importanță are clasificarea în funcție de mărimea primară de intrare. Tipul mărimii primare de intrare determină algoritmul de transformare a informației și respectiv structura simulatorului.

În literatura de specialitate [27, 61, 75] se mai întâlnesc și alte tipuri de SMMP grupate în tabelul 2.1 în clasa SMMP cu structuri arbitrare. Din această clasă fac parte simulatoarele de tip

girator și simulatoarele bazate pe conveior. În practică, giratoarele sunt utilizate preponderent în domeniul filtrelor și servesc la reproducerea elementelor reactive [61, 134, 143], în domeniul măsurărilor acestea fiind considerate SMMP cu pierderi majore.

SMMP pe bază de conveior au în calitate de element activ un circuit comandat în curent numit conveior [27, 65, 72, 78, 137]. Acest tip de SMMP nu a găsit o răspândire largă în practică datorită faptului că conveioarele nu au reușit să se impună în fața amplificatoarelor operaționale, larg răspândite în momentul apariției acestora, producătorii de circuite integrate analogice renunțând la ele din rațiuni economice. Astăzi conveioarele sunt produse în laboratoarele de cercetări și mai puțin de firmele producătoare de circuite integrate, de aceea utilizarea SMMP pe bază de conveior este foarte costisitoare.

Mai sunt cunoscute și SMMP pe bază de tranzistoare și alte elemente cu amplificare finită [26, 73, 79, 80], însă ele nu au avut o răspândire largă din cauza influenței puternice a caracteristicilor elementelor active și a instabilității lor asupra impedanței simulate.

Datorită caracteristicilor mult mai înalte, SMMP cu structură algoritmică pot fi cu succes utilizate la reproducerea impedanțelor de referință în cadrul măsurării impedanței prin metoda rezonanței simulate [86].

## **2.2. Sinteza simulatorului metrologic de impedanță**

Întrucât SMMP cu structură algoritmică asigură reproducerea impedanțelor de referință, având caracteristici mult mai ridicate decât celelalte tipuri de SMMP, în continuare prin termenul de SMMP se va avea în vedere doar acest tip de simulatoare. Deoarece SMMP cu structură algoritmică se pot clasifica după oricare dintre criteriile 1÷7 din tabelul 2.1, pot fi elaborate mai multe tipuri de SMMP, fiecare având particularități specifice de utilizare. În continuare, drept exemplu de sinteză și analiză funcțională se va considera doar un singur tip de SMMP. Întrucât reprezentarea impedanțelor complexe în forma componentei active și reactive permite determinarea mai simplă a mărimilor electrice pasive elementare (R, L, C etc.), drept exemplu se va considera SMMP în coordonate carteziane (SMMP-C) care asigură reproducerea impedanțelor cu reglare independentă a componentelor activă și reactivă. SMMP-C pot fi comandate în curent sau în tensiune, cu conectarea asimetrică și simetrică. În practică, de cele mai multe ori apare necesitatea măsurării valorilor unor impedanțe flotante a căror borne nu sunt conectate la masă. Pentru aceasta, în circuitul de măsurare e necesară utilizarea unui SMMP-C cu conectare asimetrică, de aceea în continuare se va analiza doar SMMP-C cu acest tip de conectare. După cum a fost menționat în punctul 2.1, drept semnal de comandă pentru SMMP-C

poate servi curentul de intrare și în acest caz mărimea reprodusă reprezintă o impedanță sau tensiunea de intrare și mărimea reprodusă – o admitanță. De aceea, prin termenul „simulator metrologic de impedanță” (SMI) se va considera SMMP-C cu conectare asimetrică comandat în curent.

Conform [118], SMI are în calitate de mărime primară de intrare curentul, iar pentru reproducerea unei impedanțe e necesară prezența la intrare a unei tensiuni obținute în urma procesului de conversie a curentului de intrare. Acest proces se caracterizează printr-un coeficient de conversie exprimat în coordonate carteziene, iar prin modificarea valorilor componentelor acestuia se asigură reglarea componentelor impedanței reproduse. Pornind de la aceste condiții se elaborează un algoritm de transformare a informației pentru SMI. Graful de fluentă al algoritmului de transformare a informației în SMI este reprezentat în figura 2.5.

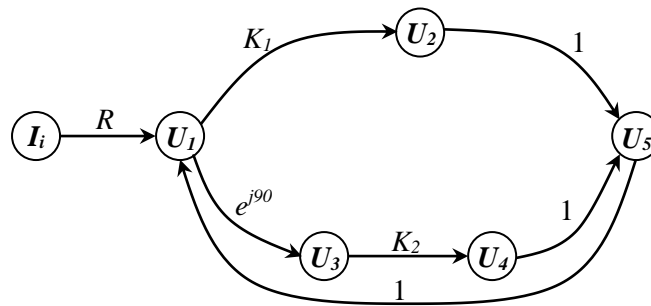


Fig. 2.5. Graful algoritmului de transformare a informației în SMI

Mărimea primară de intrare  $I_i$ , pentru a putea fi mai ușor supusă unor transformări fizice este convertită în tensiunea  $U_1$ , latura respectivă a grafului având transmitanța  $R$ . Tensiunea  $U_1$  este transformată în tensiunea  $U_2$  care permite formarea componentei active, transmitanța laturii respective fiind  $K_1$ . Pentru a forma componenta reactivă, tensiunea  $U_1$  este defazată la  $90^\circ$ , devenind  $U_3$ , apoi amplificată, transformându-se în  $U_4$ , laturile grafului pentru aceste transformări având transmitanța  $e^{j90}$  și respectiv  $K_2$ . Tensiunile  $U_2$  și  $U_4$  sunt sumate, formând tensiunea de ieșire  $U_5$ , care este apoi aplicată la intrare. Laturile din graf ce reflectă aceste transformări au transmitanță unitară. Tensiunea de ieșire  $U_5$  și curentul de intrare  $I_i$  asigură formarea unei impedanțe simulate  $Z_i$  la intrarea simulatorului. Dacă curentul de intrare  $I_i$  reprezintă nodul-sursă, iar tensiunea de ieșire  $U_5$  nodul-sarcină, atunci impedanța  $Z_i$  reprezintă transmitanța grafului ireductibil [81, 122, 146, 168, 169].

Pentru rezolvarea acestui graf de fluentă se utilizează formula lui Mason [81], conform căreia transmitanța  $Z_i$  dintre punctele  $I_i$  și  $U_5$  este:

$$Z_i = \frac{U_5}{I_i} = \frac{P_1 \cdot \Delta_1 + P_2 \cdot \Delta_2}{\Delta}, \quad (2.9)$$

unde:  $\Delta$  este determinantul grafului;  $P_1, P_2$  – transmitanța căilor  $I_i-U_1-U_2-U_5$  și  $I_i-U_1-U_3-U_4-U_5$  respectiv;  $\Delta_1, \Delta_2$  - determinantul subgrafului complementar căilor  $I_i-U_1-U_2-U_5$  și  $I_i-U_1-U_3-U_4-U_5$  respectiv.

Toate componentele relației (2.9) sunt specificate în relația (2.10) și tabelele 2.2 și 2.3.

Tabelul 2.2. Valorile componentelor numărătorului formulei Mason (2.9)

Calea	Transmitanța căii	Determinantul grafului complementar căii
$I_i-U_1-U_2-U_5$	$P_1 = R \cdot K_1 \cdot 1 = R \cdot K_1$	$\Delta_1 = 1$
$I_i-U_1-U_3-U_4-U_5$	$P_2 = R \cdot e^{j90} \cdot K_2 \cdot 1 = R \cdot jK_2$	$\Delta_2 = 1$

Determinantul grafului  $\Delta$  se determină prin relația [81]:

$$\Delta = 1 - (B_1 + B_2), \quad (2.10)$$

unde  $B_1$  și  $B_2$  sunt indicate în tabelul 2.3.

Tabelul 2.3. Valorile componentelor determinatului grafului de fluentă

Bucle de ordinul I	Transmitanța buclei de ordinul I
$U_1-U_2-U_5-U_1;$	$B_1 = K_1 \cdot 1 \cdot 1 = K_1$
$U_1-U_3-U_4-U_5-U_1;$	$B_2 = e^{j90} \cdot K_2 \cdot 1 \cdot 1 = jK_2$

Ținând cont de datele din tabelul 2.3 relația (2.10) va deveni:

$$\Delta = 1 - (K_1 + jK_2). \quad (2.11)$$

Substituind datele din tabelul 2.2 și relația (2.11) în relația (2.9), obținem transmitanța globală:

$$Z_i = \frac{R \cdot K_1 + R \cdot jK_2}{1 - (K_1 + jK_2)} = \frac{R(K_1 + jK_2)}{1 - (K_1 + jK_2)}. \quad (2.12)$$

Din relația (2.12) rezultă că impedanța reprodusă de un SMI, ce ar avea la bază algoritmul de transformare a informației conform grafului din figura 2.5, are o dependență de coeficienții  $K_1$  și  $K_2$  destul de complicată. În plus, ar fi imposibilă reglarea independentă a componentelor activă și reactivă a acesteia. Acest lucru se datorează prezenței unei reacții inverse pozitive în graful algoritmului de transformare. Pentru a exclude efectul acestei reacții, în algoritmul de măsurare se mai introduce o transformare – inversarea tensiunii  $U_1$ . În acest caz, graful algoritmului de transformare a informației va avea forma ca în figura 2.6.

Utilizând formula lui Mason, obținem transmitanța globală:



$$Z_i = -\frac{R \cdot K_1 + R \cdot jK_2}{1 - (-K_1 - jK_2 + K_1 + jK_2)} = -(K_1 \cdot R + jK_2 \cdot R) \equiv R_i + jX_i \quad (2.13)$$

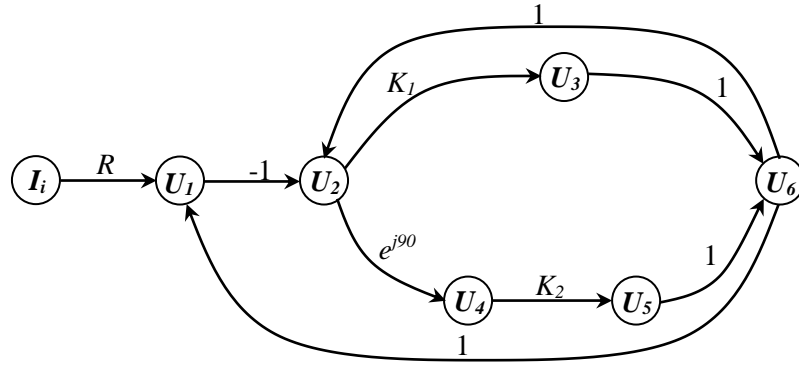


Fig. 2.6. Graful algoritmului optimizat de transformare a informației în SMI

După cum rezultă din (2.13), impedanța  $Z_i$  reprodusă de un simulator ce are la bază algoritmul de transformare a informației conform grafului din figura 2.6 este exprimată în coordonate carteziene în forma sumei componentelor activă  $R_i$  și reactivă  $X_i$ . Componenta activă  $R_i = -K_1 \cdot R$  este dependentă doar de coeficienții  $K_1$  și  $R$ , iar componenta reactivă  $X_i = -K_2 \cdot R$  de coeficienții  $K_2$  și  $R$ . Reglarea independentă a coeficienților  $K_1$  și  $K_2$  ar avea drept rezultat reglarea independentă a valorii componentelor activă și, respectiv, reactivă a impedanței reproduse.

Pe baza algoritmului de transformare a informației reprezentat în figura 2.6. se elaborează schema-bloc a SMI (figura 2.7) [43].

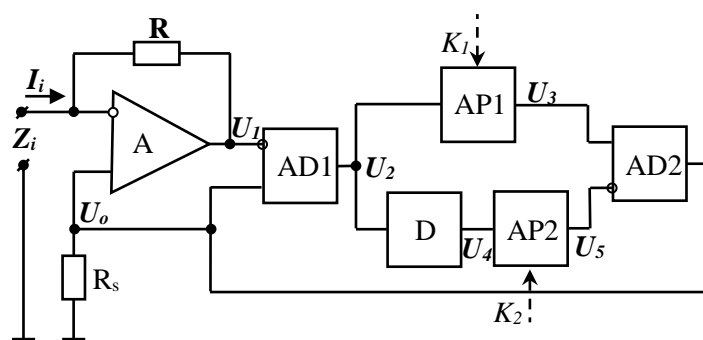


Fig. 2.7. Schema-bloc a SMI

Pentru realizarea conversiei curentului  $I_i$  în tensiune  $U_1$  conform grafului, în structura SMI se introduce un convertor curent-tensiune bazat pe AO A și rezistorul R. Tensiunea  $U_1$  la ieșirea lui va fi:

$$U_1 = -I_i \cdot R + U_i \quad (2.14)$$

Excluderea efectului reacției inverse pozitive în algoritmul de transformare a informației a fost posibilă prin schimbarea polarității tensiunii  $U_1$ . Acest lucru poate fi realizat practic prin intermediul unui amplificator diferențial AD1 cu coeficientul de amplificare unitar. Tensiunea  $U_2$  la ieșirea lui, luând în considerație (2.14) va fi:

$$U_2 = U_i - U_1 = I_i \cdot R. \quad (2.15)$$

Pentru efectuarea operațiilor prevăzute de ramura cu transmitanța  $K_I$  din graf, în structura SMI se introduce amplificatorul programabil AP1. Acesta va asigura formarea și reglarea componentei active a impedanței reproduse. Tensiunea  $U_3$  la ieșirea acestuia va fi:

$$U_3 = K_1 \cdot I_i \cdot R, \quad (2.16)$$

unde:  $K_I$  – coeficientul de amplificare al amplificatorului AP1.

Introducerea defazajului de  $90^0$  se va realiza cu ajutorul defazorului D caracterizat printr-un coeficient de transfer  $K_\phi$  care poate fi reprezentat astfel:

$$K_\phi = \frac{U_4}{U_2} = K_\phi \cdot e^{j90^0} = K_\phi \cdot j \sin 90^0 = j \cdot K_\phi, \quad (2.17)$$

unde:  $K_\phi$  – modulul coeficientului de transfer al defazorului D care se alege de valoare unitară ( $K_\phi = 1$ ).

Tensiunea  $U_4$  la ieșirea defazorului D, luând în considerație (2.15) și (2.17), poate fi reprezentată astfel:

$$U_4 = K_\phi \cdot U_2 = j \cdot I_i \cdot R. \quad (2.18)$$

Pentru reglarea componentei reactive a impedanței reproduse se utilizează amplificatorul programabil AP2. Tensiunea  $U_5$  la ieșirea acestuia, luând în considerație (2.18), va fi:

$$U_5 = K_2 \cdot U_4 = j \cdot K_2 \cdot I_i \cdot R, \quad (2.19)$$

unde:  $K_2$  – coeficientul de amplificare al amplificatorului AP2.

Pentru sumarea tensiunilor  $U_3$  și  $U_5$ , conform ramurilor cu transmitanța 1 și a nodului  $U_6$  în graf, în structura SMI se utilizează amplificatorul diferențial AD2 cu coeficientul de transfer unitar. Tensiunea de ieșire  $U_o$  se obține prin sumarea tensiunii  $U_3$ , aplicată la intrarea neinversoare, și tensiunea  $U_5$ , aplicată la intrarea inversoare. Valoarea acestei tensiuni, luând în considerație (2.16) și (2.19), constituie:

$$U_o = U_3 - U_5 = K_1 \cdot I_i \cdot R - j \cdot K_2 \cdot I_i \cdot R = I_i \cdot R \cdot (K_1 - j \cdot K_2). \quad (2.20)$$

Impedanța  $Z_i$  reprodusă de SMI la bornele de intrarea se determină:

$$Z_i = \frac{U_o}{I_i} = R \cdot (K_1 - j \cdot K_2) = K_1 \cdot R - j \cdot K_2 \cdot R \equiv R_i + jX_i, \quad (2.21)$$

unde:  $R_i = K_1 \cdot R$  – componenta activă a impedanței reproduse;

$X_i = -K_2 \cdot R$  – componenta reactivă.

După cum rezultă din (2.21), impedanța  $Z_i$  reprodusă de SMI la clemele de intrare este exprimată în coordonate carteziene în forma sumei componentelor activă  $R_i$  și reactivă  $X_i$ . Reglarea coeficientului de amplificare  $K_1$  al amplificatorului AP1 rezultă în variația componentei active  $R_i$ , iar reglarea coeficientului de amplificare  $K_2$  al amplificatorului AP2, în variația componentei reactive  $X_i$  a impedanței reproduse  $Z_i$ . Variația lină a coeficienților  $K_1, K_2$  în banda de valori  $-1 \div +1$  asigură reglarea lină, independentă a componentelor activă și reactivă în domeniul valorilor pozitive și negative și, astfel, reproducerea impedanțelor cu orice caracter.

Variația coeficienților  $K_1$  și  $K_2$  în banda de valori  $-1 \div +1$ , în relația (2.21) rezultă că valorile componentelor impedanței reproduse sunt limitate de valoarea coeficientului de conversie R. Pentru excluderea acestei limitări, în structura simulatorului se mai introduc două amplificatoare programabile cu reglare în trepte a coeficientului de amplificare. Primul dintre ele este conectat serie cu AP1 și asigură modificarea benzii de valori a componentei active, iar al doilea serie cu AP2 și asigură modificarea benzii de valori a componentei reactive [129]. Schema-bloc a noului simulator este reprezentată în figura 2.8 [34].

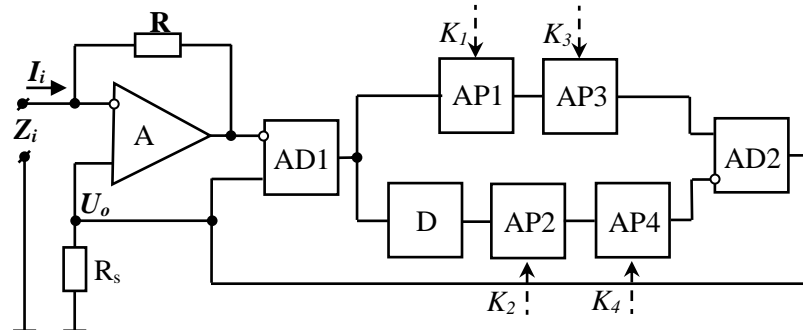


Fig. 2.8. Schema-bloc a SMI perfecționat

Coeficientul de amplificare al componentei active în cazul dat va fi produsul coeficienților de amplificare ai AP1 și AP3, iar al componentei reactive produsul coeficienților de amplificare ai AP2 și AP4.

Ținând cont de relația (2.21), impedanța reprodusă de simulatorul perfecționat se va determina prin relația:

$$Z_i = R_i + jX_i = K_3 K_1 R - jK_4 K_2 R \quad (2.22)$$

unde:  $K_3, K_4$  – coeficienții de amplificare în trepte ai amplificatoarelor programabile AP3 și respectiv AP4.

După cum rezultă din (2.22), impedanța  $Z_i$  reprodusă de SMI propus este exprimată în coordonate carteziene în formă de sumă a componentelor activă  $R_i$  și reactivă  $X_i$ :

$$\begin{aligned} R_i &= K_3 K_1 R; \\ X_i &= -K_4 K_2 R. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Reglarea în trepte a coeficientului  $K_3$  al amplificatorului AP3 asigură schimbarea benzii de valori a componente active  $R_i$ , iar reglarea lină a coeficientului  $K_1$  al amplificatorului AP1 în banda de valori  $-1 \div +1$  asigură reglarea lină a componente active în banda de valori selectată. Același rol îl au coeficienții  $K_4$  și  $K_2$  în cazul componente reactive  $X_i$ .

### 2.3. Analiza funcțională a simulatorului metrologic de impedanță

Pe baza schemei-bloc prezentată în figura 2.8 a fost elaborată schema principală a simulatorului metrologic de impedanță (figura 2.9). Toate componentele sale sunt implementate pe baza AO [25, 62, 64].

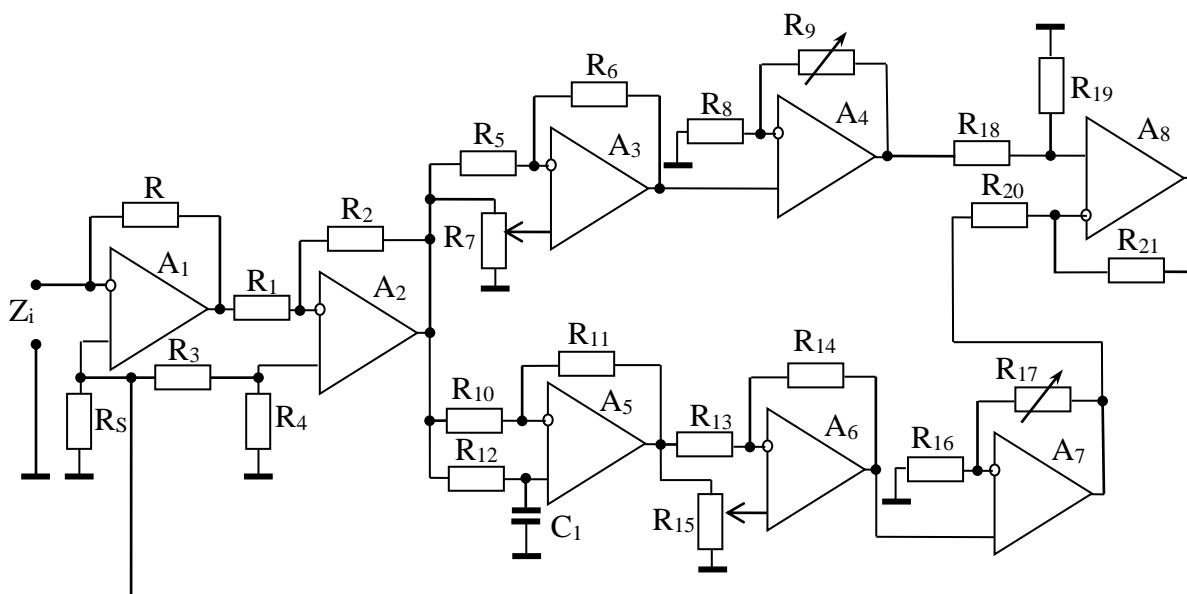


Fig. 2.9. Circuitul SMI

Convertorul curent-tensiune este bazat pe AO  $A_1$  și rezistența  $R$  care reprezintă și factorul de conversie. Amplificatorul diferențial AD1 este alcătuit din AO  $A_2$  și rezistențele  $R_1$ - $R_4$  de aceleași valori, astfel asigurându-se un coeficient de amplificare  $K_{AD}=1$ . Amplificatorul programabil AP1 este bazat pe AO  $A_3$ , rezistențele  $R_5$ ,  $R_6$  și potențiometrul  $R_7$ . Rezistențele  $R_5$  și  $R_6$  au valori identice, iar variația valorii potențiometrului de la maxim la minim determină modificarea coeficientului de amplificare  $K_1$  de la  $-1$  la  $+1$ . Pentru reglarea benzii de valori a

componentei active se utilizează amplificatorul programabil AP3 bazat pe AO A<sub>4</sub> și rezistențele R<sub>8</sub> și R<sub>9</sub>.

Rezistența R<sub>9</sub> este reglabilă în trepte, asigurând astfel modificarea în trepte a coeficientului K<sub>3</sub> al AP3. Defazorul D este alcătuit din AO A<sub>5</sub>, rezistențele R<sub>10</sub>-R<sub>12</sub> și condensatorul C<sub>1</sub>. Pentru a asigura o valoare unitară a modulului coeficientului de transfer al defazorului, R<sub>10</sub> și R<sub>11</sub> trebuie să aibă valori identice. Valorile rezistenței R<sub>12</sub> și a capacității C<sub>1</sub> sunt selectate conform relației (2.24), astfel încât defazaajul introdus la frecvența semnalului de măsurare să fie de 90°.

$$\varphi = -2 \cdot \arctg(2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_{12} \cdot C_1). \quad (2.24)$$

Amplificatorul programabil AP2 este compus din AO A<sub>6</sub>, rezistențele R<sub>13</sub>, R<sub>14</sub> și potențiometrul R<sub>15</sub>. Rezistențele R<sub>13</sub> și R<sub>14</sub> au valori egale, iar variația valorii potențiometrului R<sub>15</sub> de la maxim la minim determină modificarea coeficientului de amplificarea K<sub>2</sub> de la -1 la +1. Pentru reglarea benzii de valori a componentei reactive se utilizează amplificatorul programabil AP4 bazat pe AO A<sub>7</sub> și rezistențele R<sub>16</sub> și R<sub>17</sub>. Rezistența R<sub>17</sub> este reglabilă în trepte asigurând astfel modificarea în trepte a coeficientului K<sub>4</sub> al AP4. Amplificatorul diferențial AD2 este bazat pe AO A<sub>8</sub> și rezistențele R<sub>18</sub>-R<sub>21</sub>, iar pentru ca coeficientul de transfer al acestuia să fie unitar toate aceste rezistențe trebuie să aibă valori identice [112].

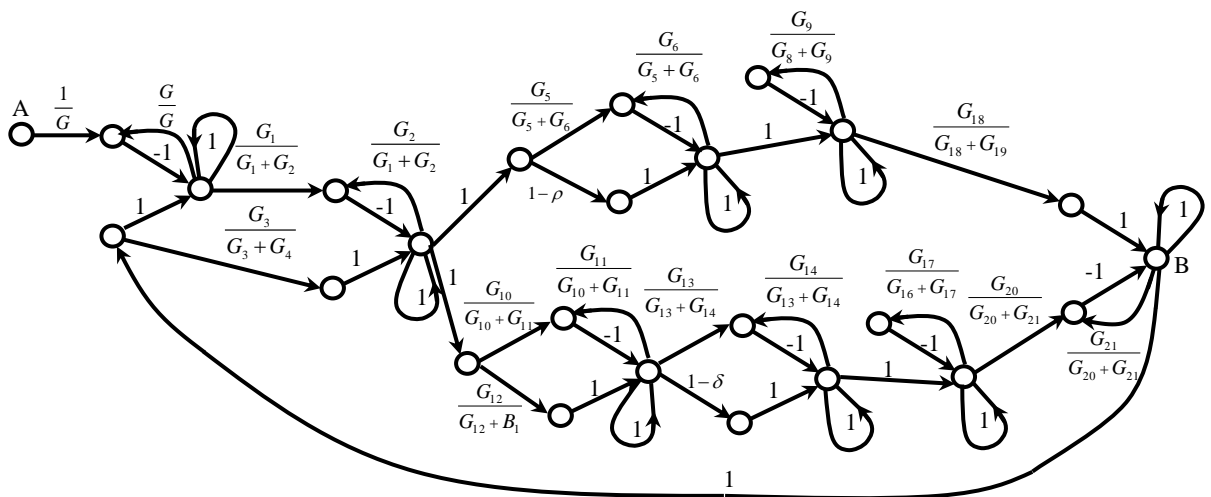


Fig. 2.10. Graful de fluentă al SMI

Pentru a asigura modificarea în trepte a coeficienților K<sub>3</sub> și K<sub>4</sub>, rezistențele variabile R<sub>9</sub> și R<sub>17</sub> vor lua valori multiple valorilor rezistențelor R<sub>8</sub> și R<sub>16</sub>, respectiv:

$$\begin{aligned} R_9 &= n \cdot R_8; \\ R_{17} &= m \cdot R_{16}, \end{aligned} \quad (2.25)$$

unde:  $n, m$  – coeficienți de multiplicare.



$$K_1 = 1 - 2\rho, \quad (2.29)$$

unde:  $\rho$  - caracteristica de includere în circuit a rezistorului  $R_7$  ce variază în intervalul  $(0 \div 1)$ , ceea ce asigură modificarea  $K_1$  în intervalul  $(-1 \div +1)$ ;

b) coeficientul de amplificare ce asigură reglarea lină a componentei reactive a impedanței reproduse:

$$K_2 = 1 - 2\delta, \quad (2.30)$$

unde:  $\delta$  - caracteristica de includere în circuit a rezistorului  $R_{15}$  ce variază în intervalul  $(0 \div 1)$ , ceea ce asigură modificarea  $K_2$  în intervalul  $(-1 \div +1)$ ;

c) coeficientul de amplificare ce asigură reglarea în trepte a componentei active a impedanței reproduse:

$$K_3 = 1 + n, \quad (2.31)$$

unde:  $n$  - raportul dintre valorile rezistențelor  $R_9$  și  $R_8$ . Pentru a asigura reglarea în trepte,  $n$  ia valori discrete, iar componenta activă variază în intervalul  $[-R(1+n) \div +R(1+n)]$ ;

d) coeficientul de amplificare ce asigură reglarea în trepte a componentei reactive a impedanței reproduse:

$$K_4 = 1 + m, \quad (2.32)$$

unde:  $m$  - raportul dintre valorile rezistențelor  $R_{17}$  și  $R_{16}$ . Pentru a asigura reglarea în trepte,  $m$  ia valori discrete, iar componenta reactivă variază în intervalul  $[-R(1+m) \div +R(1+m)]$ .

#### 2.4. Studiul stabilității funcționale a simulatorului metrologic de impedanță

Aplicarea practică a SMI e posibilă doar dacă este garantată condiția de stabilitate la variația factorilor interni și externi ai circuitului de măsurare în banda de valori admisibilă. Conform [64], la asigurarea stabilității se vor considera trei tipuri de stabilitate: la curent continuu, la frecvență înaltă și stabilitatea funcțională.

Pentru o stabilitate în curent continuu, este necesar a asigura un caracter negativ al reacției comune la variația parametrilor circuitului și rezistenței exterioare în tot domeniul de lucru [64]. Această condiție va fi satisfăcută, când va fi negativ factorul de transfer sumar în curent continuu prin circuitul de reacție comună, ce se obține prin combinarea conectărilor inversoare și neinversoare în curent continuu a tuturor elementelor circuitului [92].

Stabilitatea la frecvențe înalte e asigurată prin corecția optimală a caracteristicii AO în elementele circuitului, structura SMI fiind ca un amplificator multiseccionat cu reacție comună [64].

Stabilitatea funcțională este influențată de următorii factori: tipul SMI, valorile componentelor impedanței simulate, caracterul și valoarea impedanței externe echivalente și caracteristicile AO.

Pentru a estima condițiile de stabilitate în circuite, în conformitate cu criteriul Nyquist, este necesar a determina factorul de câștig  $\beta A$  al circuitului și a-l examina în vecinătatea punctului critic  $(-1, +j0)$  în coordonatele  $\text{Re}(\beta A)$ ,  $\text{Im}(\beta A)$ . Condiția stabilității absolute a circuitului poate fi definită astfel:

$$\text{Re}(\beta A) > -1, \quad (2.33)$$

unde:  $\beta$  – factorul de reacție;  $A$  – factorul de câștig a elementului de transmisie directă.

La estimarea condiției de stabilitate a SMI se utilizează modelul reprezentat în figura 2.12. Pentru modelarea condiției sarcinii externe, la intrarea simulatorului este conectată impedanța echivalentă a circuitului extern  $Z_e$  [92]. Pentru determinarea funcției de transfer, se întrerupe circuitul de reacție între ieșirea amplificatorului diferențial AD2 și intrarea neinversoare a amplificatorului A.

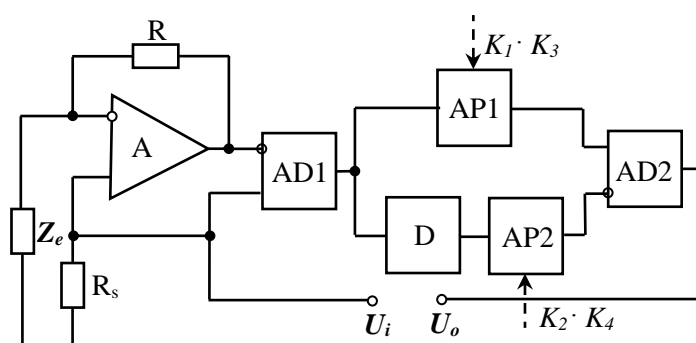


Fig. 2.12. Modelul SMI la analiza stabilității

Funcția de transfer  $H$  a circuitului se determină utilizând metoda grafului de fluentă. În figura 2.13 este reprezentat graful de fluentă al circuitului din figura 2.12. La elaborarea grafului se consideră  $K'_1$  și  $K'_2$  conform relațiilor:

$$\begin{aligned} K'_1 &= K_1 \cdot K_3; \\ K'_2 &= K_2 \cdot K_4. \end{aligned} \quad (2.34)$$

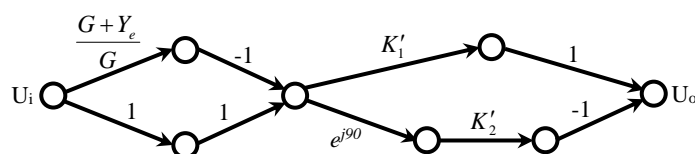


Fig. 2.13. Graful de fluentă a circuitului din figura 2.12.



Rezolvarea grafului se realizează prin metoda formulei Mason, obținându-se transmitanța grafului:

$$\mathbf{T}_{U_i U_o} = -\frac{G + Y_e}{G} K'_1 + \frac{G + Y_e}{G} \cdot jK'_2 + K'_1 - jK'_2 = \frac{R(K'_1 - jK'_2)}{\mathbf{Z}_e}. \quad (2.35)$$

Impedanța echivalentă a circuitului extern este o mărime complexă care poate fi reprezentată în coordonate carteziene în forma:

$$\mathbf{Z}_e = R_e + jX_e. \quad (2.36)$$

Transmitanța grafului reprezintă funcția de transfer  $\mathbf{H}$  a circuitului și dacă se iau în considerație relațiile (2.35) și (2.36), se obține:

$$\mathbf{H} = \frac{K'_1 \cdot R - jK'_2 \cdot R}{R_e + jX_e} = \frac{K'_1 R R_e - K'_2 R X_e}{R_e^2 + X_e^2} - j \frac{K'_2 R R_e + K'_1 R X_e}{R_e^2 + X_e^2}, \quad (2.37)$$

Condiția de stabilitate absolută a circuitului (2.33), luând în considerație (2.37), este:

$$\operatorname{Re}(\mathbf{H}) = \frac{K'_1 R R_e - K'_2 R X_e}{R_e^2 + X_e^2} > -1. \quad (2.38)$$

Conform relației (2.23), se consideră:

$$\begin{aligned} K'_1 \cdot R &= R_i; \\ -K'_2 \cdot R &= X_i \end{aligned} \quad (2.39)$$

și, astfel, condiția de stabilitate absolută a circuitului (2.38) va fi:

$$R_i R_e + X_i X_e > -(R_e^2 + X_e^2). \quad (2.40)$$

În cazul în care impedanța echivalentă a circuitului extern are caracter activ, adică  $X_e = 0$ , atunci condiția (2.42) se simplifică:

$$R_e > -R_i \quad (2.41)$$

Pentru  $R_i > 0$  condiția de stabilitate (2.41) se satisface automat, dar pentru  $R_i < 0$ , condiția de stabilitate va avea o formă mai generală

$$R_e > |R_{i_{max}}| \quad (2.42)$$

După cum urmează din relația (2.42), la măsurarea impedanței de orice caracter, SMI își menține stabilitatea funcțională doar dacă este utilizat în circuite cu rezonanță serie, alimentate de la un generator stabil de curent cu rezistență internă cu caracter pur activ.

## **Concluzii la capitolul 2:**

A fost elaborată structura simulatorului de impedanță în coordonate carteziane cu caracteristici avansate, care asigură reproducerea cu precizie înaltă a impedanței și cu posibilitatea reglării benzilor de valori și a valorilor componentelor acesteia. Acest simulator se mai caracterizează prin :

- posibilitatea reproducerii impedanțelor simulate de orice caracter al componentelor;
- reglarea independentă a componentelor impedanței simulate;
- lipsa elementelor reactive reglabile (condensatoare variabile, magazine de inductanță și capacitate etc.).

A fost demonstrată posibilitatea utilizării simulatoarelor metrologice de impedanță în calitate de elemente de referință în măsurătoarele de impedanță cu rezonanță simulată în coordonate carteziane.

La elaborarea structurii simulatorului de impedanță a fost utilizată metoda de sinteză și analiză funcțională bazată pe aplicarea grafurilor de fluentă. Cu ajutorul grafurilor de fluentă a fost perfecționată structura simulatorului prin excluderea buclelor de reacție inversă pozitivă.

A fost elaborat modelul matematic, obținut prin metoda grafurilor de fluentă, care asigură determinarea condițiilor de stabilitate a simulatorului metrologic de impedanță. Simulatorul de impedanță își menține stabilitatea funcțională doar dacă este utilizat în circuite cu rezonanță serie, alimentate de la un generator stabil de curent cu rezistență internă cu caracter pur activ .

### 3. EROAREA SIMULATORULUI METROLOGIC DE IMPEDANȚĂ

#### 3.1. Erori de măsurare

Din cauza idealizării obiectului supus măsurării, interacțiunii aparat-obiect, precum și datorită acțiunii factorilor perturbători, rezultatul oricărei măsurări diferă de valoarea reală a mărimii fizice măsurate, adică este afectat de o eroare. Acest rezultat este util în practică numai dacă se cunoaște nivelul erorii respective [148].

După modul de exprimare există erori absolute și erori relative [131].

Eroarea absolută se definește ca fiind diferența dintre valoarea măsurată  $M_i^M$  și valoarea adevărată  $M_i^A$  a mărimii măsurate. Eroarea absolută la măsurarea unei impedanțe se va determina prin relația:

$$\Delta_Z = Z_i^M - Z_i^A, \quad (3.1)$$

unde:  $Z_i^M$  - impedanța măsurată;  $Z_i^A$  - impedanța de valoare adevărată.

Eroarea absolută poate fi pozitivă sau negativă și se exprimă în aceleași unități de măsură ca și mărimea de măsurat. Eroarea absolută arată cu cât s-a greșit în cadrul unei măsurări față de valoarea adevărată, dar nu dă direct nici o informație utilă asupra gradului de precizie al măsurării.

Eroarea relativă  $\delta_Z$  reprezintă raportul dintre eroarea absolută  $\Delta_Z$  și valoarea adevărată  $Z_i^A$ :

$$\delta_Z = \frac{Z_i^M - Z_i^A}{Z_i^A} = \frac{Z_i^M}{Z_i^A} - 1. \quad (3.2)$$

Se observă că  $\delta_Z$  este un număr adimensional, de aceea este comodă în aplicațiile practice. Cunoașterea valorii erorii relative este importantă, deoarece pe baza acesteia se stabilește precizia măsurării respective: cu cât eroarea este mai mică cu atât precizia este mai bună [170].

După caracterul lor, erorile de măsurare se clasifică în erori grosolane, erori sistematice și erori aleatoare.

Erorile grosolane se caracterizează prin valori foarte mari și au probabilitate mică de apariție. Ele sunt, de regulă, consecința efectuării neadecvate a unei măsurări. Acestea se pot datora folosirii aparatelor defecte, alegerii necorespunzătoare a aparatelor sau metodelor, dar și neatenției operatorului. Rezultatul unei măsurări afectat de eroare grosolană se numește valoare aberantă, care trebuie identificată și exclusă din șirul de rezultate [163].

Erorile sistematice se numesc erorile de măsurare care nu variază la repetarea unei măsurări în condiții identice sau variază într-un mod determinabil când condițiile se modifică. Ele au o componentă determinabilă și una nedeterminabilă. Erorile sistematice determinabile se datorează mijloacelor de măsurare, imperfecțiunii reglajului de zero, imperfecțiunii metodelor de măsurare și variației factorilor de influență în raport cu condițiile de etalonare. Erorile sistematice determinabile sunt cunoscute ca mărime și semn, deci pot fi eliminate prin corecții. Eroarea sistematică absolută calculată cu semn schimbat se numește corecție [151].

Componenta nedeterminabilă a erorii sistematice nu este cunoscută, ci doar estimată. În multe cazuri, erorile sistematice nedeterminabile ar putea fi determinate, dar acest lucru nu se face din următoarele motive: complicații și costuri nejustificate, indisponibilitatea unor mijloace adecvate, incomoditatea sau durata prea lungă a operațiilor necesare, precizia măsurării considerate este satisfăcătoare și nu este necesară corecția erorilor sistematice.

Erorile aleatoare sunt erori de măsurare care variază imprevizibil atât ca valoare, cât și ca semn, la repetarea unei măsurări în condiții practic identice. Prin definiție, erorile aleatoare au probabilități egale de a fi pozitive sau negative. Valoarea lor medie pentru un număr mare de măsurări repetate este nulă. Ele nu pot fi cunoscute ca semn și valoare, ci pot fi estimate numai ca limită superioară, cu ajutorul statisticii matematice, pe baza unui număr mare de măsurări repetate pentru o singură valoare a măsurandului. Cauzele acestor erori au originea în fluctuațiile accidentale ale factorilor de influență, în caracterul aleatoriu al unor parametri funcționali și în inconstanța calității operatorului [154].

Calitatea unei măsurări de a nu fi afectată de erori se numește precizie. Neafectarea cu erori sistematice se numește justete, iar neafectarea cu erori aleatoare se numește fidelitate.

Precizia aparatului de măsurare este calitatea acestuia de a da rezultate cât mai apropiate de valoarea adevărată a măsurandului. Cantitativ, precizia de aparat este descrisă de eroarea instrumentală care include atât eroarea sistematică, cât și eroarea întâmplătoare. Erorile instrumentale se împart în erori de bază și erori suplimentare [149].

Eroarea de bază a unui aparat de măsurare reprezintă eroarea totală determinată în condiții de referință, adică în situații când factorii de influență au valori controlate. Eroarea suplimentară reprezintă eroarea provocată de variația unui singur factor de influență, ceilalți fiind menținuți la valori de referință.

Din cele relatate mai sus rezultă că la aprecierea preciziei unui aparat de măsurat un rol important îl are precizia mijloacelor de măsurare din componența acestuia și în special precizia elementului de referință. De aceea, utilizarea SMI în cadrul impedanțmetrelor necesită cunoașterea preciziei impedanței simulate de acesta. Eroarea de reproducere a impedanței de

către SMI este determinată atât de o componentă sistematică, cât și de o componentă aleatoare. Eroarea aleatoare poate fi estimată cu ajutorul statisticii matematice la reproducerea, în aceleași condiții, a unui număr cât mai mare, de aceea un interes practic deosebit se acordă determinării componentei sistematice a erorii.

Eroarea sistematică a SMI este determinată de eroarea cauzată de toleranța elementelor pasive, de eroarea cauzată de factorii de neidealitate a componentelor active, precum și de eroarea cauzată de instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare și variația temperaturii. În continuare se vor determina relațiile pentru aceste componente ale erorii sistematice a SMI.

### 3.2. Eroarea cauzată de neidealitatea elementelor active ale simulatorului metrologic de impedanță

Principalii factori de neidealitate ai AO (figura 3.1) sunt [62, 64]:

1. Valoarea limitată a coeficientului de amplificare a AO fără reacție  $K_0$ . Dependența de frecvență a coeficientului de amplificare a AO  $\mathbf{K}=\mathbf{K}(j\omega)$ . Acesta poate fi aproximat cu o precizie acceptabilă prin relația [64]:

$$\mathbf{K} = \frac{K_0}{1 + j\omega_n K_0}, \quad (2.3)$$

unde:  $\omega_n = \frac{\omega_S}{\omega_E}$  - frecvența normalată a semnalului;  $\omega_S$  - frecvența semnalului;  $\omega_E$  - frecvența la

amplificarea unitară a AO.

2. Valoarea limitată a impedanței diferențiale  $\mathbf{Z}_D$ . În plus, aceasta are formă complexă datorită prezenței unei capacități parazitare paralele:

$$\mathbf{Z}_D = \frac{R_D}{1 + j\omega\tau_D}, \quad (3.4)$$

unde:  $\tau_D = R_D C_D$  - constanta de timp a impedanței  $\mathbf{Z}_D$ ;  $R_D$  - componenta activă a impedanței  $\mathbf{Z}_D$ ;  $C_D$  - capacitatea parazită.

3. Valoarea limitată a impedanțelor de mod comun  $\mathbf{Z}_{MC}$ . Acestea au formă complexă datorită prezenței unor capacități parazitare paralele:

$$\mathbf{Z}_{MC} = \frac{R_{MC}}{1 + j\omega\tau_{MC}}, \quad (3.5)$$

Unde:  $\tau_{MC} = R_{MC} C_{MC}$  - constanta de timp a impedanței  $\mathbf{Z}_{MC}$ ;  $R_{MC}$  - componenta activă a impedanței  $\mathbf{Z}_{MC}$ ;  $C_{MC}$  - capacitatea parazită.

4. Prezența unei impedanțe de ieșire  $\mathbf{Z}_{ies}$ , valoarea căreia este diferită de zero.

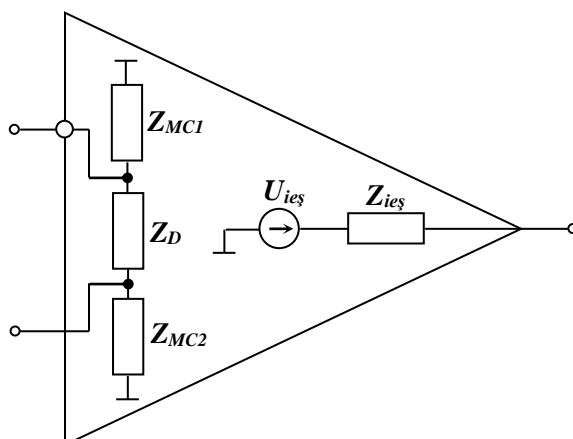


Fig. 3.1. Modelul AO pentru calcularea erorilor

SMI sunt structurate pe mai multe etaje, fiecare din ele având la bază câte un AO, acest lucru îngreunând esențial procedura de determinare directă a erorii. Pentru simplificarea acestei proceduri se determină eroarea cauzată separat de fiecare dintre factorii enumerați mai sus asupra fiecărui etaj. La determinarea acestor erori se utilizează metoda grafului de fluentă, iar rezultatele sunt prezentate în anexa 1. Conform acestor rezultate, eroarea etajelor SMI poate fi cauzată doar de următorii factori:

- valoarea limitată a coeficientului de amplificare a AO;
- dependența de frecvență a coeficientului de amplificare a AO;
- valoarea limitată a impedanțelor de mod comun  $Z_{MC}$ .

Determinarea erorii SMI presupune calcularea erorii totale a tuturor etajelor din componența sa. Întrucât eroarea totală este cauzată de trei dintre factorii de neidealitate ai AO, pentru determinarea acesteia s-a elaborat un model al SMI (figura 3.2) [96]. Conform acestui model, toate blocurile de formare și reglare a componentelor impedanței reproduse au fost substituite printr-un singur bloc amplificator cu coeficientul de transfer reglabil  $K_3$ . Eroarea noului bloc poate fi exclusă prin reglarea corespunzătoare a coeficientului  $K_3$ , de aceea, în modelul propus se consideră doar factorii de eroare ai primelor două etaje. Conform rezultatelor calculelor erorilor cauzate de influența separată a fiecărui factor asupra acestor două etaje (anexa 1), eroarea modelului SMI este determinată de următoarele:

- valoarea limitată a coeficientului de amplificare al AO din structura convertorului curent-tensiune –  $K_1$ ;
- valoarea limitată a coeficientului de amplificare al AO din structura amplificatorului diferențial –  $K_2$ ;

- dependența de frecvență a coeficientului de amplificare al AO din structura convertorului curent-tensiune  $K_1 = K_1(j\omega)$ ;
- dependența de frecvență a coeficientului de amplificare al AO din structura amplificatorului diferențial  $K_2 = K_2(j\omega)$ ;
- valoarea limitată a impedanței de mod comun a AO din structura convertorului curent-tensiune  $Z_{MC}$ .

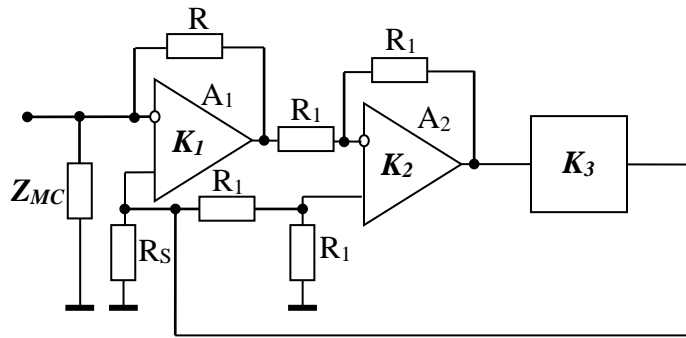


Fig. 3.2. Modelul SMI pentru calcularea erorilor

Valoarea impedanței reproduse de circuitul model va constitui valoarea reală a impedanței reproduse de SMI, iar pentru determinarea acesteia se utilizează metoda grafului de fluentă conform [81] (figura 3.3).

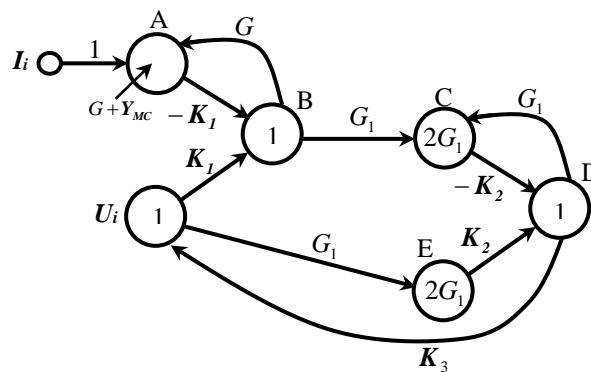


Fig. 3.3. Graful de fluentă a modelului SMI pentru calcularea erorilor

În urma rezolvării grafului prin metoda formulei lui Mason obținem transmitanța grafului, care reprezintă și valoarea adevărată a impedanței reproduse:

$$Z_i^M = K_3 \cdot R \frac{K_1 K_2}{\left( \frac{Y_{MC}}{G} + K_1 \right) (K_2 + 2) + K_2 K_3 \left[ \frac{Y_{MC}}{G} (K_1 - 1) - 1 \right]} \quad (3.6)$$

În caz ideal, impedanța reprodusă de circuitul model este:

$$Z_i^A = K_3 \cdot R. \quad (3.7)$$

Eroarea impedanței reproduse de circuitul SMI, considerând (3.2), (3.6) și (3.7), este:

$$\delta(Z_i)_{AO} = \frac{Z_i^M}{Z_i^A} - 1 = \frac{K_1 K_2}{\left( \frac{R}{Z_{MC}} + K_1 \right) (K_2 + 2) + K_2 K_3 \left[ \frac{R}{Z_{MC}} (K_1 - 1) - 1 \right]} - 1. \quad (3.8)$$

Dacă considerăm AO<sub>1</sub> și AO<sub>2</sub> de același tip cu coeficienții de amplificare  $K_1=K_2=K \gg 2$ , atunci expresia (3.8) se simplifică:

$$\delta(Z_i)_{AO} = \frac{K}{\frac{R}{Z_{MC}} + K + K_3 \left( \frac{R}{Z_{MC}} K - 1 \right)} - 1. \quad (3.9)$$

Substituind relațiile (3.3) și (3.5) în (3.9), obținem:

$$\delta(Z_i)_{AO} = \frac{K}{1 + j\omega_n K} \frac{R}{R_{MC} (1 + j\omega\tau_{MC}) + \frac{K}{1 + j\omega_n K} + (K_R + jK_X) \left[ \frac{K \cdot R}{R_{MC}} \cdot \frac{1 + j\omega\tau_{MC}}{1 + j\omega_n K} - 1 \right]} - 1, \quad (3.10)$$

unde:  $K_R$  și  $K_X$  reprezintă componenta reală și respectiv imaginară a coeficientului  $K_3$ :

$$K_3 = K_R + jK_X. \quad (3.11)$$

După efectuarea transformărilor corespunzătoare asupra relației (3.10) obținem următoare expresie a erorii  $\delta z_i$ :

$$\delta(Z_i)_{AO} = \frac{(K - \chi)\chi - \varepsilon^2}{\chi^2 + \varepsilon^2} + j \frac{-K\varepsilon}{\chi^2 + \varepsilon^2}, \quad (3.12)$$

unde:

$$\begin{aligned} \chi &= \alpha - \alpha\beta\omega_n K + K + K_R(\alpha K - 1) - K_X(K\alpha\beta - K\omega_n); \\ \varepsilon &= \omega_n K\alpha + \alpha\beta + K_R(\alpha\beta K - \omega_n K) + K_X(\alpha K - 1); \\ \alpha &= \frac{R}{R_{MC}}; \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\beta = \omega\tau_{MC}.$$

Conform relației (3.12), eroarea impedanței reproduse de SMI este o mărime complexă reprezentată în coordonate carteziene. Întrucât pentru impedanța reprodusă, partea reală prezintă o rezistență, iar partea imaginară o reactanță, acest lucru este valabil și pentru eroarea impedanței reproduse:

$$\delta(R_i)_{AO} = Re(\delta z_i) = \frac{(K - \chi)\chi - \varepsilon^2}{\chi^2 + \varepsilon^2}; \quad (3.14)$$

$$\delta(X_i)_{AO} = Im(\delta z_i) = -\frac{K\varepsilon}{\chi^2 + \varepsilon^2}. \quad (3.15)$$



Conform relațiilor (3.13)-(3.15), erorile componentelor impedanței reproduse sunt determinate de tipul AO utilizat, de frecvența semnalului de măsurare, de valoarea coeficientului de transfer al convertorului curent-tensiune și de valoarea componentelor reproduse. De aceea, pentru estimarea valorilor acestor erori se consideră cazuri particulare.

### 3.3. Eroarea cauzată de toleranța elementelor pasive ale simulatorului metrologic de impedanță

SMI cu structură algoritmică asigură reproducerea impedanțelor cu reglare independentă a componentei active și reactive. Structural acestea sunt alcătuite din mai multe blocuri conectate serie. Conform schemei de structură a SMI (figura 3.4), dacă se consideră blocurile acestuia blocuri cu coeficienți de transfer reali, adică cu valori ce diferă de valorile ideale, atunci relațiile (2.14) – (2.20) utilizate la deducerea expresiei pentru impedanța reprodusă vor deveni ca în formulele (3.16) – (3.21):

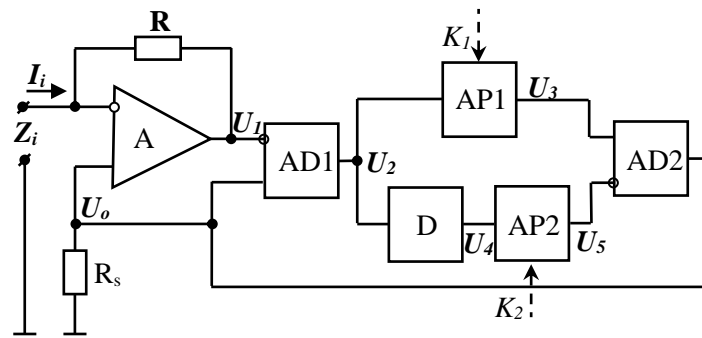


Fig. 3.4. Schema-bloc a SMI

Tensiunea  $U_1$  la ieșirea convertorului curent-tensiune va fi:

$$U_1 = -K_{CIU} \cdot I_i + U_i, \quad (3.16)$$

unde:  $K_{CIU}$  – coeficientul de transfer al convertorului curent-tensiune. Tensiunea  $U_2$  la ieșirea amplificatorului diferențial AD1, luând în considerație (3.16), va fi:

$$U_2 = K_{AD+} U_i - K_{AD-} U_1 = K_{AD+} U_i + K_{AD-} K_{CIU} I_i - K_{AD-} U_i, \quad (3.17)$$

unde:  $K_{AD+}$  și  $K_{AD-}$  – coeficientul de transfer al amplificatorului diferențial de la intrarea neinversoare, respectiv inversoare la ieșire.

Tensiunea  $U_3$  la ieșirea amplificatorului programabil AP1 va fi:

$$U_3 = K_1 \cdot U_2 = K_{AP1} U_i (K_{AD+} - K_{AD-}) + K_{AP1} K_{AD-} K_{CIU} I_i, \quad (3.18)$$

unde:  $K_{AP1}$  – coeficientul de amplificare al amplificatorului AP1. Tensiunea  $U_4$  la ieșirea defazorului D, luând în considerație (3.17), poate fi reprezentată astfel:

$$U_4 = jK_{\varphi} \cdot U_2 = j[K_{\varphi}U_i(K_{AD+} - K_{AD-}) + K_{\varphi}K_{AD-}K_{CIU}I_i], \quad (3.19)$$

unde:  $K_{\varphi}$  – modulul coeficientului de transfer al defazorului. Tensiunea  $U_5$  la ieșirea amplificatorului programabil AP2, luând în considerație (3.19), va fi:

$$U_5 = K_{AP2} \cdot U_4 = jK_{AP2}[K_{\varphi}U_i(K_{AD+} - K_{AD-}) + K_{\varphi}K_{AD-}K_{CIU}I_i], \quad (3.20)$$

unde:  $K_{AP2}$  – coeficientul de amplificare al amplificatorului AP2. Tensiunea de ieșire  $U_o$  se obține prin sumarea tensiunii  $U_3$  aplicată la intrarea neinversoare și tensiune  $U_5$  aplicată la intrarea inversoare.

Valoarea acestei tensiuni, luând în considerație (3.18) și (3.20), constituie:

$$U_o = K_{AD+}U_3 - K_{AD-}U_5 = K_{AD+}[K_{AP1}U_i(K_{AD+} - K_{AD-}) + K_{AP1}K_{AD-}K_{CIU}I_i] - jK_{AD-}K_{AP2}[K_{\varphi}U_i(K_{AD+} - K_{AD-}) + K_{\varphi}K_{AD-}K_{CIU}I_i] \quad (3.21)$$

Impedanța  $Z_i$  reprodusă de SMI la bornele de intrare se determină astfel:

$$Z_i = \frac{U_o}{I_i} = \frac{K_{AD+}[K_{AP1}U_i(K_{AD+} - K_{AD-}) + K_{AP1}K_{AD-}K_{CIU}I_i] - jK_{AD-}K_{AP2}[K_{\varphi}U_i(K_{AD+} - K_{AD-}) + K_{\varphi}K_{AD-}K_{CIU}I_i]}{I_i} \equiv R_i + jX_i, \quad (3.22)$$

unde componenta activă a impedanței reproduse este:

$$R_i = \frac{K_{AD+}[K_{AP1}U_i(K_{AD+} - K_{AD-}) + K_{AP1}K_{AD-}K_{CIU}I_i]}{I_i}, \quad (3.23)$$

iar componenta reactivă:

$$X_i = -\frac{K_{AD-}K_{AP2}[K_{\varphi}U_i(K_{AD+} - K_{AD-}) + K_{\varphi}K_{AD-}K_{CIU}I_i]}{I_i} \quad (3.24)$$

La realizarea transformărilor în relațiile (3.23) și (3.24) se obțin expresiile pentru componentele impedanței reproduse:

$$R_i = \frac{K_{AD+}K_{AP1}K_{AD-}K_{CIU}}{1 - K_{AD+}K_{AP1}(K_{AD+} - K_{AD-})}; \quad (3.25)$$

$$X_i = \frac{K_{AD-}K_{AP2}K_{\varphi}K_{AD-}K_{CIU}}{1 - K_{AD-}K_{AP2}K_{\varphi}(K_{AD+} - K_{AD-})}. \quad (3.26)$$

Din expresiile (3.25) și (3.26) rezultă că pentru determinarea erorilor valorilor componentelor impedanței reproduse de către SMI este necesară cunoașterea erorilor introduse de fiecare bloc al acestuia, adică determinarea valorilor erorilor fiecărui coeficient de transfer. În

continuare se vor determina expresiile erorilor datorate toleranței componentelor pasive, introduse de fiecare bloc din componenta SMI.

### Convertorul curent-tensiune

Convertorul curent-tensiune este bazat pe un AO și un rezistor conectat în bucla de reacție inversă a acestuia (figura 3.5). La intrarea inversoare a AO se aplică curentul de intrare  $I_i$ , iar la cea neinversoare tensiunea de la ieșirea SMI  $U_i$ . Tensiunea la ieșirea convertorului se determină prin relația:

$$U_1 = U_i - RI_i \quad (3.47)$$

Conform teoriei erorilor [148, 170, 171], eroarea valorii tensiunii la ieșirea convertorului ținând cont de (3.27), este:

$$\delta(U_1) = \delta(U_i) + \delta(RI_i). \quad (3.28)$$

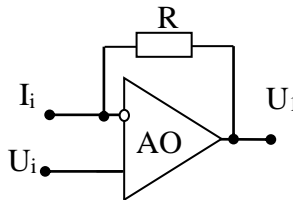


Fig. 3.5. Circuitul convertorului curent-tensiune

Primul termen al sumei (3.28) reprezintă eroarea tensiunii de ieșire a SMI și nu depinde la această etapă de toleranța rezistenței R, de aceea relația (3.28) poate fi scrisă

$$\delta(U_1) = \delta(RI_i). \quad (3.29)$$

Dacă se consideră că valoarea rezistenței în funcție de toleranța acesteia, adică,

$$R = R \pm \varepsilon R, \quad (3.30)$$

unde  $\varepsilon$  este toleranța rezistenței, atunci din relația (3.29) rezultă că eroarea tensiunii de la ieșirea convertorului curent-tensiune este cauzată de toleranța rezistorului R și poate fi determinată prin relația:

$$\delta(U_1) = \frac{(R \pm \varepsilon R)I_i}{RI_i} - 1 = \pm \varepsilon. \quad (3.31)$$

Din relația (3.31) rezultă că eroarea introdusă de convertorul curent-tensiune este egală cu toleranța rezistorului R. Deci se poate considera eroarea coeficientului de transfer al convertorului de la intrarea inversoare la ieșire  $K_{ciu}$  de valoarea:

$$\delta(K_{ciu}) = \pm \varepsilon. \quad (3.32)$$

### Amplificatorul diferențial

Coeficientul de amplificare al amplificatorului diferențial pe baza amplificatorului operațional este determinat doar de valorile rezistențelor din componența acestuia (figura 3.6), de aceea eroarea introdusă de acesta este determinată de toleranța acestor rezistențe.

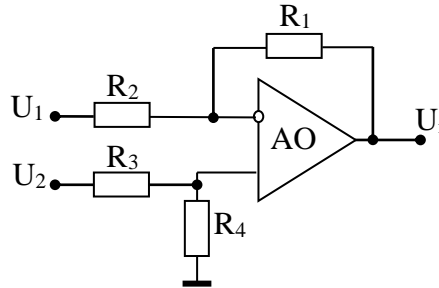


Fig. 3.6. Circuitul amplificatorului diferențial

Tensiunea la ieșirea amplificatorului diferențial este:

$$U_i = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_2 - \frac{R_1}{R_2} U_1. \quad (3.33)$$

În relația (3.33), dacă se consideră  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ , atunci obținem relația care a fost utilizată la sinteza SMI  $U_i = U_2 - U_1$ .

Din (3.33) rezultă că eroarea tensiunii de ieșire este determinată atât de eroarea coeficientului de transfer de la intrarea neinversoare ( $K_{AD+}$ ), cât și de eroarea coeficientului de transfer de la intrarea inversoare ( $K_{AD-}$ ) dacă se consideră:

$$K_{AD+} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4}; \quad (3.34)$$

$$K_{AD-} = -\frac{R_1}{R_2}. \quad (3.35)$$

În continuare se vor determina relațiile pentru erorile acestor doi coeficienți, considerându-se toleranțele rezistențelor. Erorile parțiale ale coeficientului  $K_{AD-}$  sunt:

$$\delta(K_{AD-}) \Big|_{R_1=R_1 \pm \varepsilon R_1} = \frac{R_1 \pm \varepsilon R_1}{R_1} - 1 = \pm \varepsilon; \quad (3.36)$$

$$\delta(K_{AD-}) \Big|_{R_2=R_2 \pm \varepsilon R_2} = \frac{R_1}{R_2 \pm \varepsilon R_2} - 1 = \pm \frac{\varepsilon}{1 - \varepsilon}. \quad (3.37)$$

Dacă se consideră că rezistențele  $R_1$  și  $R_2$  au aceeași toleranță  $\varepsilon$ , atunci eroarea totală a coeficientului  $K_{AD-}$  este:

$$\delta(K_{AD-}) = \delta(K_{AD-})_{R_1=R_1 \pm \varepsilon R_1} + \delta(K_{AD-})_{R_2=R_2 \pm \varepsilon R_2} = \pm \left( \varepsilon + \frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right). \quad (3.38)$$

Erorile parțiale ale coeficientului  $K_{AD+}$  sunt:

$$\delta(K_{AD+})_{R_1=R_1 \pm \varepsilon R_1} = \frac{\frac{R_2 + R_1 \pm \varepsilon R_1}{R_2} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_3}}{\frac{R_2 + R_1}{R_2} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_3}} - I = \frac{R_2 + R_1(1 \pm \varepsilon)}{R_2 + R_1} - I. \quad (3.39)$$

Dacă se consideră că rezistențele  $R_1$  și  $R_2$  au aceeași valoare nominală  $R$ , atunci relația (3.39) se simplifică:

$$\delta(K_{AD+})_{R_1=R_1 \pm \varepsilon R_1} = \frac{R + R(1 \pm \varepsilon)}{2R} - I = \pm \frac{\varepsilon}{2}; \quad (3.40)$$

$$\delta(K_{AD+})_{R_2=R_2 \pm \varepsilon R_2} = \frac{\frac{R_1 + R_2 \pm \varepsilon R_2}{R_2 + R_1} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_3}}{\frac{R_2 + R_1}{R_2} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_3}} - I = \frac{R_1 + R_2(1 \pm \varepsilon)}{(R_2 + R_1)(1 \pm \varepsilon)} - I. \quad (3.41)$$

Sau dacă  $R_1 = R_2 = R$ , atunci:

$$\delta(K_{AD+})_{R_2=R_2 \pm \varepsilon R_2} = \frac{R(2 \pm \varepsilon)}{2R(1 \pm \varepsilon)} - I = \pm \frac{\varepsilon}{2 - 2\varepsilon}; \quad (3.42)$$

$$\delta(K_{AD+})_{R_3=R_3 \pm \varepsilon R_3} = \frac{\frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_3 \pm \varepsilon R_3}}{\frac{R_2 + R_1}{R_2} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_3}} - I = \frac{R_4 + R_3}{R_4 + R_3(1 \pm \varepsilon)} - I. \quad (3.43)$$

Sau dacă  $R_3 = R_4 = R$ , atunci:

$$\delta(K_{AD+})_{R_3=R_3 \pm \varepsilon R_3} = \frac{2R}{R(2 \pm \varepsilon)} - I = \pm \frac{\varepsilon}{2 - \varepsilon}; \quad (3.44)$$

$$\delta(K_{AD+})_{R_4=R_4 \pm \varepsilon R_4} = \frac{\frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{R_4 \pm \varepsilon R_4}{R_3 + R_4 \pm \varepsilon R_4}}{\frac{R_2 + R_1}{R_2} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_3}} - I = \frac{(R_3 + R_4)(1 \pm \varepsilon)}{R_3 + R_4(1 \pm \varepsilon)} - I. \quad (3.45)$$

Sau dacă  $R_3 = R_4 = R$ , atunci:

$$\delta(K_{AD+})_{R_4=R_4 \pm \varepsilon R_4} = \frac{2R(1 \pm \varepsilon)}{R(2 \pm \varepsilon)} - I = \pm \frac{\varepsilon}{2 - \varepsilon}. \quad (3.46)$$

Dacă se consideră că rezistențele  $R_1 \div R_4$  au aceeași valoare nominală și aceeași toleranță  $\varepsilon$ , atunci eroarea totală a coeficientului  $K_{AD+}$  este:

$$\begin{aligned} \delta(K_{AD+}) &= \delta(K_{AD+})\Big|_{R_1=R_1+\varepsilon R_1} + \delta(K_{AD+})\Big|_{R_2=R_2+\varepsilon R_2} + \delta(K_{AD+})\Big|_{R_3=R_3+\varepsilon R_3} + \\ &+ \delta(K_{AD+})\Big|_{R_4=R_4+\varepsilon R_4} = \pm \left( \frac{\varepsilon}{2} + \frac{\varepsilon}{2-2\varepsilon} + \frac{\varepsilon}{2-\varepsilon} + \frac{\varepsilon}{2-\varepsilon} \right) = \pm \varepsilon \frac{\varepsilon^2 - 7\varepsilon + 5}{\varepsilon^2 - 6\varepsilon + 4}. \end{aligned} \quad (3.47)$$

### Amplificatorul programabil

Amplificatorul programabil asigură în caz ideal un coeficient de amplificare reglabil în banda de valori  $+1 \div -1$ . Acest lucru se realizează prin intermediul rezistenței variabile  $R_V$  considerând  $R_1=R_2$  (figura 3.7). În realitate, valoarea coeficientului de amplificare este supusă unei erori cauzate de toleranța rezistențelor utilizate.

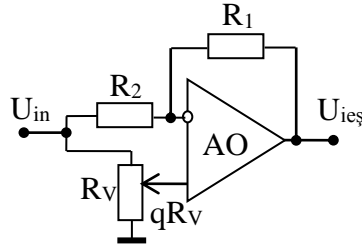


Fig. 3.7. Circuitul amplificatorului programabil

Tensiunea la ieșirea amplificatorului programabil este:

$$U_{ieș} = \frac{(R_1 + R_2)q - R_1}{R_2} U_{in}, \quad (3.48)$$

unde:  $q$  este gradul de includere în circuit a rezistenței variabile  $R_V$ . Coeficientul de transfer al circuitului este:

$$K_{AP} = \frac{(R_1 + R_2)q - R_1}{R_2} \quad (3.49)$$

și dacă se consideră  $R_1 = R_2$ , atunci coeficientul de amplificare devine  $K_{AP} = 2q - 1$ .

În continuare se determină relația pentru valoarea erorii acestui coeficient considerându-se toleranțele rezistențelor. Pentru aceasta se determină erorile parțiale:

$$\delta(K_{AP})\Big|_{R_1=R_1+\varepsilon R_1} = \frac{\frac{(R_1 \pm \varepsilon R_1 + R_2)q - (R_1 \pm \varepsilon R_1)}{R_2}}{\frac{(R_1 + R_2)q - R_1}{R_2}} - 1 = \frac{(R_1 \pm \varepsilon R_1 + R_2)q - (R_1 \pm \varepsilon R_1)}{(R_1 + R_2)q - R_1} - 1; \quad (3.50)$$

$$\delta(K_{AP})_{R_2=R_2+\varepsilon R_2} = \frac{\frac{(R_1 + R_2 \pm \varepsilon R_2)q - R_1}{R_2 \pm \varepsilon R_2}}{\frac{(R_1 + R_2)q - R_1}{R_2}} - 1 = \frac{(R_1 + R_2 \pm \varepsilon R_2)q - R_1}{(1 \pm \varepsilon)[(R_1 + R_2)q - R_1]} - 1. \quad (3.51)$$

Dacă se consideră că rezistențele  $R_1$  și  $R_2$  au aceeași valoare și toleranță  $\varepsilon$ , atunci relațiile (3.50) și (3.51) se simplifică:

$$\delta(K_{AP})_{R_1=R_1+\varepsilon R_1} = \pm \frac{\varepsilon(q-1)}{2q-1}; \quad (3.52)$$

$$\delta(K_{AP})_{R_2=R_2+\varepsilon R_2} = \pm \frac{\varepsilon(q-1)}{(1-\varepsilon)(2q-1)}. \quad (3.53)$$

În acest caz, eroarea totală a coeficientului  $K_{AP}$  este:

$$\begin{aligned} \delta(K_{AP}) &= \delta(K_{AP})_{R_1=R_1+\varepsilon R_1} + \delta(K_{AP})_{R_2=R_2+\varepsilon R_2} = \pm \left( \frac{\varepsilon(q-1)}{2q-1} + \frac{\varepsilon(q-1)}{(1-\varepsilon)(2q-1)} \right) = \\ &= \pm \left( \varepsilon + \frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right) \cdot \frac{q-1}{2q-1}. \end{aligned} \quad (3.54)$$

### Defazorul la $90^\circ$

Defazorul asigură în caz ideal introducerea unui defazaj de  $90^\circ$  pentru obținerea componentei reactive, fără a modifica amplitudinea semnalului (figura 3.8). În realitate, valoarea defazajului poate devia de la valoarea de  $90^\circ$ , plus că este posibilă și o variație a valorii amplitudinii la ieșirea acestuia. Aceste variații sunt cauzate de valorile toleranței componentelor pasive utilizate.

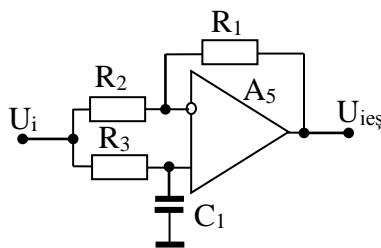


Fig. 3.8. Circuitul defazorului la  $90^\circ$

Tensiunea la ieșirea defazorului este:

$$U_{ies} = \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{Z_C}{R_3 + Z_C} - \frac{R_1}{R_2} \right) U_{in} = \left( \frac{R_2 Z_C - R_1 R_3}{R_2 R_3 + R_2 Z_C} \right) U_{in}, \quad (3.55)$$

unde:  $Z_C$  este impedanța echivalentă a condensatorului  $C_1$ . Coeficientul de transfer al defazorului este:

$$K_{\varphi} = \frac{R_2 Z_C - R_1 R_3}{R_2 R_3 + R_2 Z_C}. \quad (3.56)$$

În continuare se determină relația pentru eroarea acestui coeficient, considerându-se toleranțele rezistențelor. Pentru aceasta se determină erorile parțiale:

$$\delta(K_{\varphi})_{R_1=R_1+\varepsilon R_1} = \frac{\frac{R_2 Z_C - (R_1 \pm \varepsilon R_1) R_3}{R_2 R_3 + R_2 Z_C}}{\frac{R_2 Z_C - R_1 R_3}{R_2 R_3 + R_2 Z_C}} - 1 = \pm \varepsilon \frac{R_1 R_3}{R_2 Z_C - R_1 R_3}. \quad (3.57)$$

Dacă se consideră  $R_1 = R_2$ , atunci relația (3.57) devine:

$$\delta(K_{\varphi})_{R_1=R_1+\varepsilon R_1} = \pm \varepsilon \frac{R_3}{Z_C - R_3}. \quad (3.58)$$

Considerând impedența echivalentă a condensatorului  $C_1$   $Z_C = \frac{1}{j\omega C_1}$ , atunci:

$$\delta(K_{\varphi})_{R_1=R_1+\varepsilon R_1} = \pm \varepsilon \left( \frac{\omega^2 C_1^2 R_3^2}{1 + \omega^2 C_1^2 R_3^2} - j \frac{\omega C_1 R_3}{1 + \omega^2 C_1^2 R_3^2} \right). \quad (3.59)$$

Conform relației (2.24), pentru asigurarea unui defazaj de  $90^0$  produsul  $\omega C_1 R_3 = 1$ . Astfel, relația (3.59) se simplifică:

$$\delta(K_{\varphi})_{R_1=R_1+\varepsilon R_1} = \pm \frac{\varepsilon}{2} (1 - j). \quad (3.60)$$

Din expresia (3.60) rezultă că  $\delta(K_{\varphi})_{R_1=R_1+\varepsilon R_1}$  are formă complexă, iar modulul și argumentul se determină prin relațiile:

$$|\delta(K_{\varphi})_{R_1=R_1+\varepsilon R_1}| = \frac{\varepsilon \sqrt{2}}{2}; \quad (3.61)$$

$$\arg(\delta(K_{\varphi})_{R_1=R_1+\varepsilon R_1}) = \operatorname{arctg}(-1) = -45^0; \quad (3.62)$$

$$\delta(K_{\varphi})_{R_2=R_2+\varepsilon R_2} = \frac{\frac{(R_2 \pm \varepsilon R_2) Z_C - R_1 R_3}{(R_2 \pm \varepsilon R_2) R_3 + (R_2 \pm \varepsilon R_2) Z_C}}{\frac{R_2 Z_C - R_1 R_3}{R_2 R_3 + R_2 Z_C}} - 1 = \frac{(1 \pm \varepsilon) R_2 Z_C - R_1 R_3}{(1 \pm \varepsilon)(R_2 Z_C - R_1 R_3)} - 1. \quad (3.63)$$

Și dacă se consideră  $R_1 = R_2$ , atunci relația (3.63) devine:

$$\delta(K_{\varphi})_{R_2=R_2+\varepsilon R_2} = \pm \frac{\varepsilon}{1 \pm \varepsilon} \frac{R_3}{Z_C - R_3}. \quad (3.64)$$



Sau dacă  $Z_C = \frac{I}{j\omega C_1}$ , atunci:

$$\delta(\mathbf{K}_\varphi)_{R_2=R_2+\varepsilon R_2} = \pm \frac{\varepsilon}{I \pm \varepsilon} \left( \frac{\omega^2 C_1^2 R_3^2}{I + \omega^2 C_1^2 R_3^2} - j \frac{\omega C_1 R_3}{I + \omega^2 C_1^2 R_3^2} \right) \quad (3.65)$$

În cazul când  $\omega C_1 R_3 = I$ :

$$\delta(\mathbf{K}_\varphi)_{R_2=R_2+\varepsilon R_2} = \pm \frac{\varepsilon}{2(I \pm \varepsilon)} (I - j). \quad (3.66)$$

Din expresia (3.66) rezultă că  $\delta(\mathbf{K}_\varphi)_{R_2=R_2+\varepsilon R_2}$  are formă complexă, iar modulul și argumentul se determină prin relațiile:

$$|\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{R_2=R_2+\varepsilon R_2} = \frac{\varepsilon\sqrt{2}}{2(I \pm \varepsilon)}; \quad (3.67)$$

$$\arg(\delta(\mathbf{K}_\varphi))_{R_2=R_2+\varepsilon R_2} = \arctg(-1) = -45^\circ. \quad (3.68)$$

$$\delta(\mathbf{K}_\varphi)_{R_3=R_3+\varepsilon R_3} = \frac{\frac{R_2 Z_C - R_1(R_3 \pm \varepsilon R_3)}{R_2(R_3 \pm \varepsilon R_3) + R_2 Z_C} - 1}{\frac{R_2 Z_C - R_1 R_3}{R_2 R_3 + R_2 Z_C}}. \quad (3.69)$$

Dacă se consideră  $R_1 = R_2$ , iar impedanța echivalentă a condensatorului  $C_1$   $Z_C = \frac{I}{j\omega C_1}$ ,

atunci relația (3.69) devine:

$$\delta(\mathbf{K}_\varphi)_{R_3=R_3+\varepsilon R_3} = - \frac{2\varepsilon^2 \omega^2 C_1^2 R_3^2}{[\omega^2 C_1^2 R_3^2 (I \pm \varepsilon) + I]^2 + \varepsilon^2 \omega^2 C_1^2 R_3^2} - j \frac{2(\pm \varepsilon) \omega C_1 R_3 [\omega^2 C_1^2 R_3^2 (I \pm \varepsilon) + I]}{[\omega^2 C_1^2 R_3^2 (I \pm \varepsilon) + I]^2 + \varepsilon^2 \omega^2 C_1^2 R_3^2}. \quad (3.70)$$

Și dacă se consideră  $\omega C_1 R_3 = I$ , atunci:

$$\delta(\mathbf{K}_\varphi)_{R_3=R_3+\varepsilon R_3} = - \frac{2\varepsilon^2}{2\varepsilon^2 \pm 4\varepsilon + 4} - j \frac{2\varepsilon^2 \pm 4\varepsilon}{2\varepsilon^2 \pm 4\varepsilon + 4}. \quad (3.71)$$

Din expresia (3.71) rezultă că  $\delta(\mathbf{K}_\varphi)_{R_3=R_3+\varepsilon R_3}$  are formă complexă, iar modulul și argumentul se determină prin relațiile:

$$|\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{R_3=R_3+\varepsilon R_3} = \frac{2\varepsilon\sqrt{2\varepsilon^2 \pm 4\varepsilon + 4}}{2\varepsilon^2 \pm 4\varepsilon + 4}; \quad (3.72)$$

$$\arg(\delta(\mathbf{K}_\varphi))_{R_3=R_3+\varepsilon R_3} = \arctg \frac{2\varepsilon^2 \pm 4\varepsilon}{2\varepsilon^2} = \arctg \frac{\varepsilon \pm 2}{\varepsilon}. \quad (3.73)$$

În continuare se determină relația pentru estimarea valorii erorii coeficientului de transfer al defazorului cauzată de toleranța de fabricație  $\sigma$  a condensatorului  $C_1$ , considerând

$$C = C \pm \sigma C : \quad (3.74)$$

$$\delta(\mathbf{K}_\varphi)_{C_1=C_1 \pm \sigma C_1} = \frac{\frac{R_2 \frac{I}{j\omega C_1 (I \pm \sigma)} - R_1 R_3}{R_2 R_3 + R_2 \frac{I}{j\omega C_1 (I \pm \sigma)}}}{\frac{R_2 \frac{I}{j\omega C_1} - R_1 R_3}{R_2 R_3 + R_2 \frac{I}{j\omega C_1}}} - I. \quad (3.75)$$

Dacă se consideră  $R_1 = R_2$ , și se efectuează transformările necesare, atunci relația (3.75) devine:

$$\delta(\mathbf{K}_\varphi)_{C_1=C_1 \pm \sigma C_1} = - \frac{2\sigma^2 \omega^2 C_1^2 R_3^2}{[\omega^2 C_1^2 R_3^2 (I \pm \sigma) + I]^2 + \sigma^2 \omega^2 C_1^2 R_3^2} - j \frac{2(\pm \sigma) \omega C_1 R_3 [\omega^2 C_1^2 R_3^2 (I \pm \sigma) + I]}{[\omega^2 C_1^2 R_3^2 (I \pm \sigma) + I]^2 + \sigma^2 \omega^2 C_1^2 R_3^2}, \quad (3.76)$$

unde:  $\sigma$  – abaterea valorii capacității  $C_1$  de la valoarea nominală.

Dacă se consideră  $\omega C_1 R_3 = I$ , atunci relația (3.76) se simplifică:

$$\delta(\mathbf{K}_\varphi)_{C_1=C_1 \pm \sigma C_1} = - \frac{2\sigma^2}{2\sigma^2 \pm 4\sigma + 4} - j \frac{2\sigma^2 \pm 4\sigma}{2\sigma^2 \pm 4\sigma + 4}. \quad (3.77)$$

Din expresia (3.77) rezultă că  $\delta(\mathbf{K}_\varphi)_{C_1=C_1 \pm \sigma C_1}$  are formă complexă, iar modulul și argumentul se determină prin relațiile:

$$|\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{C_1=C_1 \pm \sigma C_1} = \frac{2\sigma \sqrt{2\sigma^2 \pm 4\sigma + 4}}{2\sigma^2 \pm 4\sigma + 4}; \quad (3.78)$$

$$\arg(\delta(\mathbf{K}_\varphi))_{C_1=C_1 \pm \sigma C_1} = \arctg \frac{2\sigma^2 \pm 4\sigma}{2\sigma^2} = \arctg \frac{\sigma \pm 2}{\sigma}. \quad (3.79)$$

După cum a fost precizat mai sus, pentru asigurarea unui defazaj de 90 trebuie respectată condiția  $\omega C_1 R_3 = I$ . Dacă se respectă această condiție și se consideră că rezistențele  $R_1$  și  $R_2$  au aceeași valoare nominală și împreună cu  $R_3$  au aceeași toleranță  $\varepsilon$ , iar condensatorul  $C_1$  are toleranța de fabricație  $\sigma$ , atunci modulul erorii totale introduse de defazorul la 90<sup>0</sup> este:

$$\begin{aligned} |\delta(\mathbf{K}_\varphi)| &= |\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{R_1=R_1 \pm \varepsilon R_1} + |\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{R_2=R_2 \pm \varepsilon R_2} + |\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{R_3=R_3 \pm \varepsilon R_3} + |\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{C_1=C_1 \pm \sigma C_1} = \\ &= \frac{\varepsilon \sqrt{2}}{2} + \frac{\varepsilon \sqrt{2}}{2(I \pm \varepsilon)} + \frac{2\varepsilon \sqrt{2\varepsilon^2 \pm 4\varepsilon + 4}}{2\varepsilon^2 \pm 4\varepsilon + 4} + \frac{2\sigma \sqrt{2\sigma^2 \pm 4\sigma + 4}}{2\sigma^2 \pm 4\sigma + 4}. \end{aligned} \quad (3.80)$$

După obținerea expresiilor pentru estimarea valorilor erorilor introduse de fiecare bloc al SMI (3.32), (3.38), (3.47), (3.54) și (3.80), se determină valoarea erorii fiecărei componente a

impedanței reproduse,  $\delta(R_i)$  și  $\delta(X_i)$ , conform relațiilor (3.25) și (3.26), utilizând legile de propagare a erorilor [148]. Pentru aceasta se consideră că toate rezistențele din circuitul SMI au aceeași toleranță  $\varepsilon$ , condensatorul  $C_1$  din componența defazorului are toleranța de fabricație  $\sigma$  și împreună cu rezistența  $R_3$  determină defazajul de  $90^0$ , iar  $q$  reprezintă gradul de includere în circuit a rezistențelor variabile ale amplificatoarelor programabile. Astfel, relația pentru estimarea valorii erorii componente active a impedanței reproduse este:

$$\begin{aligned} \delta(R_i)_{R=R \pm \varepsilon R} = & \pm \left\{ \delta(K_{AD+})^2 + \delta(K_{AP})^2 + \delta(K_{AD-})^2 + \delta(K_{CIU})^2 + \delta(K_{AD+})^2 + \delta(K_{AP})^2 + \right. \\ & \left. + [\delta(K_{AD+}) + \delta(K_{AD+})]^2 \right\}^{1/2} = \pm \left\{ \left( \varepsilon \frac{\varepsilon^2 - 7\varepsilon + 5}{\varepsilon^2 - 6\varepsilon + 4} \right)^2 + \left[ \left( \varepsilon + \frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right) \cdot \frac{q-1}{2q-1} \right]^2 + \left( \varepsilon + \frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right)^2 + \right. \\ & \left. + \varepsilon^2 + \left( \varepsilon \frac{\varepsilon^2 - 7\varepsilon + 5}{\varepsilon^2 - 6\varepsilon + 4} \right)^2 + \left[ \left( \varepsilon + \frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right) \cdot \frac{q-1}{2q-1} \right]^2 + \left( \varepsilon \frac{\varepsilon^2 - 7\varepsilon + 5}{\varepsilon^2 - 6\varepsilon + 4} + \varepsilon + \frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right)^2 \right\}^{1/2} \end{aligned} \quad (3.81)$$

Din relațiile (3.81) se observă că valoarea erorii componente active a impedanței reproduse depinde de valoarea toleranței rezistoarelor și de valoarea componente reproduse.

Relația pentru aprecierea valorii erorii componente reactive a impedanței reproduse, în conformitate cu relația (3.26), și legile de propagare a erorilor [148] este:

$$\begin{aligned} \delta(X_i)_{R=R \pm \varepsilon R, C=C \pm \sigma C} = & \pm \left\{ \delta(K_{AD-})^2 + \delta(K_{AP})^2 + |\delta(K_\varphi)|^2 + \delta(K_{AD-})^2 + \delta(K_{CIU})^2 + \delta(K_{AD-})^2 + \right. \\ & \left. + \delta(K_{AP})^2 + |\delta(K_\varphi)|^2 + [\delta(K_{AD+}) + \delta(K_{AD+})]^2 \right\}^{1/2} = \pm \left\{ 3 \cdot \left( \varepsilon + \frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right)^2 + 2 \cdot \left[ \left( \varepsilon + \frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right) \cdot \frac{q-1}{2q-1} \right]^2 + \right. \\ & \left. + 2 \cdot \left[ \frac{\varepsilon\sqrt{2}}{2} + \frac{\varepsilon\sqrt{2}}{2(1 \pm \varepsilon)} + \frac{2\varepsilon\sqrt{2\varepsilon^2 \pm 4\varepsilon + 4}}{2\varepsilon^2 \pm 4\varepsilon + 4} + \frac{2\sigma\sqrt{2\sigma^2 \pm 4\sigma + 4}}{2\sigma^2 \pm 4\sigma + 4} \right]^2 + \varepsilon^2 + \right. \\ & \left. + \left( \varepsilon \frac{\varepsilon^2 - 7\varepsilon + 5}{\varepsilon^2 - 6\varepsilon + 4} + \varepsilon + \frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right)^2 \right\}^{1/2} \end{aligned} \quad (3.82)$$

Relația (3.82) este determinată, considerându-se condiția  $\omega C_1 R_3 = 1$ . Din relațiile (3.82) se observă că valoarea erorii componente reactive a impedanței reproduse depinde de valoarea toleranței rezistoarelor, de valoarea toleranței condensatorului  $C_1$ , dar și de valoarea componente reproduse  $X_i$ .

Argumentul erorii introduse de defazor, dacă se consideră că rezistențele  $R_1$  și  $R_2$  au aceeași valoare nominală și împreună cu  $R_3$  au aceeași toleranță  $\varepsilon$ , iar condensatorul  $C_1$  are toleranța de fabricație  $\sigma$ , conform relațiilor (3.62), (3.68), (3.73) și (3.79), este determinat prin relația:

$$\begin{aligned} \arg(\delta(\mathbf{K}_\varphi)) &= \arg(\delta(\mathbf{K}_\varphi))\Big|_{R_1=R_1+\varepsilon R_1} + \arg(\delta(\mathbf{K}_\varphi))\Big|_{R_2=R_2+\varepsilon R_2} + \arg(\delta(\mathbf{K}_\varphi))\Big|_{R_3=R_3+\varepsilon R_3} + \\ &+ \arg(\delta(\mathbf{K}_\varphi))\Big|_{C_1=C_1+\sigma C_1} = \operatorname{arctg} \frac{\varepsilon \pm 2}{\varepsilon} + \operatorname{arctg} \frac{\sigma \pm 2}{\sigma} - 90^\circ. \end{aligned} \quad (3.83)$$

Pentru a determina influența acestui argument asupra defazajului dintre componentele impedanței reproduse se consideră coeficientul de transfer al defazorului la  $90^\circ$ :

$$\mathbf{K}'_\varphi = \mathbf{K}_\varphi \pm K_\varphi \cdot |\delta(\mathbf{K}_\varphi)| e^{j \arg[\delta(\mathbf{K}_\varphi)]}, \quad (3.84)$$

unde:  $\mathbf{K}_\varphi = e^{j90^\circ}$  – coeficientul de transfer al defazorului ideal.

Efectuând unele transformări, relația (3.84) devine:

$$\mathbf{K}'_\varphi = |\mathbf{K}'_\varphi| e^{j \left\{ 90 \pm \operatorname{arctg} \frac{|\delta(\mathbf{K}_\varphi)| \cdot \sin\{\arg[\delta(\mathbf{K}_\varphi)]\}}{1 \pm \cos\{\arg[\delta(\mathbf{K}_\varphi)]\}} \right\}} = |\mathbf{K}'_\varphi| e^{j\varphi}, \quad (3.85)$$

unde:  $|\mathbf{K}'_\varphi|$  - modulul coeficientului de transfer al defazorului;  $\varphi$  - defazajul introdus de defazor determinat prin relația:

$$\varphi\Big|_{R=R\pm\varepsilon R, C=C\pm\sigma C} = 90 \pm \operatorname{arctg} \frac{|\delta(\mathbf{K}_\varphi)| \cdot \sin\{\arg[\delta(\mathbf{K}_\varphi)]\}}{1 \pm \cos\{\arg[\delta(\mathbf{K}_\varphi)]\}}. \quad (3.86)$$

Conform relațiilor (3.80), (3.83) și (3.86), defazajul introdus de defazorul la  $90^\circ$  este dependent de toleranța rezistențelor și a condensatorului, iar eroarea absolută a acestuia se determină cu ajutorul relației:

$$\Delta\varphi\Big|_{R=R\pm\varepsilon R, C=C\pm\sigma C} = \pm \operatorname{arctg} \frac{|\delta(\mathbf{K}_\varphi)| \cdot \sin\{\arg[\delta(\mathbf{K}_\varphi)]\}}{1 \pm \cos\{\arg[\delta(\mathbf{K}_\varphi)]\}}. \quad (3.87)$$

### 3.4. Eroarea cauzată de instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare și de variația temperaturii

Conform relației (2.24), pentru asigurarea unui defazaj de  $90^\circ$ , valorile nominale ale  $C_1$  și  $R_3$  se selectează în funcție de frecvența semnalului astfel, încât produsul  $\omega C_1 R_3 = 1$ . Pentru respectarea acestei condiții este necesară menținerea unei stabilități foarte înalte a frecvenței semnalului  $\omega$ . Prin urmare, instabilitatea valorii frecvenței semnalului reprezintă un factor de apariție a erorilor componentelor impedanței reproduse. Din expresiile (3.59), (3.65), (3.70) și (3.76) rezultă că instabilitatea frecvenței semnalului influențează doar precizia componentei reactive a impedanței reproduse. În acest caz, valoarea frecvenței semnalului poate fi considerată  $\omega = \omega \pm \Delta\omega$ ,

$$(3.88)$$

unde:  $\Delta\omega$  – abaterea valorii frecvenței de la valoarea nominală.

Considerând impedanța echivalentă a condensatorului  $C_1$   $Z_C = \frac{I}{j\omega C_1}$ , eroarea componentei reactive cauzată de instabilitatea frecvenței este:

$$\delta(\mathbf{X}_i)_{|\omega=\omega\pm\Delta\omega} = \frac{\frac{R_2 \frac{I}{j\omega C_1 (I \pm \Delta)} - R_1 R_3}{R_2 R_3 + R_2 \frac{I}{j\omega C_1 (I \pm \Delta)}}}{\frac{R_2 \frac{I}{j\omega C_1} - R_1 R_3}{R_2 R_3 + R_2 \frac{I}{j\omega C_1}}} - I. \quad (3.89)$$

Dacă se consideră  $R_1 = R_2$  și se efectuează transformările necesare, atunci relația (3.89) devine:

$$\delta(\mathbf{X}_i)_{|\omega=\omega\pm\Delta\omega} = -\frac{2\Delta^2 \omega^2 C_1^2 R_3^2}{[\omega^2 C_1^2 R_3^2 (I \pm \Delta) + I]^2 + \Delta^2 \omega^2 C_1^2 R_3^2} - j \frac{2(\pm\Delta)\omega C_1 R_3 [\omega^2 C_1^2 R_3^2 (I \pm \Delta) + I]}{[\omega^2 C_1^2 R_3^2 (I \pm \Delta) + I]^2 + \Delta^2 \omega^2 C_1^2 R_3^2}, \quad (3.90)$$

iar dacă produsul  $\omega C_1 R_3 = I$ , atunci relația (3.90) se simplifică:

$$\delta(\mathbf{X}_i)_{|\omega=\omega\pm\Delta\omega} = -\frac{2\Delta^2}{2\Delta^2 \pm 4\Delta + 4} - j \frac{2\Delta^2 \pm 4\Delta}{2\Delta^2 \pm 4\Delta + 4}. \quad (3.91)$$

Din expresia (3.91) rezultă că  $\delta(\mathbf{X}_i)_{|\omega=\omega\pm\Delta\omega}$  are formă complexă, de aceea instabilitatea frecvenței semnalului influențează atât valoarea componentei reactive reproduse, cât și defazajul dintre cele două componente ale impedanței reproduse. Eroarea componentei reactive a impedanței reproduse în acest caz va fi:

$$|\delta(\mathbf{X}_i)_{|\omega=\omega\pm\Delta\omega}| = \frac{2\Delta \sqrt{2\Delta^2 \pm 4\Delta + 4}}{2\Delta^2 \pm 4\Delta + 4}. \quad (3.92)$$

Instabilitatea frecvenței semnalului cauzează și o abatere de la valoarea de  $90^\circ$  a defazajului dintre componentele impedanței reproduse. Astfel, conform relației (3.91), argumentul erorii introduse la variația frecvenței de la valoarea nominală se determină prin expresia:

$$\arg[\delta(\mathbf{X}_i)_{|\omega=\omega\pm\Delta\omega}] = \arctg \frac{2\Delta^2 \pm 4\Delta}{2\Delta^2} = \arctg \frac{\Delta \pm 2}{\Delta}. \quad (3.93)$$

Pentru determinarea defazajului în funcție de instabilitatea frecvenței se utilizează o relație echivalentă expresiei (3.86):

$$\varphi|_{\omega=\omega\pm\Delta\omega} = 90 \pm \arctg \frac{|\delta(\mathbf{X}_i)|_{\omega=\omega+\Delta\omega} \cdot \sin\{\arg[\delta(\mathbf{X}_i)|_{\omega=\omega\pm\Delta\omega}]\}}{1 \pm \cos\{\arg[\delta(\mathbf{X}_i)|_{\omega=\omega\pm\Delta\omega}]\}}. \quad (3.94)$$

Eroarea defazajului dintre componentele impedanței reproduse în funcție de instabilitatea semnalului de măsurare se determină cu ajutorul relației:

$$\Delta\varphi|_{\omega=\omega\pm\Delta\omega} = \pm \arctg \frac{|\delta(\mathbf{X}_i)|_{\omega=\omega+\Delta\omega} \cdot \sin\{\arg[\delta(\mathbf{X}_i)|_{\omega=\omega\pm\Delta\omega}]\}}{1 \pm \cos\{\arg[\delta(\mathbf{X}_i)|_{\omega=\omega\pm\Delta\omega}]\}}. \quad (3.95)$$

În punctul 3.3 au fost analizate valorile erorilor componentelor impedanței reproduse de SMI în funcție de toleranța componentelor pasive din componența acestuia. Valorile rezistențelor și în special cele ale condensatoarelor depind și de temperatura mediului în care sunt utilizate. Astfel, în pașapoartele tehnice ale firmelor producătoare de componente pasive (rezistențe și condensatoare), pe lângă valoarea nominală a acestora mai este specificată temperatura nominală de măsurare a valorii și coeficientul de temperatură, CTR pentru rezistențe și CTC pentru condensatoare, măsurat în [ppm/<sup>0</sup>C]. Astfel, valorile componentelor impedanței reproduse vor fi în funcție de temperatura mediului ambiant. Pentru determinarea erorii cauzate de variația temperaturii de la temperatura de măsurare a valorii nominale a componentelor pasive se va considera:

$$R = R \pm R \cdot \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \quad \text{și} \quad C = C \pm C \cdot \frac{CTC \cdot \Delta T}{10^6}, \quad (3.96)$$

unde: R, C – valoarea nominală a rezistorului, respectiv condensatorului; CTR, CTC – coeficientul de temperatură al rezistorului, respectiv condensatorului;  $\Delta T$  – abaterea temperaturii de la valoarea nominală.

Pentru simplificarea estimării acestei erori, se consideră că toate rezistențele din componența SMI au aceeași valoare a lui CTR. Reieșind din similitudinea expresiilor (3.30) și (3.74) cu (3.96), pentru determinarea valorii erorii componentelor impedanței reproduse și a defazajului dintre acestea, în funcție de abaterea temperaturii de la valoarea nominală se pot utiliza expresiile (3.81), (3.82) și (3.86), substituind toleranța rezistențelor  $\varepsilon$  prin  $\frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}$ , iar toleranța condensatorului  $C_1$ ,  $\sigma$  prin  $\frac{CTC \cdot \Delta T}{10^6}$ . Astfel, relația pentru valoarea erorii componente active a impedanței reproduse va fi:

$$\begin{aligned}
\delta(R_i)_{T=T \pm \Delta T} = & \pm \left\{ \left[ \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \frac{\left(\frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}\right)^2 - 7 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + 5}{\left(\frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}\right)^2 - 6 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + 4} \right]^2 + \left[ \left( \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + \frac{CTR \cdot \Delta T}{1 - \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}} \right) \cdot \frac{q-1}{2q-1} \right]^2 + \right. \\
& + \left( \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + \frac{CTR \cdot \Delta T}{1 - \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}} \right)^2 + \left( \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \right)^2 + \left[ \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \frac{\left(\frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}\right)^2 - 7 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + 5}{\left(\frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}\right)^2 - 6 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + 4} \right]^2 + \\
& \left. + \left[ \left( \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + \frac{CTR \cdot \Delta T}{1 - \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}} \right) \cdot \frac{q-1}{2q-1} \right]^2 + \left( \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \frac{CTR \cdot \Delta T^2}{10^6} - 7 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + 5 + \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + \frac{CTR \cdot \Delta T}{1 - \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}} \right)^2 \right\}^{1/2}.
\end{aligned} \tag{3.97}$$

Relația pentru determinarea valorii erorii componente reactive a impedanței reproduse, în funcție de variația temperaturii de la valoarea nominală, în conformitate cu (3.82), este:

$$\begin{aligned}
\delta(X_i)_{T=T \pm \Delta T} = & \pm \left\{ 3 \cdot \left( \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + \frac{CTR \cdot \Delta T}{1 - \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}} \right)^2 + 2 \cdot \left[ \left( \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + \frac{CTR \cdot \Delta T}{1 - \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}} \right) \cdot \frac{q-1}{2q-1} \right]^2 + \right. \\
& + 2 \cdot \left[ \frac{\frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \sqrt{2}}{2} + \frac{\frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \sqrt{2}}{2 \left( 1 \pm \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \right)} + \frac{2 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \sqrt{2 \left( \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \right)^2 \pm 4 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + 4}}{2 \frac{CTR \cdot \Delta T^2}{10^6} \pm 4 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + 4} + \right. \\
& + \frac{2 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \sqrt{2 \left( \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \right)^2 \pm 4 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + 4}}{2 \frac{CTR \cdot \Delta T^2}{10^6} \pm 4 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + 4} + \frac{CTR \cdot \Delta T^2}{10^6} + \left( \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \frac{CTR \cdot \Delta T^2}{10^6} - 7 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + 5 + \right. \\
& \left. \left. + \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + \frac{CTR \cdot \Delta T}{1 - \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}} \right)^2 \right\}^{1/2}.
\end{aligned} \tag{3.98}$$

Variația temperaturii de la valoarea nominală cauzează și o abatere de la valoarea de  $90^\circ$  a defazajului dintre componentele impedanței reproduse. Astfel, argumentul erorii complexe cauzate de variația temperaturii de la valoarea nominală se determină printr-o relație echivalentă cu (3.83):

$$\arg[\delta(X_i)_{T=T \pm \Delta T}] = \arctg \frac{\frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \pm 2}{CTR \cdot \Delta T} + \arctg \frac{\frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \pm 2}{CTR \cdot \Delta T} - 90^\circ. \tag{3.99}$$

Pentru determinarea valorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse, în funcție de variația temperaturii de la valoarea nominală, se utilizează o relație echivalentă cu (3.86):

$$\varphi|_{T=T\pm\Delta T} = 90 \pm \arctg \frac{|\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{T=T\pm\Delta T} \cdot \sin\{\arg[\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{T=T\pm\Delta T}]\}}{1 \pm \cos\{\arg[\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{T=T\pm\Delta T}]\}}, \quad (3.100)$$

unde:

$$\begin{aligned} |\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{T=T\pm\Delta T} = & \frac{\frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \sqrt{2}}{2} + \frac{\frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \sqrt{2}}{2 \left(1 \pm \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}\right)} + \frac{2 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} \sqrt{2 \left(\frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6}\right)^2 \pm 4 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + 4}}{2 \frac{CTR \cdot \Delta T^2}{10^6} \pm 4 \frac{CTR \cdot \Delta T}{10^6} + 4} + \\ & + \frac{2 \frac{CTC \cdot \Delta T}{10^6} \sqrt{2 \left(\frac{CTC \cdot \Delta T}{10^6}\right)^2 \pm 4 \frac{CTC \cdot \Delta T}{10^6} + 4}}{2 \frac{CTC \cdot \Delta T^2}{10^6} \pm 4 \frac{CTC \cdot \Delta T}{10^6} + 4} \end{aligned} \quad (3.101)$$

prezintă modulul erorii datorate variației temperaturii de la valoarea nominală pentru coeficientul de transfer al defazorului.

Eroarea absolută a defazajului dintre componentele impedanței reproduse în funcție de instabilitatea temperaturii, se determină cu ajutorul relației:

$$\Delta\varphi|_{T=T\pm\Delta T} = \pm \arctg \frac{|\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{T=T\pm\Delta T} \cdot \sin\{\arg[\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{T=T\pm\Delta T}]\}}{1 \pm \cos\{\arg[\delta(\mathbf{K}_\varphi)|_{T=T\pm\Delta T}]\}}. \quad (3.102)$$

### 3.5. Eroarea totală a componentelor impedanței reproduse

#### 3.5.1. Eroarea totală a componentei active

Conform analizei de mai sus, valoarea erorilor componentelor impedanței reproduse depinde de tipul amplificatorului operațional utilizat, de toleranța componentelor pasive utilizate în structura SMI, de valoarea și gradul de stabilitate a frecvenței semnalului de măsurare, precum și de temperatura mediului în care este utilizat SMI. Conform teoriei erorilor [148], eroarea totală a componentelor impedanței reproduse poate fi considerată ca rădăcina pătratică din suma pătratelor acestor erori parțiale. Astfel, la analiza factorilor de eroare menționați mai sus se constată că eroarea totală a componentei active a impedanței reproduse se datorează neidealităților amplificatorului operațional, toleranței rezistențelor și variației temperaturii mediului. Considerând expresiile (3.14), (3.81) și (3.97), eroarea totală a componentei active se determină prin relația:

$$\delta(R_i) = \sqrt{[\delta(R_i)_{AO}]^2 + [\delta(R_i)_{R=R\pm\epsilon R}]^2 + [\delta(R_i)_{T=T\pm\Delta T}]^2}. \quad (3.103)$$



Pentru a verifica corectitudinea practică a relației teoretice (3.103), în laborator a fost determinată valoarea practică a erorii componente active a impedanței reproduse de SMI. În componența circuitului SMI (figura 2.9), toate AO au fost selectate de tipul KP574YД1A (uA747C) cu parametrii specificați în tabelul 3.1, toate rezistențele cu toleranța 0,1%, temperatura aerului a fost de 18°C și pentru formarea semnalului de măsurare s-a utilizat generatorul Г3-110 care asigură o stabilitate a frecvenței semnalului de  $\pm 3 \cdot 10^{-7}$ .

Tabelul 3.1. Parametrii AO KP574YД1A (uA747C)

Tipul AO	KP574YД1A (uA747C)
Coeficientul de amplificare minim al AO	$K = 50 \cdot 10^3$
Frecvența de amplificare unitară a AO	$f_u = 10 \text{ MHz}$
Rezistența de mod comun a AO	$R_{MC} = 500 \text{ M}\Omega$
Capacitatea de mod comun a AO	$C_{MC} = 2 \text{ pF}$

Eroarea a fost determinată în funcție de doi parametri: valoarea componente active reproduse și frecvența semnalului de măsurare. În figura 3.9 este reprezentat graficul teoretic și cel obținut în urma măsurărilor în laborator pentru dependența valorii erorii componente active a impedanței reproduse de valoarea acesteia la frecvența de 1MHz a semnalului măsurat. Pentru măsurarea valorilor componente active a impedanței reproduse s-a utilizat măsurătorul RLC digital de tipul E7-12. Din aceste grafice se observă că valoarea erorii obținute în rezultatul măsurărilor în laborator este mai mare decât valoarea erorii teoretice, însă ambele valori sunt de același ordin.

În tabelul 3.2 sunt date valorile erorii obținute teoretic și valorile obținute în urma măsurărilor în laborator cu ajutorul punții universale E7-11 pentru două valori ale frecvenței semnalului și cu ajutorul măsurătorului RLC digital de tipul E7-12 pentru două valori ale toleranței rezistențelor.

Tabelul 3.2. Valori teoretice și calculate practic ale erorii componente active

Condițiile cazurilor particulare de măsurare	$R_i = 5 \text{ k}\Omega, \epsilon_R = 0,1\%$		$f_s = 1 \text{ MHz}, R_i = 5 \text{ k}\Omega$	
	$f_s = 100 \text{ Hz}$	$f_s = 1 \text{ kHz}$	$\epsilon_R = 0,1\%$	$\epsilon_R = 0,5\%$
Valoarea teoretică, $\delta_R \%$	$\pm 0,434$	$\pm 0,435$	$\pm 0,656$	$\pm 2,220$
Valoarea măsurată, $\delta_R \%$	$\pm 0,687$	$\pm 0,752$	$\pm 0,865$	$\pm 2,753$

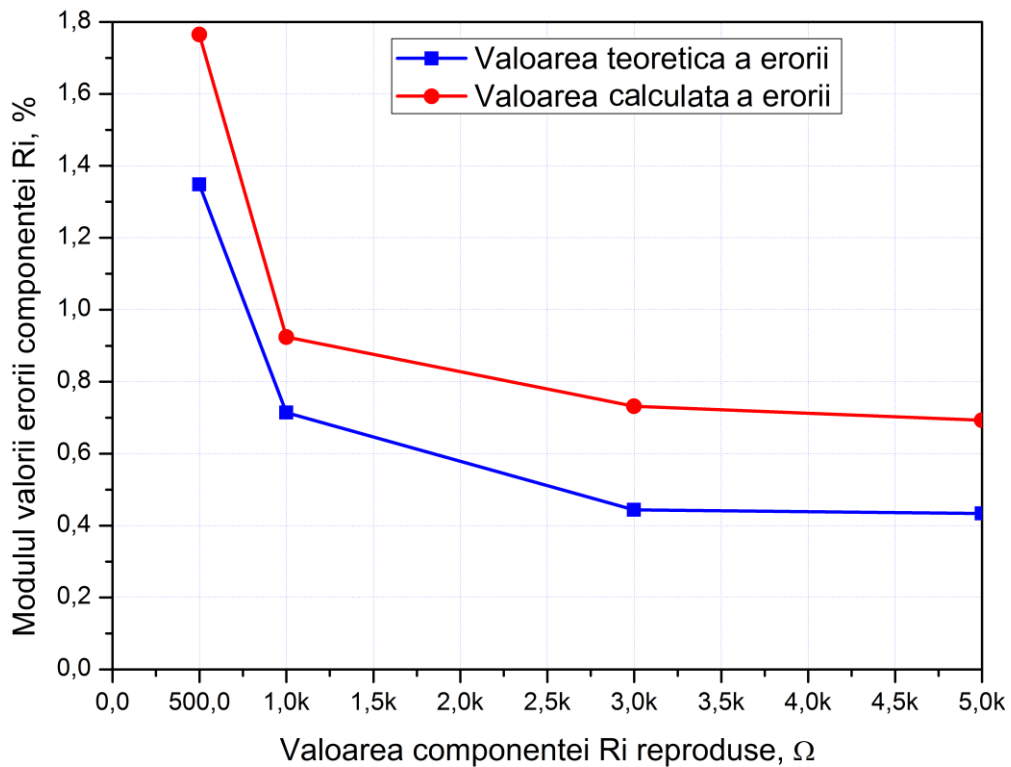


Fig. 3.9. Graficul dependenței valorii erorii componentei active a impedanței reproduse de valoarea acesteia

Din analiza acestor valori se constată că rezultatele obținute teoretic sunt de același ordin cu rezultatele obținute în cadrul măsurărilor de laborator, ceea ce confirmă corectitudinea expresiei (3.103). Acest lucru permite utilizarea expresiei (3.103) la aprecierea valorilor erorii componentei active a impedanței reproduse în diverse condiții de măsurare.

În anexa 2 sunt reprezentate graficele teoretice ale evoluției erorilor componentei active a impedanței reproduse pentru cazul când amplificatoarele operaționale constituie amplificatoare de instrumentație de tipul OPA197. Acestea sunt larg utilizate în echipamentele de testare și măsurare și se caracterizează prin parametrii incluși în tabelul 3.3.

În funcție de valoarea componentei reproduse, valoarea erorii totale a componentei active a impedanței crește considerabil la valori mai mici de  $|100\Omega|$  (figura A2.1) și la valori mai mari de  $|1M\Omega|$  (figura A2.2). În cazul valorilor mici ale componentei active reproduse, eroarea este cauzată de toleranța rezistențelor din componența simulatorului, iar pentru valorile mari – de valoarea finită a impedanțelor de mod comun ale amplificatoarelor operaționale. Utilizarea unor rezistoare de precizie nu poate exclude complet prezența erorii, ci doar poate micșora banda de valori eronate. De aceea pentru reproducerea impedanțelor de valori apropiate de 0 se recomandă utilizarea simulatorului metrologic de admitanță. Pentru reducerea erorilor în banda de valori

înalte ale componentei active a impedanței reproduse este necesară utilizarea amplificatoarelor operaționale cu impedanța de mod comun de valori cât mai înalte.

Tabelul 3.3. Parametrii AO OPA197

Tipul AO	OPA197
Coeficientul de amplificare minim al AO	$K = 104 \text{ dB}$
Frecvența de amplificare unitară a AO	$f_u = 10 \text{ MHz}$
Rezistența de mod comun a AO	$R_{MC} = 10^7 \text{ M}\Omega$
Capacitatea de mod comun a AO	$C_{MC} = 6,4 \text{ pF}$

Un alt factor ce cauzează apariția unei erori sistematice este frecvența semnalului de măsurare. Astfel, valoarea erorii crește considerabil odată cu creșterea valorii frecvenței și pentru valori mai mari de 500kHz impedanța reprodusă nu mai poate fi considerată de precizie înaltă (figura A2.3). Acest lucru se datorează caracteristicii amplitudine-frecvență a amplificatoarelor operaționale. Pentru reducerea valorii acestei erori și creșterea benzii de valori a componentei impedanței reproduse este necesară utilizarea unor amplificatoare operaționale cu frecvența de frângere cât mai înaltă.

O importantă pondere asupra valorii erorii totale o are valoarea erorii cauzată de toleranțelor rezistențelor utilizate în componența SMI. Valoarea erorii crește odată cu creșterea valorii toleranței rezistențelor, iar pentru valorii ale toleranței mai mari de 0,1%, eroarea este considerabilă și componenta activă reprodusă nu mai poate fi considerată de precizie înaltă (figura A2.4).

Un alt factor de apariție a erorilor componentei active a impedanței reproduse este abaterii temperaturii de la valoarea la care a fost stabilită valoarea nominală a componentelor pasive. Valoarea erorii crește odată cu variația temperaturii de la valoarea nominală, iar panta de creștere este proporțională coeficientului de temperatură al rezistoarelor (figura A2.5).

### ***3.5.2. Eroarea totală a componentei reactive***

Eroarea totală a componentei reactive a impedanței reproduse este cauzată de factorii de neidealitate ai amplificatorului operațional, toleranța rezistențelor și condensatorului, instabilitatea frecvenței semnalului și variația temperaturii mediului. Considerând expresiile (3.15), (3.82), (3.92) și (3.98), eroarea totală a componentei reactive se determină prin relația:

$$\delta(X_i) = \sqrt{[\delta(X_i)_{AO}]^2 + [\delta(X_i)_{R=R \pm \varepsilon R, C=C \pm \sigma C}]^2 + [\delta(X_i)_{\omega=\omega \pm \Delta\omega}]^2 + [\delta(X_i)_{T=T \pm \Delta T}]^2} \quad (3.104)$$

Pentru verificarea veridicității relației (3.104), valoarea erorii componente reactive a impedanței reproduse de SMI, pentru diferite cazuri particulare, a fost determinată în cadrul unor măsurări în laborator. S-au folosit aceleași SMI ca și în cazul determinării erorii pentru componenta activă, semnalul de măsurare fiind format de către un generator Γ3-110, iar temperatura aerului a fost de 18°C. Rezultatele comparative sunt indicate în figura 3.10 și tabelul 3.4.

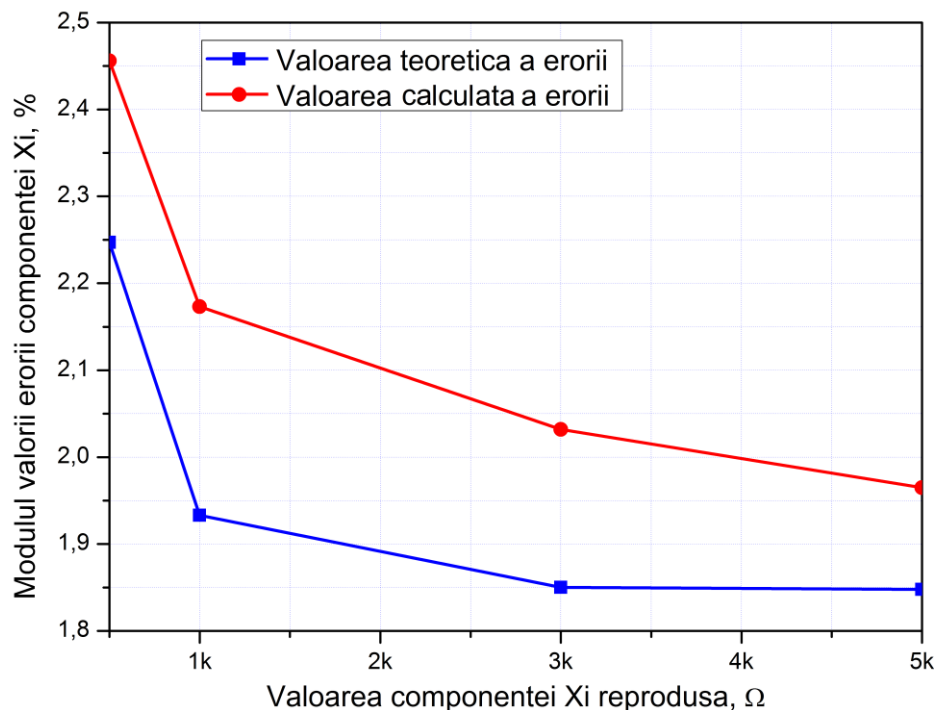


Fig. 3.10. Graficul dependenței valorii erorii componente reactive a impedanței reproduse de valoarea acesteia

În figura 3.10 sunt reprezentate graficul teoretic și cel practic al dependenței valorii erorii componente reactive reproduse de valoarea reprodusă. Graficul valorii practice a fost obținut în urma măsurării componente reactive reproduse cu ajutorul măsurătorului RLC digital de tipul E7-12. În tabelul 3.4 sunt date rezultatele obținute conform relației (3.104) și rezultatele obținute în urma măsurărilor în laborator a valorilor erorilor componente reactive reproduse pentru trei cazuri particulare. Măsurările la frecvența de 1 MHz au fost efectuate cu ajutorul măsurătorului E7-12, iar cele de la frecvența 1 kHz cu ajutorul punții E7-11.

Tabelul 3.4. Valori teoretice și calculate practic ale erorii componente reactive

Condițiile cazurilor particulare de măsurare	$X_i = 5 \text{ k}\Omega, f_s = 1 \text{ MHz}$		$f_s = 1 \text{ kHz}, X_i = 5 \text{ k}\Omega, \sigma_C = 1\%$
	$\sigma_C = 1\%$	$\sigma_C = 2\%$	
Valoarea teoretică, $\delta_x \%$	$\pm 1,847$	$\pm 3,295$	$\pm 1,847$
Valoarea măsurată, $\delta_x \%$	$\pm 2,256$	$\pm 4,324$	$\pm 2,385$

Conform rezultatelor reprezentate în figura 3.10 și tabelul 3.4, valorile teoretice și cele practice ale erorilor permit asigurarea aceleiași clase de precizie pentru componenta reactivă a impedanței reproduse și, prin urmare, expresia (3.104) poate fi utilizată la estimarea generală a erorilor acestei componente în diverse condiții de măsurare.

Evoluția valorilor erorilor componente reactive a impedanței reproduse în funcție de factorii de eroare este dată în anexa 3. În funcție de valoarea componente reactive reproduse, ca și în cazul componente active, eroarea are valori considerabile în bande de valori foarte joase (mai mici de  $|100\Omega|$ ) și în banda de valori înalte (mai mari de  $|100k\Omega|$ ). Eroarea totală a componente reactive a impedanței reproduse se datorează toleranței rezistențelor în cazul reproducerii valorilor mici (figura A3.1) și impedanței de mod comun a amplificatoarelor operaționale în cazul reproducerii valorilor mari (figura A3.2). Pentru excluderea acestor erori se vor întreprinde aceleași măsuri ca și în cazul componente active.

O influență deosebită asupra preciziei componente reactive reproduse o au toleranțele rezistențelor și condensatorului utilizate în componența SMI. Valoarea erorii crește odată cu creșterea valorii toleranței rezistențelor și pentru valorii ale toleranței mai mari de 0,1%, eroarea este considerabilă și componenta reactivă reprodusă nu mai poate fi considerată de precizie înaltă (figura A3.3). În cazul dependenței erorii de toleranța condensatorului, valoarea acesteia este mult mai înaltă, de aceea pentru reproducerea componente reactive de precizie, toleranța condensatorului nu va depăși 0,5% (figura A3.4).

Întrucât parametrii amplificatoarelor operaționale reale sunt funcție de frecvență [62], valoarea erorii componente reactive a impedanței reproduse va depinde și de valoarea frecvenței. Valoarea erorii crește odată cu creșterea frecvenței, iar pentru valori mai mari de 500kHz, eroarea este considerabilă, iar componenta reactivă a impedanței reproduse nu mai poate fi considerată de precizie (figura A3.5). Pentru reducerea valorii acestei componente a erorii se vor utiliza amplificatoare operaționale cu frecvența de frângere cât mai înaltă.

Instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare este un alt factor de eroare, și anume, cu creșterea instabilității frecvenței, crește considerabil valoarea erorii componente reactive reproduse și pentru valori ale instabilității mai mari de 0,5%, impedanța reprodusă nu mai poate fi considerată de precizie (figura A3.6). Pentru excluderea acestei componente a erorii se va utiliza un generator de semnal de stabilitate foarte înaltă pe baza elementelor de cuarț.

Întrucât elementele pasive sunt caracterizate printr-un anumit coeficient de temperatură, valoarea lor este funcție de temperatura mediului. Variația temperaturii de la valoarea nominală pentru diferite valori ale coeficienților de temperatură ai rezistențelor și condensatorului  $C_1$  favorizează apariția unor erori, iar valoarea erorii componente reactive a impedanței reproduse crește liniar odată cu variația temperaturii de la valoarea nominală, panta de creștere fiind proporțională coeficientului de temperatură al componentelor pasive (figura A3.7 și figura A3.8).

### 3.5.3. Eroarea totală a defazajului dintre componentele impedanței reproduse

Unii dintre factorii care cauzează apariția erorilor componentelor impedanței reproduse de simulatorul metrologic de impedanță influențează și asupra valorii defazajului dintre aceste componente. Astfel, considerând expresiile (3.87), (3.95) și (3.102), eroarea totală a defazajului se determină prin relația:

$$\delta(\varphi_i) = \frac{\sqrt{[\Delta\varphi]_{R=R\pm\epsilon R, C=C\pm\sigma C}^2 + [\Delta\varphi]_{\omega=\omega+\Delta\omega}^2 + [\Delta\varphi]_{T=T\pm\Delta T}^2}}{90} \quad (3.105)$$

Evoluția acestei erorii în funcție de factorii de eroare poate fi analizată considerându-se cazuri particulare. În anexa 4 sunt reprezentate graficele teoretice ale evoluției valorii erorii absolute a defazajului dintre componentele impedanței reproduse în funcție de factorii de eroare.

O influență deosebită asupra preciziei defazajului dintre componentele impedanței reproduse o au toleranțele rezistențelor și condensatorului din componența defazajului de  $90^\circ$ . Valoarea erorii crește odată cu creșterea valorii toleranței rezistențelor, pentru valori ale toleranței mai mari de 0,1% eroarea depășește  $0,1^\circ$  și componenta reactivă reprodusă nu mai poate fi considerată de precizie înaltă (figura A4.1). În cazul dependenței valorii absolute a erorii defazajului de toleranța condensatorului, valoarea acesteia este mult mai înaltă, de aceea pentru reproducerea componente reactive de precizie, toleranța condensatorului nu va depăși 0,5% (figura A4.2).

Precizia defazajului dintre componentele impedanței reproduse este dependentă și de instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare. Astfel, cu creșterea instabilității frecvenței,

crește considerabil valoarea absolută a acestei erorii și pentru valori ale instabilității mai mari de 0,5%, eroarea depășește  $0,2^0$ . Drept rezultat, componenta reactivă a impedanței reproduse nu mai poate fi considerată de precizie (figura A4.3). Asigurarea unei stabilități înalte a frecvenței semnalului poate fi realizată prin utilizarea în calitate de sursă de semnal a unui generator cu stabilizarea frecvenței pe baza elementelor de cuarț.

Variația temperaturii de la valoarea nominală pentru diferite valori ale coeficienților de temperatură ai rezistențelor și condensatorului  $C_I$  favorizează apariția unor erori și pentru defazajul dintre componentele impedanței reproduse. Valoarea absolută a acestei erori crește liniar odată cu variația temperaturii de la valoarea nominală, iar panta de creștere este proporțională coeficientului de temperatură al componentelor pasive (figura A4.4 și figura A4.5). Pentru reducerea valorii acestei erori se vor utiliza componente pasive cu un coeficient de temperatură cât mai mic.

### **Concluzii la capitolul 3:**

A fost elaborat modelul matematic pentru determinarea valorilor componentelor erorii sistematice cauzate de factorii de neidealitate ai amplificatoarelor operaționale din componența simulatoarelor. Conform acestui model, valorile maxime ale componentelor impedanței reproduse de SMI și valoarea maximă a frecvenței semnalului de măsurare sunt limitate de erorile sistematice cauzate de valoarea limitată și dependentă de frecvență a coeficientului de amplificare și valoarea limitată a impedanței de mod comun a amplificatoarelor operaționale.

A determinată componenta erorii sistematice datorată toleranței elementelor pasive din componența simulatorului de impedanță. A fost demonstrat că anume această componentă a erori determină precizia componentelor impedanței reproduse în banda de valori a acestora. Pentru reproducerea componentelor impedanțelor cu eroare mai mică de 0,5%, se vor utiliza rezistoare cu valoarea toleranței mai mică de 0,1% și condensatoare cu valoarea toleranței mai mică de 0,5%.

## 4. CIRCUITE METROLOGICE CU REZONANȚĂ SIMULATĂ

### 4.1. Circuite rezonante

Pentru măsurarea mărimilor electrice pasive prin metoda de rezonanță simulată se va utiliza un circuit rezonant de măsurare (CRM) format din mărimea pasivă necunoscută  $M_X$  și o mărime de referință de tip simulată  $M_E$ . Rezonanța în sistem va avea loc numai când:

$$M_X = -M_E. \quad (4.1)$$

În funcție de tipul mărimilor  $M_X$  și  $M_E$  - impedanță sau admitanță, CRM poate fi de tip serie sau de tip paralel [31,33].

Într-un CRM de tip serie, conform [31], mărimea pasivă necunoscută  $M_X$  și mărimea de referință  $M_E$  reprezintă două impedanțe,  $Z_X$  și respectiv  $Z_E$ , conectate în serie (figura 4.1).

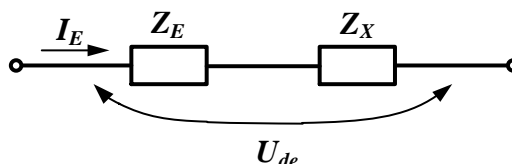


Fig. 4.1. Structura CRM de tip serie

Conform (4.1), în cazul CRM de tip serie rezonanța va avea loc dacă

$$Z_X = -Z_E. \quad (4.2)$$

Întrucât aceste mărimi au formă complexă, rezonanța în circuit va avea loc la satisfacerea condițiilor:

$$\operatorname{Re}(Z_X) = -\operatorname{Re}(Z_E), \operatorname{Im}(Z_X) = -\operatorname{Im}(Z_E), \quad (4.3)$$

considerând că mărimile  $Z_X$  și  $Z_E$  reprezentate în formă carteziană:

$$Z_X = \operatorname{Re}(Z_X) + j \operatorname{Im}(Z_X), Z_E = \operatorname{Re}(Z_E) + j \operatorname{Im}(Z_E). \quad (4.4)$$

În calitate de mărime de referință în CRM se utilizează o mărime electrică pasivă simulată. Satisfacerea condiției (4.2), la măsurarea impedanței complexe este posibilă doar dacă mărimea simulată este de asemenea impedanță complexă cu valorile componentelor de semn opus [91, 101, 116, 117].

Conform [91], starea de echilibru în circuitul rezonant de tip serie se stabilește prin intermediul funcției de echilibru  $Q$ :

$$Q = E(Z_X + Z_E), \quad (4.5)$$

unde:  $E$  - parametrul energiei ce alimentează circuitul de măsurare.



În funcție de modul de determinare a stării de echilibru [91] ecuația de dezechilibru a circuitului de măsurare ia forma:

$$F(\mathbf{Q}) = F[\mathbf{E}(\mathbf{Z}_X + \mathbf{Z}_E)] = 0, \quad (4.6)$$

unde:  $F$  - funcția ce determină criteriul de echilibru.

În caz general, CRM de tip serie pot fi alimentate atât de la o sursă de tensiune, cât și de la o sursă de curent (figura 4.2), iar informația despre starea CRM poate fi obținută prin funcția de dezechilibru în calitate de care se pot utiliza tensiunea  $U_{de}$  sau curentul  $I_{de}$ .

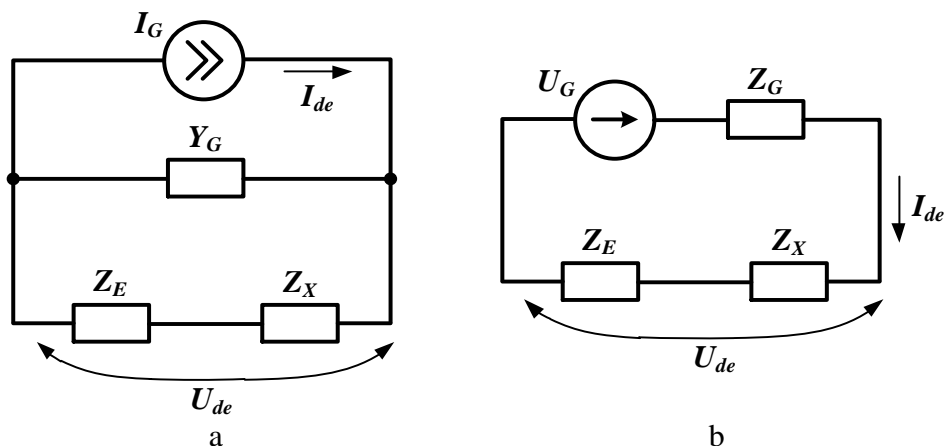


Fig. 4.2. Circuite rezonante de tip serie alimentate de la o sursă de curent (a) și de la o sursă de tensiune (b)

Conform [91, 164], funcția de dezechilibru pentru CRM poate fi de două tipuri: directă și inversă. În modul acesta se pot considera 4 forme ale funcției de dezechilibru: directă cu alimentarea CRM de la o sursă de curent, inversă cu alimentarea CRM de la o sursă de curent, directă cu alimentarea CRM de la o sursă de tensiune și inversă cu alimentarea CRM de la o sursă de tensiune.

Conform analizei din punctul 2.3, stabilitatea impedanței de referință reprodusă de SMI este asigurată doar în cadrul circuitelor cu rezonanță serie alimentate de la un generator de curent, de aceea, din punct de vedere practic, prezintă interes doar funcția de echilibru directă cu alimentarea CRM de la o sursă de curent, care este exprimată prin relația (4.7) [164]:

$$U_{de} = I_G \frac{\mathbf{Z}_X + \mathbf{Z}_E}{1 + (\mathbf{Z}_X + \mathbf{Z}_E)/\mathbf{Z}_G}. \quad (4.7)$$

La echilibrarea CRM de tip serie  $U_{de}=0$  și în acest caz, dacă se consideră  $\mathbf{Z}_G \gg \mathbf{Z}_X + \mathbf{Z}_E$ , atunci se obține:

$$\mathbf{Z}_X + \mathbf{Z}_E = \Delta\mathbf{Z} = 0, \quad (4.8)$$

unde:  $\Delta Z$  – impedanța sumară a circuitului de măsurare.

În figura 4.3 este reprezentată schema transformării informației în CRM de tip serie. Impedanța de referință  $Z_E$  este reprodusă de către simulatorul de impedanță SMI. Valoarea și caracterul acesteia sunt obținute din mărimea de referință  $Z_M$ , în funcție de valoarea indicatorului de nul funcțional INF. Astfel, sub acțiunea semnalului de dezechilibru  $U_{de}$ , indicatorul de nul funcțional INF determină valoarea și caracterul impedanței simulate  $Z_E$ .

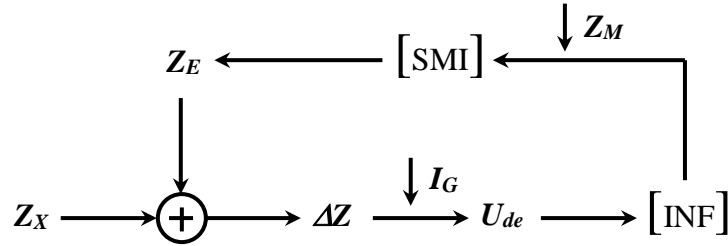


Fig. 4.3. Schema transformării informației în circuitele rezonante de tip serie

Un parametru important al CRM este sensibilitatea funcției de dezechilibru  $U_{de}$  față de parametrul simulat  $Z_E$ . Sensibilitatea absolută  $[S]_{Z_E}^{U_{de}}$  și relativă  $[S_0^0]_{Z_E}^{U_{de}}$  a CRM [157] pot fi determinate prin expresiile:

$$[S]_{Z_E}^{U_{de}} = \frac{\partial U_{de}}{\partial Z_E} = I_G \left( \frac{Z_G}{Z_G + \Delta Z} \right)^2; \quad (4.9)$$

$$[S_0^0]_{Z_E}^{U_{de}} = \frac{Z_E}{U_{de}} \cdot \frac{\partial U_{de}}{\partial Z_E} = \frac{Z_G \cdot Z_E}{Z_G + \Delta Z}. \quad (4.10)$$

Din (4.9) și (4.10) rezultă că sensibilitatea CRM nu este o mărime constantă și depinde de gradul de dezechilibru al CRM  $\Delta Z$  și de impedanța generatorului  $Z_G$ . Dependența sensibilității absolute a CRM de  $\Delta Z$  este reprezentată în figura 4.4. După cum se observă, punctul  $\Delta Z = -Z_G$  este critic pentru CRM. În apropierea acestui punct,  $[S]_{Z_E}^{U_{de}}$  crește nelimitat, conducând la pierderea stabilității sistemului.

Evident, stabilitatea funcționării CRM va fi asigurată la satisfacerea condiției:

$$\Delta Z > -Z_G, \quad (4.11)$$

ce se poate atinge prin alegerea parametrului  $Z_G$ , sau prin limitarea diapazonului de variație a mărimii  $Z_E$ . În starea de echilibru a CRM, sensibilitatea atinge valoarea:

$$[S]_{Z_E}^{U_{de}} \Big|_{\Delta Z=0} = I_G \quad (4.12)$$

și nu depinde de impedanța generatorului  $Z_G$ .

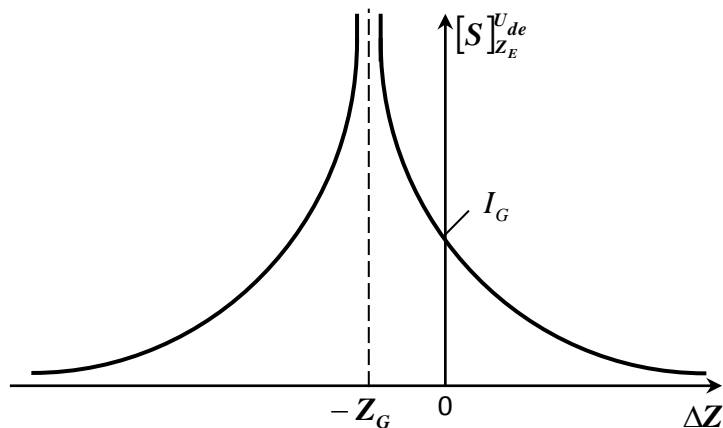


Fig. 4.4. Sensibilitatea CRM de tip serie

CRM de tip serie utilizat practic la măsurarea impedanțelor este reprezentat în figura 4.5 [31]. CRM se alimentează cu un curent stabil  $I_G$  de la generatorul  $G$  conectat în serie cu impedanța măsurată  $Z_X$  și cu un SMI [108-111]. SMI reproduce impedanța de referință  $Z_E$ , având capacitatea de a regla componenta activă ( $R_E$ ) și reactivă ( $X_E$ ) a acesteia.

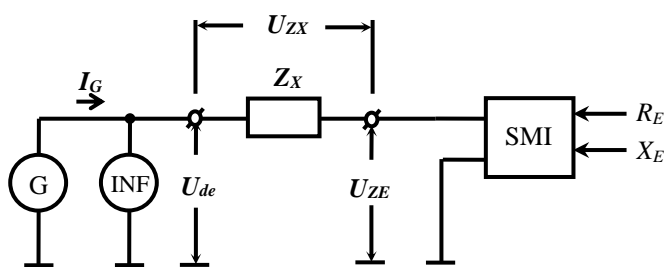


Fig. 4.5. Circuitul rezonant de tip serie

În caz general, pentru  $Z_X$  și  $Z_E$  complexe (4.4), conform teoriei clasice a circuitelor cu echilibrare [157], sunt posibile două regimuri de echilibrare a CRM:

- regimul de echilibrare parțială;
- regimul de echilibrare totală.

#### 4.2. Circuite rezonante de măsurare de tip serie în regim de echilibrare parțială

Funcționarea CRM de tip serie în regim de echilibrare parțială presupune echilibrarea acestuia doar după una din componentele impedanțelor. În funcție de componenta după care se realizează procesul de echilibrare, CRM poate fi considerat în regim de echilibrare parțială după componenta activă sau în regim de echilibrare parțială după componenta reactivă.

În cazul procesului de echilibrare după componenta activă, componenta rezistivă este considerată parametru informativ, iar componenta reactivă parametru neinformativ:

$$\begin{aligned} Z^I &= \text{Re}(\mathbf{Z}); \\ Z^N &= \text{Im}(\mathbf{Z}), \end{aligned} \quad (4.13)$$

unde:  $Z^I$  - componenta informativă a mărimii  $\mathbf{Z}$ ;  $Z^N$  - componenta neinformativă a mărimii  $\mathbf{Z}$ .

În acest mod, mărimile pasive  $\mathbf{Z}_X$  și  $\mathbf{Z}_E$  pot fi reprezentate astfel:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_X &= Z_X^I + jZ_X^N; \\ \mathbf{Z}_E &= Z_E^I + jZ_E^N. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Conform [164], în cazul echilibrării parțiale a CRM pot fi utilizate două tipuri ale funcției de dezechilibru:

a) Funcția de echilibrare în extremum:

$$F(\mathbf{U}_{de}) = \frac{\partial |\mathbf{U}_{de}|}{\partial Z_E^I} = 0; \quad (4.15)$$

b) Funcția de echilibrare în cuadratură:

$$F(\mathbf{U}_{de}) = \text{Re} \left[ \frac{\mathbf{U}_{de}}{\mathbf{M}_{ref}} \right] = 0, \quad (4.16)$$

unde:  $\mathbf{M}_{ref}$  – mărimea de referință, iar în calitate de  $\mathbf{M}_{ref}$  pentru CRM de tip serie se va utiliza curentul prin CRM  $\mathbf{I}_G$ .

Conform figurii 4.5, tensiunea de dezechilibru este:

$$\mathbf{U}_{de} = \mathbf{U}_{ZX} + \mathbf{U}_{ZE} = \mathbf{I}_G (\mathbf{Z}_X + \mathbf{Z}_E). \quad (4.17)$$

Astfel, în regim de echilibrare parțială după componenta activă a CRM prin metoda de extremum se va respecta condiția:

$$F(\mathbf{U}_{de}) = \frac{\partial}{\partial Z_E^I} |\mathbf{I}_G (\mathbf{Z}_X + \mathbf{Z}_E)| = \frac{\partial}{\partial Z_E^I} \left[ \mathbf{I}_G \sqrt{(Z_X^I + Z_X^N)^2 + (Z_E^I + Z_E^N)^2} \right] = 0. \quad (4.18)$$

După transformări corespunzătoare, relația (4.18) devine:

$$\mathbf{I}_G \frac{Z_X^I + Z_E^I}{\sqrt{(Z_X^I + Z_X^N)^2 + (Z_E^I + Z_E^N)^2}} = 0. \quad (4.19)$$

Soluția ecuației (4.19) este:

$$Z_X^I = -Z_E^I. \quad (4.20)$$

Conform relației (4.20), starea de echilibru parțial după componenta activă în CRM de tip serie poate fi atinsă prin reglarea componentei informaționale a impedanței de referință și acestei stări îi corespunde valoarea minimă a amplitudinii tensiunii de dezechilibru  $\mathbf{U}_{de}$ .

În cazul echilibrării în cuadratură, funcția de dezechilibru în regim de echilibrare parțială a CRM după componenta activă (4.16), devine:

$$F(\mathbf{U}_{de}) = \cos[\arg(\mathbf{U}_{de}) - \arg(\mathbf{I}_G)] = 0. \quad (4.21)$$

Egalitatea (4.21) va fi posibilă când:

$$\arg(\mathbf{U}_{de}) - \arg(\mathbf{I}_G) = 90^\circ. \quad (4.22)$$

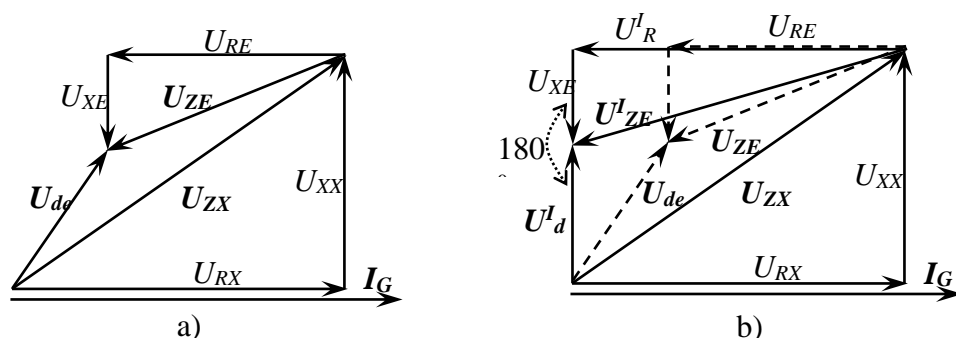


Fig. 4.6. Echilibrarea parțială a CRM de tip serie după componenta activă: a) etapa de dezechilibru; b) etapa de echilibru.

Conform (4.22), momentului de echilibrare parțială după componenta activă în CRM de tip serie îi corespunde momentul apariției unui defazaj de  $90^\circ$  între tensiunea de dezechilibru  $\mathbf{U}_{de}$  și curentul prin CRM  $\mathbf{I}_G$ . În calitate de semnal de referință  $\mathbf{U}_{ref}$  se utilizează un semnal produs de SMI, a cărui fază coincide cu faza căderii de tensiune pe componenta reactivă a impedanței de referință, adică un semnal defazat la  $90^\circ$  față de curentul  $\mathbf{I}_G$ . Astfel, în procesul de echilibrare, valoarea componentei active a impedanței reproduse se reglează până la apariția unui defazaj de  $0^\circ$  sau  $180^\circ$  între semnalul de referință  $\mathbf{U}_{ref}$  și semnalul de dezechilibru  $\mathbf{U}_{de}$  (figura 4.6) [53]. La atingerea acestei stări, amplitudinea semnalului de dezechilibru are valoare minimă, iar circuitul este echilibrat după componenta activă.

La echilibrarea circuitului, considerând (4.13) și (4.20), se obține:

$$R_x = -R_E. \quad (4.23)$$

Funcționalitatea CRM de tip serie poate fi verificată prin modelarea asistată de calculator a acestuia [93, 126, 127]. Un sistem de modelare destul de eficient, în acest caz, îl reprezintă programul Multisim.

Pentru analiza practică a procesului de echilibrare după componenta activă, s-a modelat un CRM de tip serie în programul Multisim (figura 4.7). În calitate de generator de curent s-a utilizat un generator de tensiune  $V_1$  cu rezistența internă de valoare înaltă  $R_1=10\text{M}\Omega$ . Impedanța măsurată este modelată de rezistența  $R_2=700\ \Omega$  și inductanța  $L_1=11\text{mH}$ , fiind conectată serie cu



Impedanța măsurată, conform valorilor elementelor din circuit este:

$$\mathbf{Z}_X = \mathbf{Z}_X^I + j\mathbf{Z}_X^N = R_2 + j2\pi fL_1 = (700 + j69,08) \Omega, \quad (4.24)$$

unde;  $f$  – frecvența semnalului generatorului G.

Conform relației (4.24), parametrul informativ are următoarea valoare:

$$\mathbf{Z}_X^I = R_2 = 700 \Omega. \quad (4.25)$$

În momentul echilibrării parțiale a CRM, componenta activă a impedanței reproduse se determină prin relația [101, 127]:

$$R_E = R_3 \cdot \left( 2 \cdot \frac{100\% - a\%}{100\%} - 1 \right), \quad (4.26)$$

unde:  $a$  - procentajul de includere în circuit a potențiometrului  $R_{10}$  și în momentul echilibrării parțiale după componenta activă are valoarea  $a=67\%$ .

Ținând cont de valorile nominale ale elementelor circuitului (figura 4.7), se obține:

$$R_E = 2000 \cdot \left( 2 \cdot \frac{100\% - 67\%}{100\%} - 1 \right) = -680 \Omega. \quad (4.27)$$

Dacă se exclude eroarea de citire a coeficientului  $a$ , întrucât sistemul Multisim nu permite citirea cifrelor de după virgulă a valorilor acestuia, atunci relațiile (4.25) și (4.27) confirmă analiza teoretică exprimată de relația (4.23). Din cele expuse mai sus rezultă că în momentul echilibrării parțiale după componenta activă a circuitului rezonant de tip serie, valoarea componentei active a impedanței necunoscute este egală cu valoarea de semn opus a componentei active a impedanței de referință reprodusă de SMI.

În mod identic, se poate considera regimul de echilibrare parțială a CRM după componenta reactivă, unde prin parametrul informativ se consideră componenta reactivă, iar parametrul neinformativ – componenta reactivă:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}^N &= \text{Re}(\mathbf{Z}); \\ \mathbf{Z}^I &= \text{Im}(\mathbf{Z}). \end{aligned} \quad (4.28)$$

Considerând (4.18), (4.19) și (4.28), în urma echilibrării parțiale a CRM de tip serie după componenta reactivă prin intermediul funcției de dezechilibru la extremum se obține:

$$X_X = -X_E. \quad (4.29)$$

Funcția de echilibru la echilibrarea în cuadratură după componenta reactivă pentru CRM de tip serie are forma:

$$F(\mathbf{U}_{de}) = \text{Im} \left[ \frac{\mathbf{U}_{de}}{\mathbf{I}_G} \right] = \sin[\arg(\mathbf{U}_{de}) - \arg(\mathbf{I}_G)] = 0. \quad (4.30)$$

Egalitatea (4.30) va fi posibilă când:

$$\begin{cases} \arg(U_{de}) - \arg(I_G) = 0^\circ \\ \arg(U_{de}) - \arg(I_G) = 180^\circ \end{cases} \quad (4.31)$$

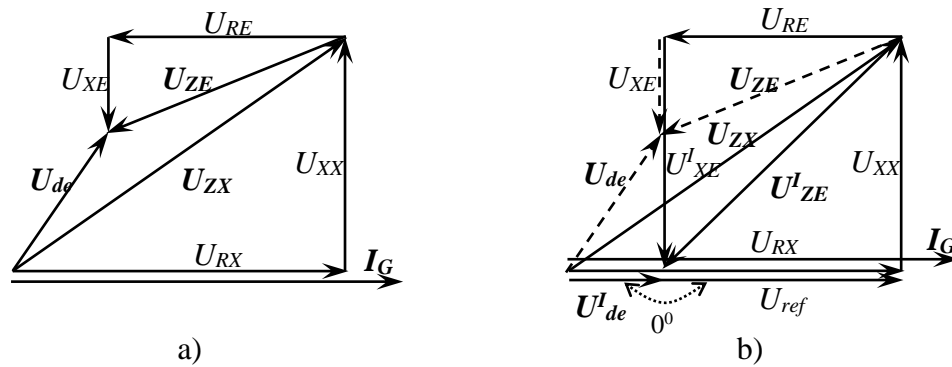


Fig. 4.9. Echilibrarea parțială a CRM de tip serie după componenta reactivă:  
a) etapa de dezechilibru; b) etapa de echilibru.

În regim de echilibrare parțială după componenta reactivă, echilibrarea are loc prin reglarea doar a componentei reactive a impedanței reproduse. În acest caz, în calitate de semnal de referință  $U_{ref}$  se utilizează un semnal produs de SMI a cărei fază coincide cu faza curentului prin CRM. În procesul de echilibrare, valoarea componentei reactive a impedanței reproduse se reglează până la apariția unui defazaj de  $0^\circ$  sau  $180^\circ$  între semnalul de dezechilibru și semnalul de referință (figura 4.9) [53].

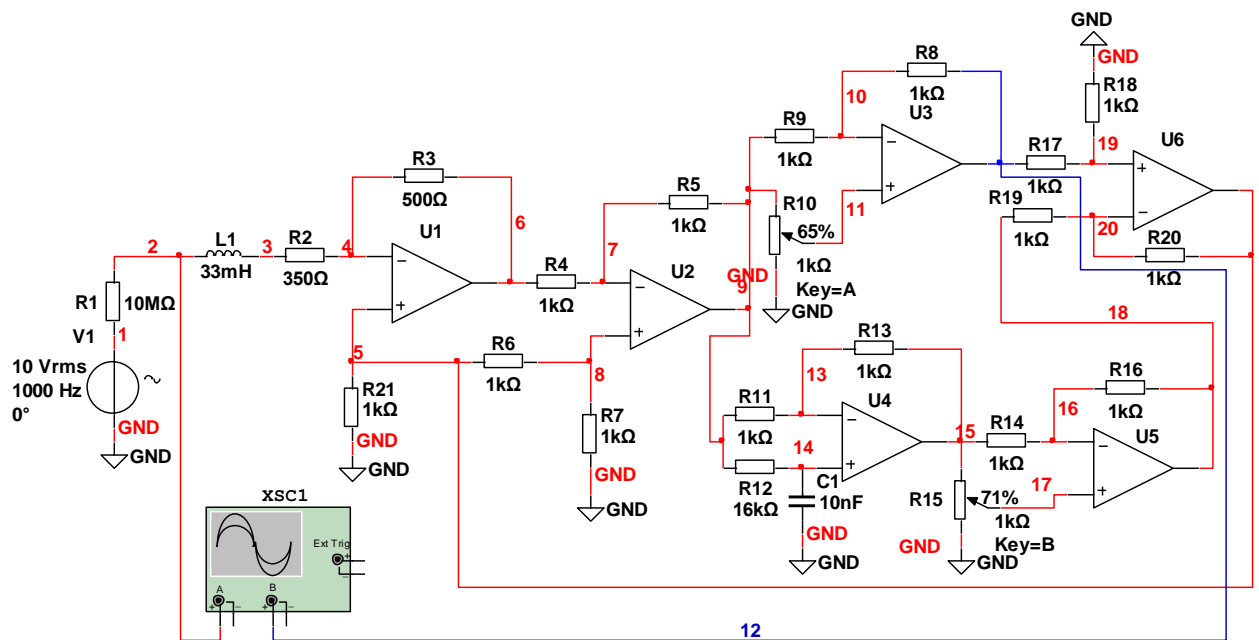


Fig. 4.10. CRM de tip serie modelat în programul Multisim

Pentru analiza practică a procesului de echilibrare după componenta reactivă în programul Multisim, a fost modelat un circuit asemănător celui din figura 4.7. În acest caz,



impedanța măsurată este modelată de rezistența  $R_2=350 \Omega$  și inductanța  $L_1=33\text{mH}$ , iar  $R_3=0,5\text{k}\Omega$  (figura 4.10).

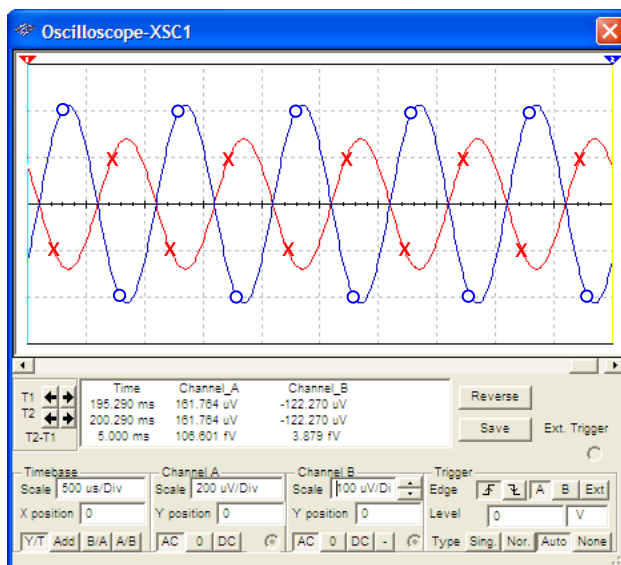


Fig. 4.11. Echilibrarea parțială după componenta reactivă a CRM de tip serie modelat în Multisim

Impedanța măsurată, conform valorilor elementelor din circuit este:

$$\mathbf{Z}_X = \mathbf{Z}_X^N + j\mathbf{Z}_X^I = R_2 + j2\pi fL_1 = (350 + j207,24)\Omega, \quad (4.32)$$

unde:  $f$  – frecvența semnalului generatorului  $\mathbf{G}$ .

Conform relației (4.32), parametrul informativ are valoarea:

$$\mathbf{Z}_X^I = X_X = 2\pi fL_1 = 207,24 \Omega. \quad (4.33)$$

În momentul echilibrării parțiale a CRM (figura 4.11), componenta reactivă a impedanței reproduse se determină prin relația [101,127]:

$$X_E = R_3 \cdot \left( 2 \cdot \frac{100\% - b\%}{100\%} - 1 \right), \quad (4.34)$$

unde  $b$  - procentajul de includere în circuit a potențiometrului  $R_{15}$  și corespunde valorii  $b=71\%$  la echilibrarea parțială după componenta reactivă a circuitului. Ținând cont de valorile nominale ale elementelor circuitului se obține:

$$X_E = 500 \cdot \left( 2 \cdot \frac{100\% - 71\%}{100\%} - 1 \right) = -210. \quad (4.35)$$

Relațiile (4.33) și (4.35) confirmă analiza teoretică exprimată de relația (4.29).

Din rezultatele obținute mai sus rezultă că în momentul echilibrării parțiale după componenta reactivă a circuitului rezonant de tip serie, componenta reactivă a impedanței

necunoscute este egală ca valoare, dar de semn opus, cu componenta reactivă a impedanței de referință reprodusă de SMI.

### 4.3. Circuite rezonante de măsurare de tip serie în regim de echilibrare totală

În regimul de echilibrare totală a CRM, procesul de echilibrare a circuitului se realizează după ambele componente ale impedanței. În acest caz, atât componenta activă, cât și cea reactivă reprezintă parametri informaționali.

Conform [91], funcția de dezechilibru în regimul de echilibrare totală are forma:

$$F(\mathbf{U}_{de}) = F[\mathbf{I}_E (\mathbf{Z}_X + \mathbf{Z}_M)] = 0. \quad (4.36)$$

Considerând (3.4), soluțiile ecuației de dezechilibru (4.36) sunt:

$$\begin{cases} \operatorname{Re}(\mathbf{Z}_X) = -\operatorname{Re}(\mathbf{Z}_E) \\ \operatorname{Im}(\mathbf{Z}_X) = -\operatorname{Im}(\mathbf{Z}_E) \end{cases} \quad (4.37)$$

În regim de echilibrare totală, în calitate de semnal de referință  $\mathbf{U}_{ref}$  se utilizează un semnal produs de SMI a cărui fază coincide cu faza căderii de tensiune pe componenta reactivă a impedanței de referință. Procesul de echilibrare constă din două etape independente [48] (figura 4.12): în prima etapă (figura 4.12 b) se reglează componenta activă a impedanței reproduse ( $R_E$ ) până la obținerea unui defazaj de  $0^0$  sau  $180^0$  între semnalul de dezechilibru  $\mathbf{U}_{de}$  și semnalul de referință  $\mathbf{U}_{XE}$ ; în etapa a doua (figura 4.12 c) se reglează componenta reactivă a impedanței reproduse ( $X_E$ ) până la trecerea defazajului respectiv din  $0^0$  în  $180^0$  sau din  $180^0$  în  $0^0$ . Acest moment coincide cu momentul obținerii valorii nule a semnalului de dezechilibru  $\mathbf{U}_{de}$  [48].

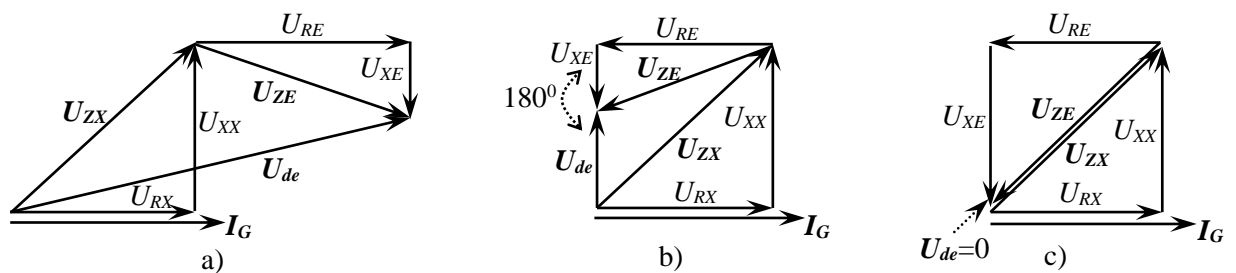


Fig. 4.12. Echilibrarea totală a CRM de tip serie: a) etapa de dezechilibru; b) etapa de echilibrare după componenta activă; c) etapa de echilibrare după componenta reactivă

La echilibrarea circuitului tensiunea  $\mathbf{U}_{de}$  este:

$$\mathbf{U}_{de} = \mathbf{U}_{ZX} + \mathbf{U}_{ZE} = \mathbf{I}_G (\mathbf{Z}_X + \mathbf{Z}_E) = 0. \quad (4.38)$$

Din relația (4.38) rezultă:

$$I_G[(R_X + jX_X) + (R_E + jX_E)] = 0. \quad (4.39)$$

Soluțiile ecuației (4.39) sunt:

$$R_X = -R_E, \quad X_X = -X_E. \quad (4.40)$$

Pentru verificarea practică a relației (4.40), în programul Multisim a fost modelat un CRM de tip serie, cu impedanța necunoscută de caracter complex, cu componenta rezistivă  $R_2=1,3 \text{ k}\Omega$  și componenta reactivă formată de condensatorul  $C_2=200\text{nF}$  (figura 4.13).

În procesul de echilibrare se compară cu ajutorul osciloscopului XSC1 faza semnalului de dezechilibru (marcat „x”) cules din punctul 2 al circuitului cu faza semnalului de referință (marcat „o”) de la ieșirea defazorului.

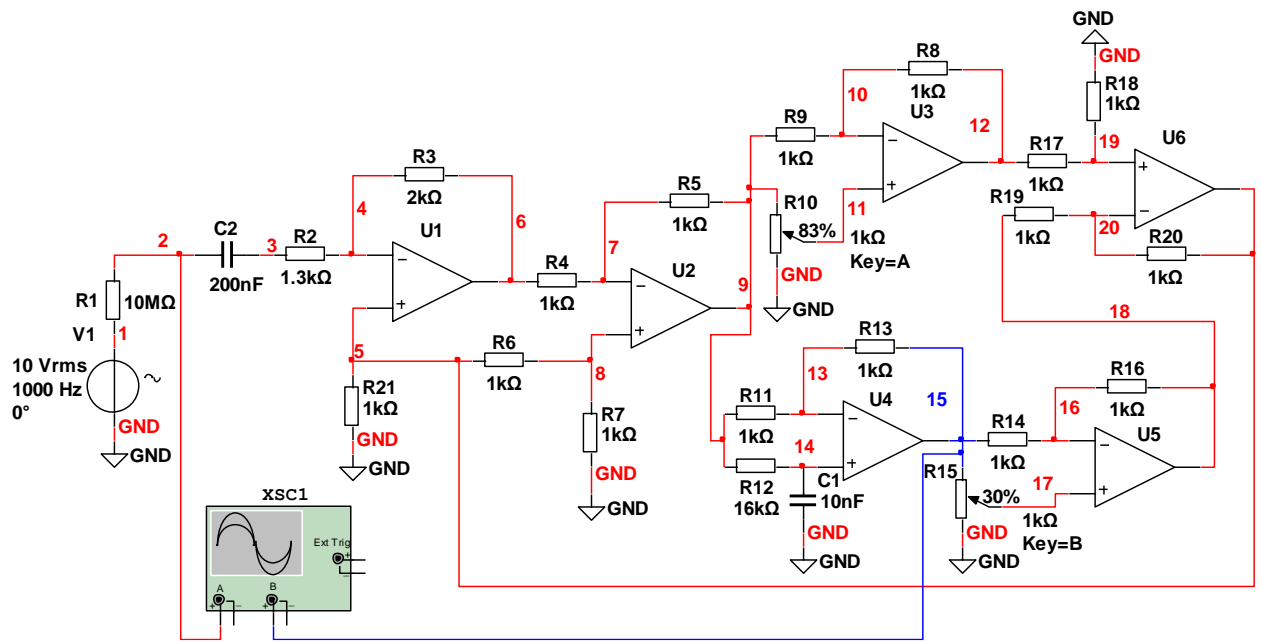


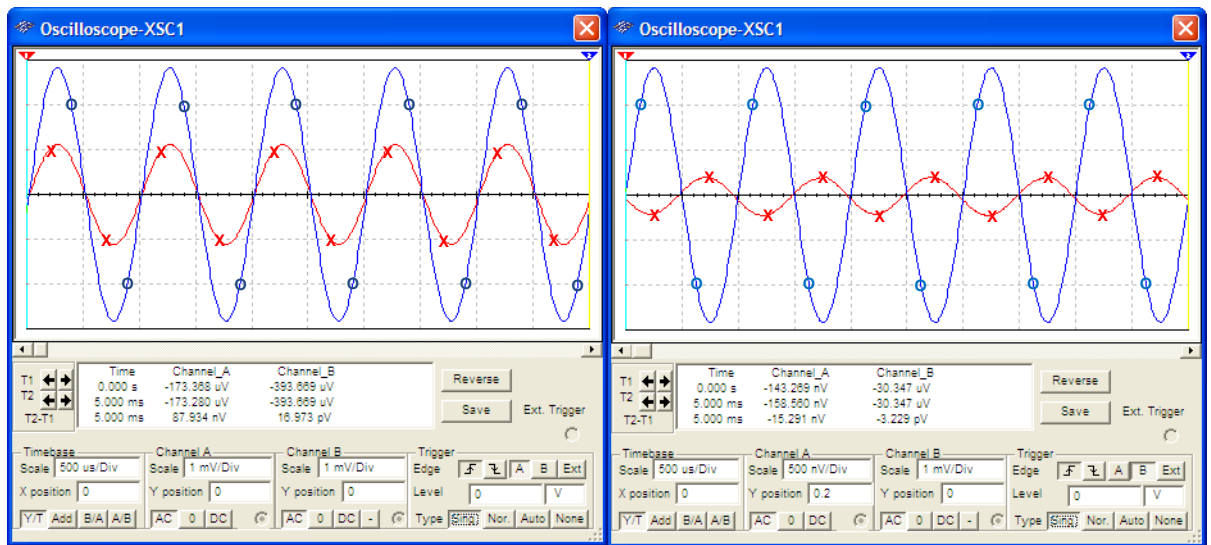
Fig. 4.13. CRM de tip serie modelat în programul Multisim

Procesul de echilibrare constă din două etape și este reprezentat în figura 4.14. Inițial se modifică componenta activă prin variația valorii potențiometrului  $R_{10}$  până la obținerea unui defazaj de  $0^0$  între semnalul de dezechilibru și semnalul de referință (figura 4.14, a). În a doua etapă se modifică componenta reactivă prin intermediul potențiometrului  $R_{15}$  până la trecerea acestui defazaj din  $0^0$  în  $180^0$  (figura 4.14, b).

Impedanța măsurată, conform valorilor  $C_2$  și  $R_2$ , este:

$$Z_X = R_2 - j \frac{1}{2\pi f C} = (1,3 - j0,796) \text{ k}\Omega, \quad (4.41)$$

unde:  $f$  – frecvența semnalului generatorului  $G$ .



a)

b)

Fig. 4.14. Echilibrarea CRM de tip serie modelat în Multisim:

a) echilibrarea după componenta activă; b) echilibrarea după componenta reactivă.

Componenta activă a impedanței reproduse în momentul echilibrării totale a CRM se determină cu ajutorul relației (4.26), unde procentajul de includere în circuit a potențiometrului  $R_{10}$  corespunde valorii  $a=83\%$ . Conform valorilor nominale ale elementelor circuitului (figura 4.13), se obține:

$$R_E = 2000 \cdot \left( 2 \cdot \frac{100\% - 83\%}{100\%} - 1 \right) = -1320 \Omega. \quad (4.42)$$

Componenta reactivă a impedanței reproduse în momentul echilibrării totale se determină cu ajutorul relației (4.34), unde procentajul de includere în circuit a potențiometrului  $R_{15}$  are valoarea  $b=30\%$ . Valoarea componentei reactive a impedanței reproduse este:

$$X_E = 2000 \cdot \left( 2 \cdot \frac{100\% - 30\%}{100\%} - 1 \right) = 800 \Omega. \quad (4.43)$$

Conform expresiilor (4.42) și (4.43), impedanța reprodusă de simulator are valoarea:

$$Z_E = R_E + jX_E = -(1,32 - j0,8) k\Omega. \quad (4.44)$$

Relațiile (4.41) și (4.44) confirmă analiza teoretică exprimată de relația (4.40).

Din relația (4.40) rezultă că în momentul echilibrării totale a CRM de tip serie, valorile componentelor activă și reactivă ale impedanței necunoscute sunt egale, dar de semn opus, cu valorile componentelor activă și respectiv, reactivă ale impedanței de referință reprodusă de SMI.

#### **Concluzii la capitolul 4:**

A fost analizat și modelat circuitul rezonant de măsurare de tip serie pe baza simulatoarelor de impedanță în coordonate carteziane cu caracteristici avansate, au fost identificate semnalele de referință și de dezechilibru în cadrul acestui circuit și au fost determinate condițiile de echilibrare în regim parțial și total.

Au fost elaborați algoritmi de măsurare a componentelor impedanței în cadrul circuitului rezonant de măsurare de tip serie, care conțin doar două operații de reglare a mărimii reproduse de către elementul de referință:

- reglarea componentei active a impedanței reproduse de simulatorul până la apariția unui defazaj de  $180^0$  sau  $0^0$  între semnalul de referință și cel de dezechilibru, moment ce corespunde valorii minime a amplitudinii semnalului de dezechilibru;
- reglarea componentei reactivă a impedanței reproduse până la trecerea defazajului respectiv din  $0^0$  în  $180^0$  sau din  $180^0$  în  $0^0$ . Acest moment coincide cu momentul obținerii valorii nule a semnalului de dezechilibru.

## 5. IMPEDANȚMETRUL ÎN COORDONATE CARTEZIENE

Prin utilizarea metodei rezonanței simulate de măsurare a impedanțelor [35, 48, 49, 51] este posibilă elaborarea unor măsurătoare de mărimi pasive cu caracteristici metrologice și de exploatare mult mai înalte și cost redus [36, 39, 46, 47, 52, 54, 55, 57, 106-111]. Printre caracteristicile tehnice pe care le au aceste măsurătoare se enumeră: precizie înaltă de măsurare, structură și algoritm simplu de măsurare, proces de măsurare automatizat, posibilitatea conectării la PC, masă și dimensiuni reduse etc. [95, 99].

Structural, aceste măsurătoare conțin trei module: sursa de semnal, modulul de măsurare și modulul de comandă (figura 5.1).

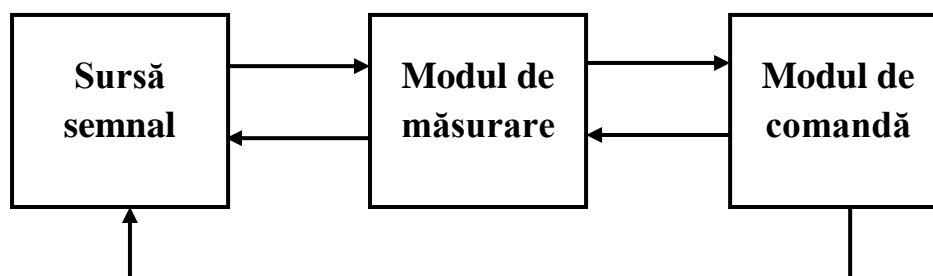


Fig. 5.1. Schema-bloc a impedanțmetrului

Sursa de semnal (SS) reprezintă o sursă de energie externă care asigură alimentarea circuitului de măsurare. Aceasta reprezintă un generator de semnal sinusoidal care respectă cerințele: valoare stabilă și cunoscută pentru frecvența semnalului generat și posibilitatea asigurării reglării automate a nivelului semnalului în corespundere cu valoarea impedanței măsurate. Pentru asigurarea stabilității înalte a frecvenței semnalului în calitate de SS se utilizează un generator digital pe bază de microcontroler cu stabilizare pe elemente de cuarț.

Modul de măsurare (MM) reprezintă blocul impedanțmetrului în care se realizează propriu-zis procesul de măsurare a componentelor impedanțelor prin intermediul metodei rezonanței simulate [94, 97]. MM are la bază un CRM, iar procesul de măsurare constă în echilibrarea parțială sau totală a acestuia. Echilibrarea are loc conform algoritmului descris în capitolul 4, MM formând semnalele de dezechilibru și de referință pentru modulul de comandă și semnalul de nivel al amplitudinii pentru SS.

Modulul de comandă (MC) asigură automatizarea procesului de măsurare prin intermediul următoarelor funcții: fixarea valorii frecvenței semnalului SS; echilibrarea automată

a CRM din componența MM; păstrarea, prelucrarea și afișarea rezultatului, precum și asigurarea interfeței cu PC. Pentru asigurarea echilibrării CRM, în funcție de valoarea defazajului dintre semnalul de referință și cel de dezechilibru de la MM, MC asigură reglarea lină și în trepte a componentelor impedanței reproduse de SMI.

### 5.1. Sursa de semnal a impedanțmetrului

Sursa de semnal asigură alimentarea modului de măsurare cu scopul conversiei impedanței măsurate într-o mărime electrică activă. Conform analizei din p. 2.4 și p. 4.1 pentru respectarea cerințelor referitoare la stabilitatea funcțională a SMI și la realizarea eficientă a procesului de echilibrare, CRM se alimentează de la o sursă stabilă de curent cu impedanță internă de caracter pur activ. În practică, acest lucru poate fi realizat prin utilizarea unei surse stabile de tensiune la ieșirea căreia se conectează o rezistență  $R_G$  de valoare înaltă.

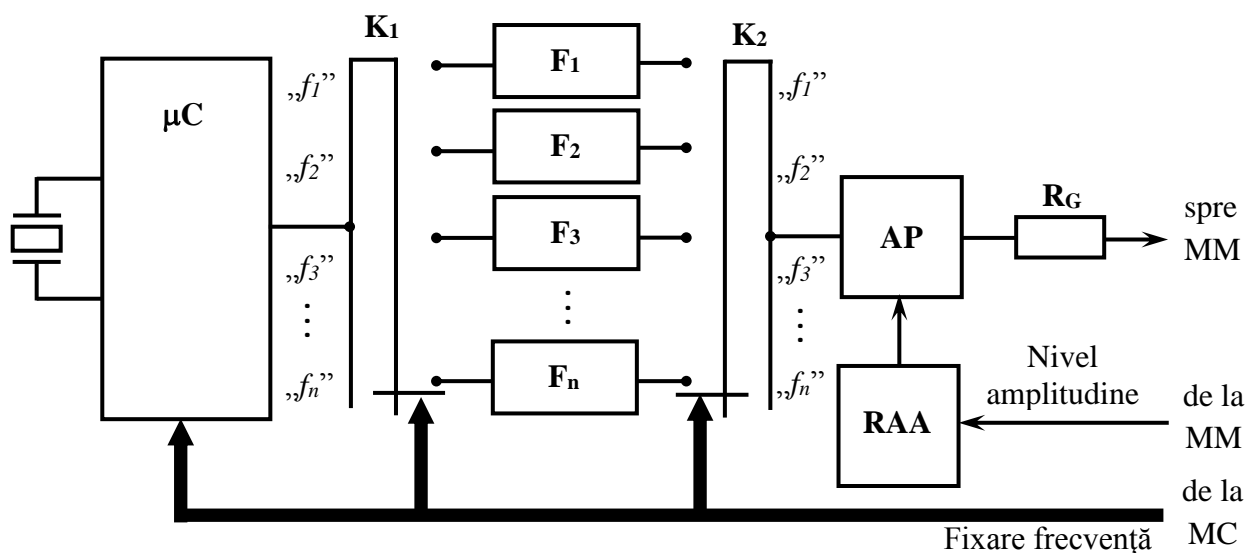


Fig. 5.2. Schema-bloc a sursei de semnal

Pentru asigurarea condițiilor de frecvență și amplitudine, în calitate de SS se utilizează un generator digital cu reglarea automată a amplitudinii. Schema-bloc a unei astfel de SS este reprezentată în figura 5.2.

Microcontrolerul asigură formarea unui semnal cu modulație a impulsurilor în durată (MID) conform legii semnalului sinusoidal. Stabilitatea înaltă a frecvenței semnalului MID este asigurată de elementul de cuarț. Prin intermediul magistralei „*Fixare frecvență*” se asigură un coeficient de multiplicare corespunzător frecvenței de tact și în consecință se modifică frecvența semnalului MID. Cu ajutorul MC se va asigura fixarea frecvenței semnalului de măsurare la una din valorile dorite  $f_1 \div f_n$ .





structură identică cu cea reprezentată în figura 2.8. După cum a fost specificat în p. 2.2, toate componentele simulatorului de impedanță pot fi implementate pe baza AO (figura 2.9). Pentru reglarea digitală a valorii și caracterului impedanței de referință, în structura respectivelor componente pot fi utilizate potențiometre digitale sau amplificatoare programabile cu reglare lină și liniară a coeficientului de amplificare (AP1 și AP2) bazate pe elemente comandate digital.

Conform structurii SMI (figura 5.3), amplificatorul operațional AO și rezistența  $R_C$  formează un convertor curent-tensiune. Valoarea rezistenței  $R_C$  este selectată în conformitate cu condiția de stabilitate (2.42). Amplificatorul diferențial AD are coeficientul de transfer unitar și asigură sumarea semnalului aplicat la intrarea neînversoare cu semnalul aplicat la intrarea inversoare.

### 5.2.2. Blocul de defazoare la $90^0$

Formarea componentei reactive în cadrul circuitelor de tip simulatoare de impedanță se realizează cu ajutorul blocului de defazoare la  $90^0$  (BD $90^0$ ) (figura 5.4). Acest bloc constă din  $n$  defazoare, fiecare dintre ele fiind bazat pe un amplificator operațional (figura 5.5) asigurând un defazaj conform relației:

$$\Delta\varphi = -2\arctg 2\pi f R_3 C_1 . \quad (5.1)$$

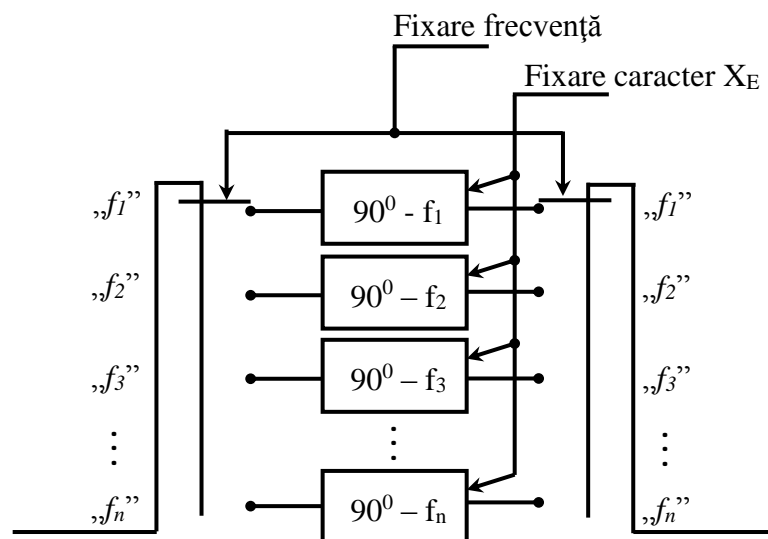


Fig. 5.4. Structura blocului de defazoare de  $90^0$

Conform relației (5.1), selectând valorile elementelor  $R_3$  și  $C_1$  corespunzătoare, defazajul introdus de circuitul din figura 5.5 va fi de  $90^0$  [38, 42].

Întrucât respectivul defazaj va fi dependent de frecvență, e nevoie de  $n$  astfel de defazoare, fiecare dintre ele fiind acordat la una din frecvențele semnalului SS conform codului „*Fixarea frecvenței*” format de MC.

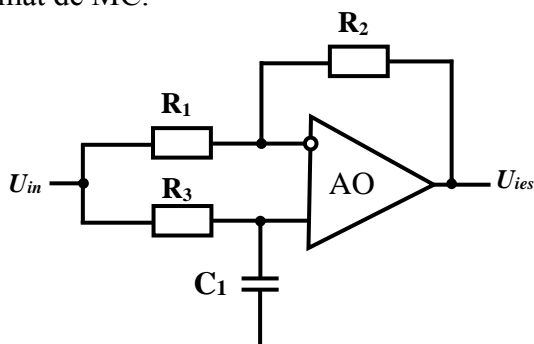


Fig. 5.5. Schema defazorului pe bază de AO

În cazul utilizării unei SS cu stabilitate joasă a frecvenței, apare problema instabilității defazajului de  $90^0$ , ceea ce va introduce erori considerabile în urma măsurării impedanței. De aceea, apare problema utilizării unor defazoare independente de frecvență într-o anumită bandă de valori ale acesteia. Drept circuit electronic ce ar asigura un defazaj de  $90^0$  independent de frecvență pentru semnalul sinusoidal poate servi un circuit de derivare (figura 5.6).

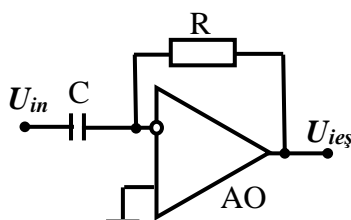


Fig. 5.6. Circuit de derivare pe bază de AO

Conform [123], tensiunea de ieșire pentru acest circuit este:

$$U_{ies} = -RC \frac{dU_{in}}{dt}. \quad (5.2)$$

Întrucât simulatoarele de impedanță sunt utilizate în circuite rezonante alimentate de la un generator de semnal sinusoidal, semnalul de intrare poate fi prezentat în forma  $U_{in} = A \sin \omega t$ . Semnalul de ieșire în acest caz se va determina prin relația:

$$U_{ies} = RC \omega A \sin(\omega t - 90^0). \quad (5.3)$$

Conform relației (5.3), circuitul de derivare asigură un defazaj de  $90^0$ , însă coeficientul de transfer după amplitudine devine dependent de valoarea frecvenței. Acest lucru împiedică utilizarea acestor circuite în calitate de defazor la  $90^0$  în componența SMI. Acest neajuns poate fi

înlăturat prin utilizarea unui bloc de reglare automată a coeficientului de transfer după amplitudine până la valoarea unitară. Aceasta se poate face fie prin utilizarea unor elemente discrete, fie prin utilizarea unui microcontroler. În primul caz, structura unui defazor pe baza unui circuit de derivare este reprezentată în figura 5.7.

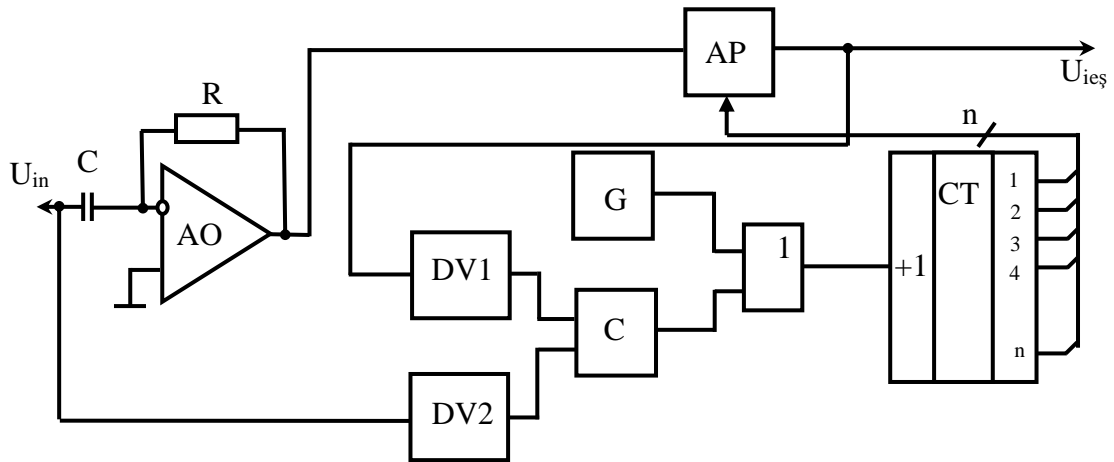


Fig. 5.7. Defazor la  $90^0$  în baza circuitului de derivare

Pe lângă circuitul de derivare, defazorul mai conține un amplificator programabil AP care amplifică/atenuază amplitudinea semnalului de la ieșirea circuitului diferențial. Amplitudinea semnalului de ieșire este întotdeauna comparată cu amplitudinea semnalului de la intrarea defazorului prin intermediul detectoarelor de vârf DV1 și DV2. Comparatorul C va genera semnalul logic „0” când amplitudinea semnalului de la ieșire va fi mai mică decât amplitudinea semnalului de la intrare și „1” logic în caz contrar. Elementul logic SAU va permite conectarea generatorului serie de impulsuri dreptunghiulare G la intrarea numărătorului CT în funcție de valoarea semnalului de la ieșirea comparatorului. Numărătorul va incrementa valoarea codului de la ieșire, dacă la intrarea +1 se vor aplica impulsuri, astfel modificând coeficientul de amplificare al AP. În lucrarea [123] este descris detaliat acest circuit.

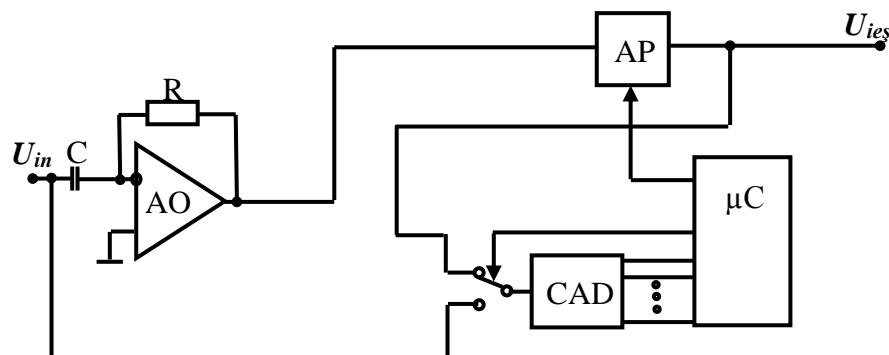


Fig. 5.8. Defazor la  $90^0$  optimizat în baza circuitului de derivare

Întrucât defazorul respectiv urmează a fi utilizat în componența unui dispozitiv metrologic, eroarea introdusă de acesta trebuie să fie minimă, iar construcția cât mai simplă. Însă detectoarele de vârf nu asigură la ieșire o tensiune continuă constantă, de aceea se va introduce o eroare de valoare considerabilă. În plus, utilizarea unui generator de impulsuri în structura acestui defazor conduce la creșterea complexității acestuia. Pentru a înlătura aceste neajunsuri, fixarea amplitudinii semnalelor, precum și formarea codului de variație al coeficientului de amplificare al AP se vor realiza cu ajutorul unui microcontroler prin intermediul unui convertor CAD (figura 5.8). Defazorul la  $90^0$  independent de frecvență va contribui esențial la mărirea preciziei de măsurare a impedanței în coordonate carteziane prin metoda rezonanței simulate. Instabilitatea frecvenței generatorului de semnal nu va afecta defazajul la  $90^0$  dintre componenta activă și cea reactivă.

### 5.2.3. Reglarea caracterului și valorilor componentelor impedanței de referință

Conform descrierii SMI din p. 2.2, amplificatoarele programabile AP1 și AP2 din figura 5.3 sunt identice și asigură reglarea lină a componentelor impedanței de referință. Pentru asigurarea oricărui caracter a impedanței de referință  $Z_E$ , acestea trebuie să asigure un coeficient de amplificare în banda de valori  $-1 \div +1$ . În plus, pentru a putea fi dirijate de MC, reglarea coeficientului de amplificare trebuie să se realizeze prin intermediul unui cod digital. Lungimea codului digital de reglare a componentelor impedanței reproduse determină precizia de fixare a momentului de rezonanță al CRM din componența MM. Coeficientul de reglare ia valori discrete, ceea ce determină reglarea în trepte a valorilor componentelor impedanței reproduse și, prin urmare, apare o eroare de reglare. Valoarea acestei erori se determină prin relația:

$$\delta_{regl} = 2^{-N}, \quad (5.4)$$

unde:  $N$  – numărul de biți în componența codului digital de comandă.

Conform (5.4), pentru asigurarea unei precizii cât mai înalte se vor utiliza coduri digitale cât mai lungi.

Reieșind din cerințele de mai sus, dar și din specificul utilizării practice a impedanțmetrului, se pot face următoarele generalizări:

1. În caz general, în practică, impedanțmetrul se utilizează pentru măsurarea impedanțelor a căror componentă activă are caracter de rezistență pozitivă, de aceea, conform principiului rezonanței în circuitul de măsurare, componenta activă a impedanței de referință poate fi considerată doar cu caracter de rezistență negativă. Acest fapt va permite utilizarea

amplificatoarelor programabile ale căror coeficient de amplificare va varia în banda de valori  $-1 \div 0$ , ceea ce simplifică esențial structura amplificatorului programabil AP1.

2. Aceeași bandă de valori poate fi impusă și coeficientului de amplificare pentru AP2, cu condiția utilizării în serie cu acesta a unui amplificator inversor programabil, coeficientul de transfer a căruia poate fi programat digital la valorile  $-1$  și  $+1$  corespunzător caracterului inductiv sau capacitiv.

3. Pentru a nu introduce etaje suplimentare în structura SMI, funcția amplificatorului inversor programabil amintit în punctul de mai sus poate fi atribuită defazorului. Astfel, acesta ar deveni un defazor programabil și în funcție de codul de comandă ar introduce un defazaj fie de  $90^0$ , fie de  $-90^0$ . Un astfel de defazor poate fi realizat pe baza de AO cu utilizarea unor comutatoare comandate digital (figura 5.9).

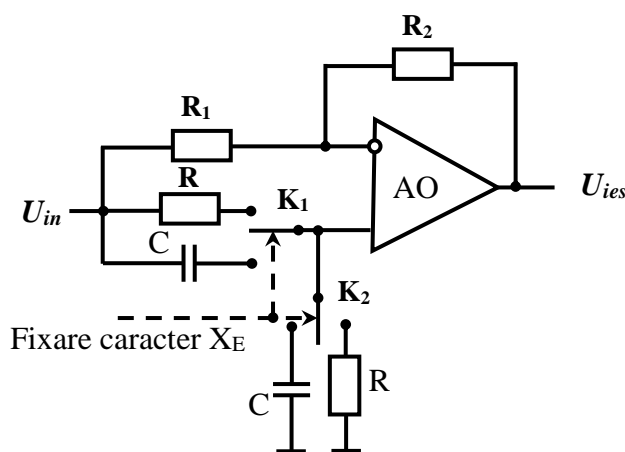


Fig. 5.9. Schema defazorului programabil pe bază de AO

Realizarea practică a AP1 și AP2 cu comandă digitală ar fi posibilă cu ajutorul AO cu utilizarea unor potențiometre digitale sau cu ajutorul unor convertoare digitalo-analogice (CDA).

În primul caz, conform relației (5.4), ar fi nevoie de potențiometre digitale cu cod de reglare cât mai mare. În prezent, pe piață pot fi găsite potențiometre digitale comandate prin coduri digitale cu lungimea până la 12 biți, dar costul acestora este destul de ridicat. Mult mai eficientă este utilizarea în calitate de amplificator programabil a CDA (figura. 5.10). În acest caz, semnalul de intrare a amplificatorului se va aplica la intrarea semnalului de referință a CDA, iar semnalul de ieșire se va citi de la ieșirea analogică a acestuia. Codul de reglare al coeficientului de amplificare va constitui codul de intrare al CDA, lungimea lui fiind determinată de tipul convertorului selectat. La selectarea unui CDA în calitate de amplificator programabil pentru impedanțmetru se vor lua în considerație următoarele cerințe: banda de valori pentru tensiunea de referință, posibilitatea asigurării unui coeficient de amplificare în banda de valori  $-1 \div 0$ ,

lungimea codului de comandă, compatibilitatea cu nivelul logicii TTL, viteza de lucru și prețul de cost redus. Un tip de CDA care ar respecta cerințele de mai sus este convertorul produs de Analog Devices de tipul AD7541A [3]. Microcircuitul AD7541A este destinat conversie codului binar de 12 biți de la intrările digitale, în curent, la ieșirile analogice, valoarea căruia este proporțională valorii codului și a tensiunii de referință. Pentru obținerea tensiunii de ieșire se utilizează un convertor curent-tensiune bazat pe un AO. Parametrii AO trebuie să nu influențeze precizia și viteza de conversie a CDA. Conform descrierii tehnice a microcircuitului AD7541A [3], în regim limită de funcționare tensiunea de referință poate varia în banda  $-25 \div +25$  V, ceea ce depășește gama de valori a tensiunii de la intrarea AP.

Conform [3], structura unui amplificator programabil pe baza CDA de tipul AD7541A este reprezentat în figura 5.10.

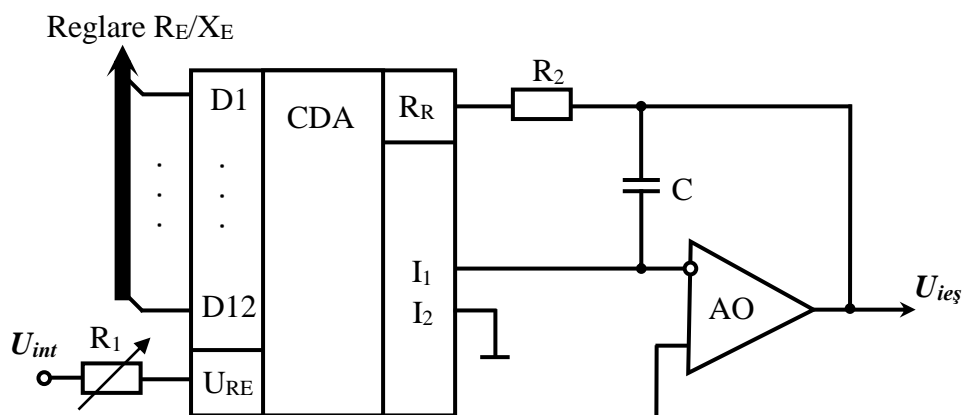


Fig. 5.10. Schema AP cu reglare lină bazat pe CDA de tipul AD7541A

Valoarea tensiunii la ieșire va fi dependentă de valoarea tensiunii de intrare și de valoarea codului de comandă conform tabelului 5.1.

Conform tabelului 5.1 AP realizat pe baza CDA de tipul AD7541A asigură un coeficient de reglare în banda de valori  $-1 \div 0$ , ceea ce corespunde cerințelor înaintate mai sus.

Amplificatoarele programabile AP3 și AP4 (figura 5.3) asigură reglarea benzilor de valori a componentelor impedanței de referință prin asigurarea unui coeficient de amplificare în trepte. Acestea pot fi realizate pe bază de AO, pentru care coeficientul de amplificare depinde doar de valorile rezistențelor din cadrul reacției inverse și nu depinde de parametrii AO. În figura 5.11 este reprezentată structura unui AP cu coeficient de reglare în trepte realizat pe bază de AO cu conectare inversoare.

Tabelul 5.1. Valoarea tensiunii de ieșire a AP în funcție de codul de comandă

Cod digital de comandă $D_0 \dots D_{11}$	$U_{ieș}$
111111111111	$-U_{int} \cdot \left(\frac{4095}{4096}\right)$
100000000001	$-U_{int} \cdot \left(\frac{2049}{4096}\right)$
100000000000	$-U_{int} \cdot \left(\frac{2048}{4096}\right) = -\frac{U_{int}}{2}$
011111111111	$-U_{int} \cdot \left(\frac{2047}{4096}\right)$
000000000001	$-U_{int} \cdot \left(\frac{1}{4096}\right)$
000000000000	$-U_{int} \cdot \left(\frac{0}{4096}\right)$

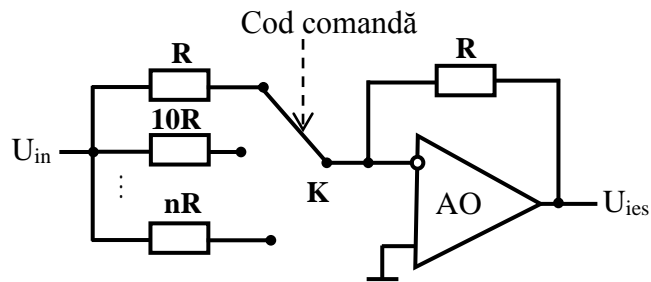


Fig. 5.11. Schema AP cu reglare în trepte bazat pe AO

Sumatorul S (figura 5.3) asigură sumarea tensiunilor din cele două ramuri de reglare a componentelor impedanței de referință. Acesta poate avea la bază un AO și poate fi implementat în calitate de circuit al unui sumator al tensiunilor directe, al unui sumator al tensiunilor inversate sau al unui amplificator diferențial [112]. Pentru a asigura un caracter negativ al componentei active a impedanței de referință în calitate de sumator se utilizează un amplificator diferențial la intrarea inversoare a acestuia, conectându-se ieșirea AP3, iar la cea neinversoare – AP4. În acest caz componenta reactivă a impedanței de referință va avea caracter inductiv dacă defazajul introdus de BD90° va fi de 90° și caracter capacitiv dacă -90°.

După cum a fost descris în punctul 4.2, pentru realizarea procesului de echilibrare al circuitului de măsurare, se urmărește evoluția defazajului dintre semnalul de dezechilibru  $U_{de}$  și semnalul de referință  $U_{ref}$ . Semnalul de referință este format de SMI și reprezintă tensiunea de la ieșirea BD 90°. Semnalul de dezechilibru se citește de la intrarea MM, iar pentru a asigura o sensibilitate sporită la citirea acestuia, acest semnal se amplifică cu ajutorul unui amplificator cu

limitare A (figura 5.3). Procesul de determinare a defazajului dintre aceste semnale, precum și procesul de echilibrare al circuitului de măsurare se efectuează cu ajutorul MC.

MM poate fi elaborat și ca un dispozitiv distinct, separat de celelalte module ale impedanțmetrului. În acest caz, pentru alimentarea CRM se utilizează o sursă de semnal externă cu valoare cunoscută a frecvenței iar procesul de măsurare se efectuează manual. Un astfel de dispozitiv (anexa 5) a fost elaborat în laboratorul „Măsurări electronice” al Catedrei Telecomunicații, UTM. Modul de funcționare al acestui măsurător de laborator cu rezonanță simulată este descris în lucrarea [102]. Impedanțmetrul permite măsurarea rezistențelor, reactanțelor inductive și a impedanțelor complexe. Banda de valori a mărimilor măsurate este determinată de valoarea rezistenței  $R_C$  a convertorului CIU din componența SMI. Pentru realizarea procesului de echilibrare, cu ajutorul unui osciloscop se analizează evoluția defazajului dintre semnalul de dezechilibru  $U_{de}$  și semnalul de referință  $U_{ref}$ . Algoritmul de echilibrare se realizează conform metodei cunoscute [101] și constă în reglarea componentei active a impedanței reproduse de SMI prin intermediul organului „**Reglare  $R_R$** ” și a componentei reactive prin intermediul organului „**Reglare  $X_R$** ”. La echilibrarea CRM se determină valoarea mărimii măsurate în funcție de valorile indicate de aceste organe și de valoarea rezistenței  $R_C$ .

### 5.3. Modulul de comandă al impedanțmetrului

Pentru asigurarea unui proces automat de măsurare, în componența impedanțmetrului se utilizează modulul de comandă. Acesta asigură dirijarea funcționalității întregului dispozitiv prin intermediul următoarelor funcții:

- asigurarea interfeței cu utilizatorul;
- fixarea frecvenței semnalului SS;
- echilibrarea după componenta activă a CRM din structura MM;
- echilibrarea după componenta reactivă a CRM din structura MM;
- prelucrarea rezultatelor după echilibrarea CRM;
- transmiterea rezultatelor la interfața dispozitivului.

Schema-bloc a MC este reprezentată în figura 5.12. Elementul de bază al MC, care reprezintă și „creierul” impedanțmetrului, este blocul de comandă (BC) realizat pe bază de microcontroler. MC mai conține două comparatoare,  $C_1$  și  $C_2$ , pentru conversia semnalelor sinusoidale în serii de impulsuri dreptunghiulare, un bistabil de tip D dinamic (BDD) care formează semnalul ( $CE$ ) de fixare a momentului de rezonanță în procesul de echilibrare, precum și un microcontroler USB ( $\mu C$  USB) ce asigură interfața dintre BC și PC.



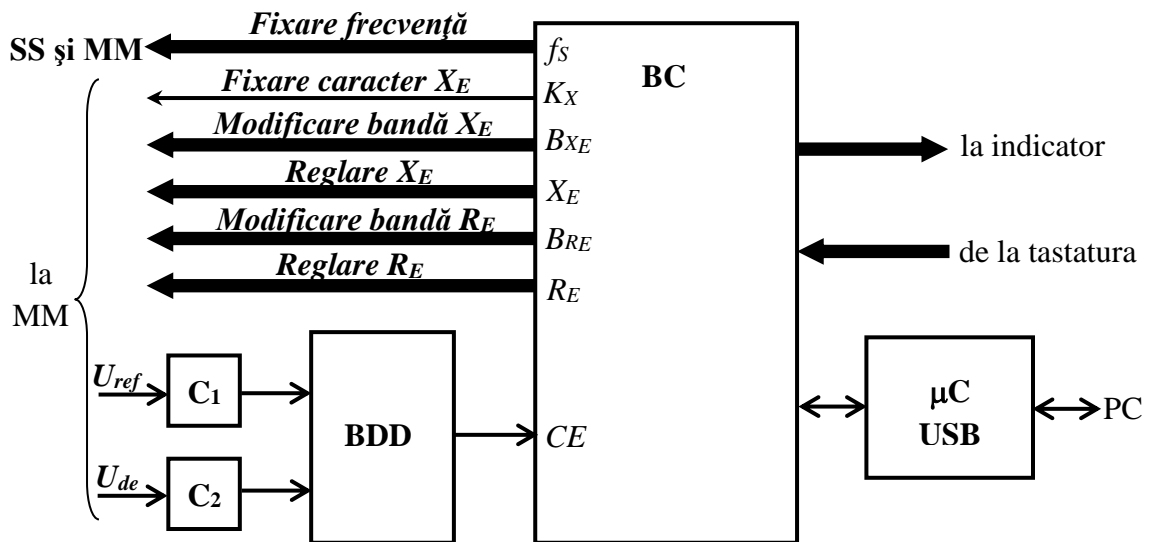


Fig. 5.12. Schema-bloc a modului de comandă

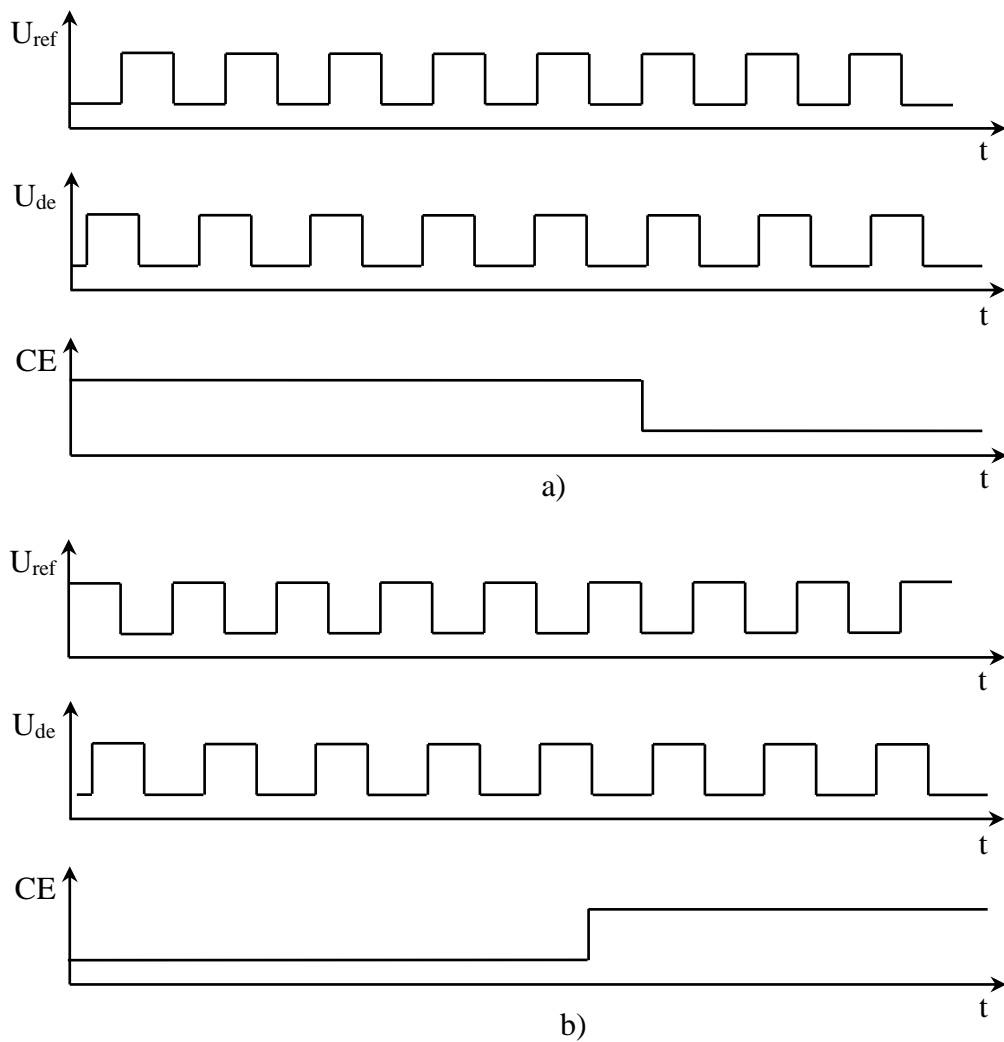


Fig. 5.13. Diagrama în timp a semnalelor BDD: a) fixarea defazajului de  $0^0$  între  $U_{ref}$  și  $U_{de}$ ; b) fixarea defazajului de  $180^0$  între  $U_{ref}$  și  $U_{de}$ .

Conform analizei din punctul 4.3, la echilibrarea CRM de tip serie se urmărește evoluția defazajului dintre semnalul de dezechilibru și semnalul de referință. În structura impedanțmetrului acest lucru este realizat cu ajutorul BDD. Diagrama în timp a semnalelor de la intrările și ieșirea BDD este prezentată în figura 5.13.

Conform [48], momentul de rezonanță în CRM coincide cu momentul apariției unui defazaj de  $0^0$  (figura 5.13 a) sau  $180^0$  (figura 5.13 b) între semnalul de referință  $U_{ref}$  și semnalul de dezechilibru  $U_{de}$ . În momentul respectiv BDD își modifică starea, iar semnalul  $CE$  de la ieșirea sa este utilizat în calitate de semnal de fixare a momentului de rezonanță în procesul de echilibrare.

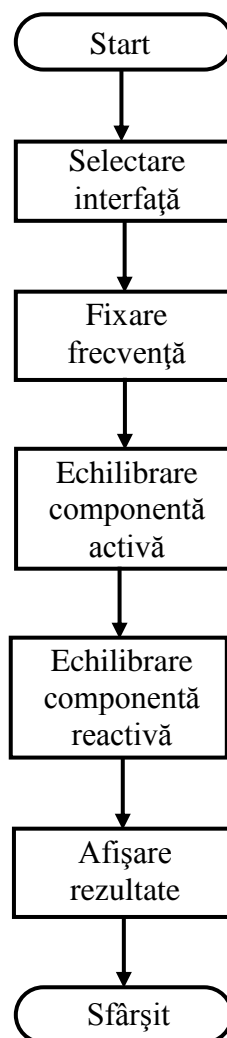


Fig. 5.14. Algoritm de funcționare al BC

MC asigură dirijarea întregului proces de măsurare prin intermediul BC. Acest bloc asigură formarea semnalelor de comandă cu celelalte module și prelucrarea automatizată a datelor. Algoritm de funcționare al acestui bloc este reprezentat în figura 5.14. Odată cu

conectarea alimentării, BC determină tipul interfeței cu operatorul. Inițial se verifică conexiunea la PC prin intermediul portului USB. Dacă impedanțmetrul nu este conectat la PC, BC activează porturile la care sunt conectate indicatorul și tastatura. După fixarea interfeței cu utilizatorul, BC cere utilizatorului fixarea valorii frecvenței semnalului de măsurare. Această valoare a frecvenței se codifică și se transmite blocurilor corespunzătoare din SS și MM. În funcție de valoarea fixată de operator, BC va transmite prin magistrala „*Fixarea frecvenței*” codul digital  $f_s$ . Totodată această valoare a frecvenței este memorată, apoi utilizată de BC în procesul de prelucrare a rezultatelor.

După fixarea valorii frecvenței semnalului de măsurare, BC începe procesul de echilibrare a CRM. Conform [48] procesul de echilibrare se efectuează în două etape: echilibrarea după componenta activă și echilibrarea după componenta reactivă. Întrucât aceste două etape sunt independente una de alta, ele pot fi realizate ca două procese separate.

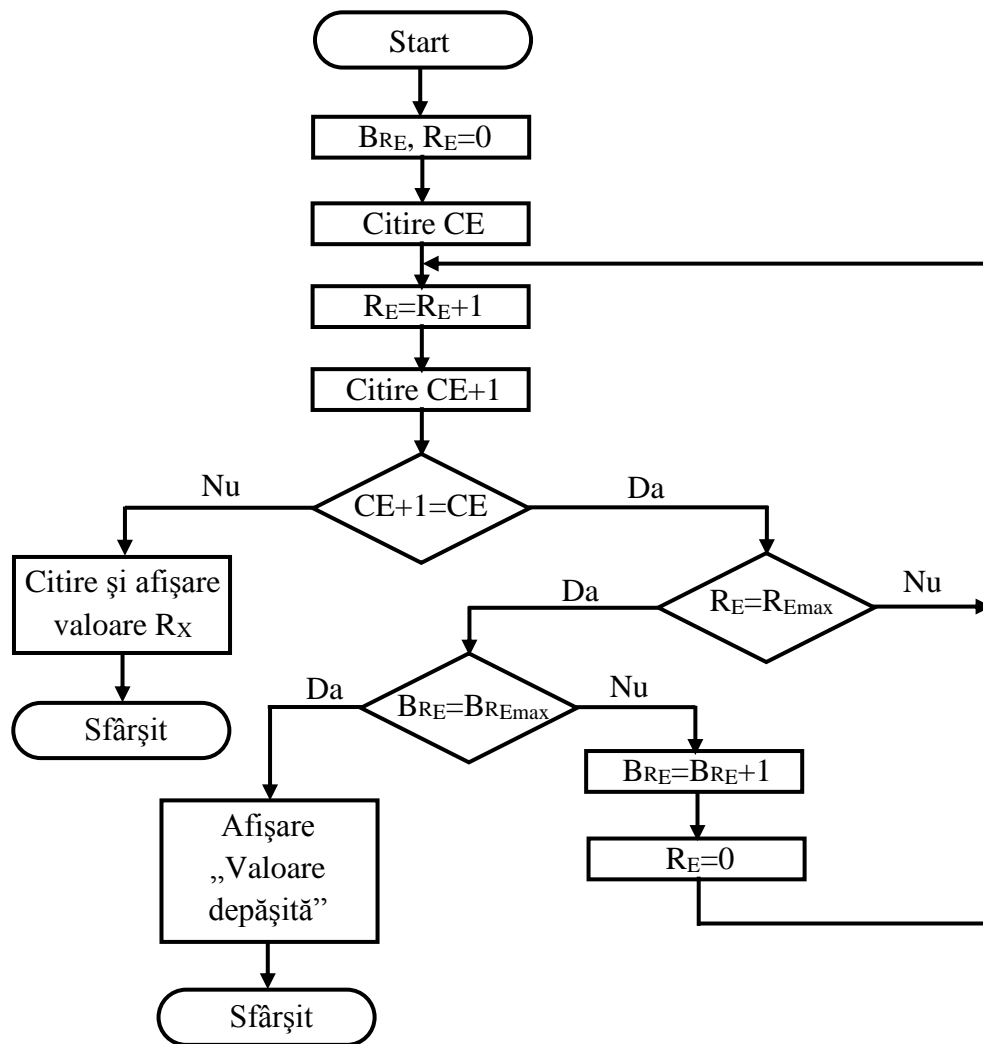


Fig. 5.15. Algoritm de măsurare a componentei active

Pentru asigurarea procesului de echilibrare după componenta activă, BC prin intermediul magistralelor „Reglare  $R_E$ ” și „Modificare bandă  $R_E$ ” va dirija valoarea componentei active a impedanței reproduse până la schimbarea valorii semnalului  $CE$ . Algoritmul de echilibrare după componenta activă este reprezentat în figura 5.15.

Inițial, BC fixează valoarea nulă pentru codurile  $R_E$  și  $BR_E$ , după care citește valoarea semnalului  $CE$  și o memorează. Apoi incrementează valoarea codului  $R_E$ , citește din nou valoarea semnalului  $CE$  și o compară cu valoarea memorată a acestuia. Dacă valoarea  $CE$  s-a modificat, atunci s-a asigurat echilibrarea circuitului, iar valorile respective ale codurilor  $R_E$  și  $BR_E$  determină valoarea componentei active a impedanței de referință.

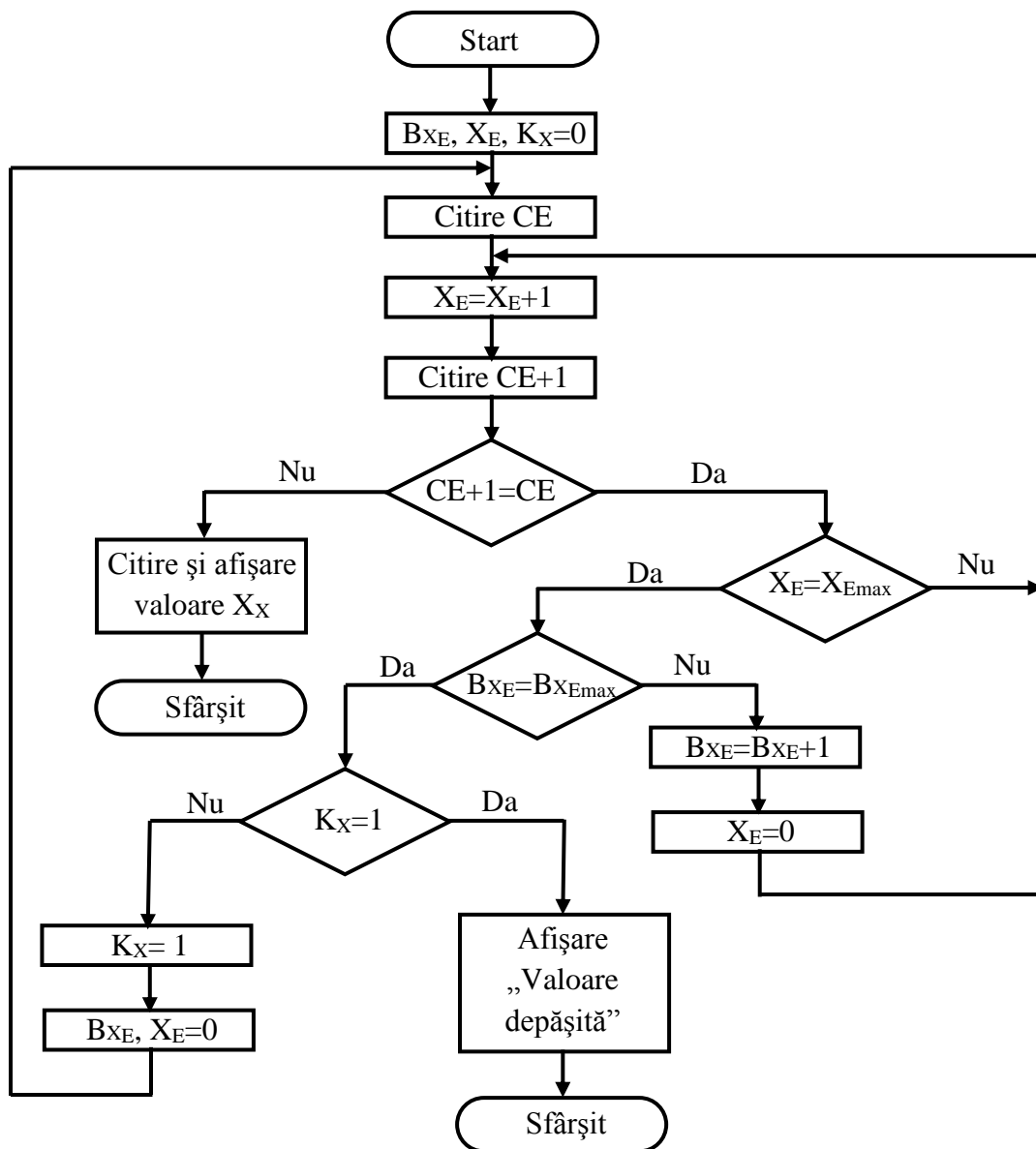


Fig. 5.16. Algoritm de măsurare a componentei reactive

Dacă valoarea semnalului  $CE$  nu s-a modificat, BC incrementează valoarea codului  $R_E$  până se asigură această modificare. Dacă valoarea codului  $R_E$  a atins valoarea maximă posibilă și nu s-a asigurat modificarea valorii semnalului  $CE$ , atunci se trece la o bandă de valori superioară și se repetă procesul. Pentru trecerea la o bandă de valori mai mare, BC asigură incrementarea codului  $BR_E$ . Dacă se epuizează toate benzile de valori și nu s-a asigurat echilibrarea CRM după componenta activă, atunci BC va afișa pe interfața impedanțmetrului „**Valoare depășită a componentei active**”.

La finisarea procesului de echilibrare după componenta activă sau afișarea pe interfața dispozitivului a mesajului „**Valoare depășită a componentei active**”, BC inițiază procesul de echilibrare după componenta reactivă (figura 5.16). Pentru aceasta, BC dirijează valoarea componentei reactive a impedanței de referință prin intermediul magistralelor „**Reglare  $X_E$** ”, „**Modificare bandă  $X_E$** ” și „**Fixare caracter  $X_E$** ”. Spre deosebire de procesul de echilibrare după componenta activă, pentru componenta reactivă e necesară și fixarea caracterului reactanței de referință.

Acest lucru este asigurat de BC prin intermediul semnalului  $K_X$  transmis prin magistrala „**Fixare caracter  $X_E$** ”. Inițial se verifică echilibrarea după componenta reactivă, fixându-se caracterul inductiv al reactanței de referință ( $K_X=0$ ). În acest caz, procesul de echilibrare este asemănător celui reprezentat în figura 5.15, cu deosebirea că se incrementează valorile codurilor  $X_E$  și  $BX_E$ . Dacă în acest caz nu s-a asigurat echilibrarea după componenta reactivă, BC fixează caracterul capacitiv ( $K_X=1$ ) și repetă procedura ca în cazul caracterului inductiv. Dacă nu are loc echilibrarea CRM nici după fixarea caracterului capacitiv al componentei reactive a impedanței de referință, atunci BC va afișa pe interfața impedanțmetrului mesajul „**Valoare depășită a componentei reactive**”.

Dacă s-a asigurat echilibrarea CRM, atunci BC inițiază procedura de prelucrare a rezultatelor și afișarea lor. În cazul în care interfața cu operatorul este realizată prin intermediul PC-ului, atunci prelucrarea rezultatelor poate fi efectuată de către calculator prin intermediul unor componente software special elaborate. În acest caz, BC transmite PC-ului valorile codurilor  $R_E$ ,  $BR_E$ ,  $X_E$ ,  $BX_E$ ,  $K_X$  și  $f_s$ . Dacă rezultatele vor fi afișate pe indicatorul impedanțmetrului, atunci BC va asigura și prelucrarea rezultatelor. Impedanțmetrul va afișa pe ecran valorile următoarelor mărimi: rezistența  $R_X$ , reactanța  $X_X$ , inductanța  $L_X$  și factorul de calitate  $Q_X$  dacă  $K_X=0$  sau rezistența  $R_X$ , reactanța  $X_X$ , capacitatea  $C_X$  și tangenta unchiului de pierderi  $tg\delta_X$  dacă  $K_X=1$ .

## **Concluzii la capitolul 5:**

A fost elaborată structura impedanțmetrului cu rezonanță simulată în coordonate carteziane ce constă din 3 module: sursa de semnal, modulul de măsurare și modulul de comandă.

A fost descris principiul de funcționare al sursei de semnal din componența impedanțmetrului care respectă cerințele referitoare la valoarea stabilă și cunoscută pentru frecvența semnalului generat și posibilitatea asigurării reglării automate a nivelului semnalului în corespundere cu valoarea impedanței măsurate.

A fost elaborată structura modulului de măsurare a impedanțmetrului pe baza circuitului rezonant de măsurare. Au fost propuse circuite ale blocurilor simulatorului de impedanță ce ar permite controlul digital al componentelor impedanței reproduse.

A fost elaborată structura și algoritmul de funcționare a modulului de control ce permite automatizarea procesului de măsurare și prelucrarea datelor.

## CONCLUZII GENERALE ȘI RECOMANDĂRI

Prin lucrarea de față autorul și-a propus să aducă partea sa de contribuție la cercetările referitoare la elaborarea metodelor și dispozitivelor de măsurare cu precizie înaltă a componentelor impedanței pe baza efectului rezonanței simulate. Totodată în baza rezultatelor obținute, autorul propune un set de recomandări referitor la ulterioare cercetări și la îmbunătățirea parametrilor metrologici ai dispozitivului elaborat.

Principalele concluzii:

1. În rezultatul cercetărilor a fost demonstrat conceptul metodologic de aplicare a efectului rezonanței simulate pentru măsurarea cu precizie înaltă prin metoda comparării simultane cu măsura a componentelor impedanțelor de orice caracter în coordonate carteziane. Acest lucru este posibil datorită utilizării în calitate de elemente de referință a mărimilor electrice pasive simulate.

2. A fost elaborată structura simulatorului de impedanță în coordonate carteziane cu caracteristici avansate, care asigură reproducerea cu precizie înaltă a impedanței și cu posibilitatea reglării benzilor de valori și a valorilor componentelor acesteia. Acest simulator se mai caracterizează prin :

- posibilitatea reproducerii impedanțelor simulate de orice caracter al componentelor;
- reglarea independentă a componentelor impedanței simulate;
- lipsa elementelor reactive reglabile (condensatoare variabile, magazine de inductanță și capacitate etc.).

3. A fost demonstrată posibilitatea utilizării simulatoarelor metrologice de impedanță în calitate de elemente de referință de precizie înaltă în măsurătoarele de impedanță cu rezonanță simulată în coordonate carteziane.

4. La elaborarea structurii simulatorului de impedanță a fost utilizată metoda de sinteză și analiză funcțională bazată pe aplicarea grafurilor de fluentă. Cu ajutorul grafurilor de fluentă a fost perfecționată structura simulatorului prin excluderea buclelor de reacție inversă pozitivă.

5. A fost elaborat modelul matematic, obținut prin metoda grafurilor de fluentă, care asigură determinarea condițiilor de stabilitate a simulatorului metrologic de impedanță. Simulatorul de impedanță își menține stabilitatea funcțională doar dacă este utilizat în circuite cu rezonanță serie, alimentate de la un generator stabil de curent cu rezistență internă cu caracter pur activ .

6. A fost elaborat modelul matematic pentru determinarea valorilor componentelor erorii sistematice cauzate de factorii de neidealitate ai amplificatoarelor operaționale din componența

simulatoarelor, de toleranța elementelor pasive, de instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare, precum și de variația temperaturii.

7. A fost analizat și modelat circuitul rezonant de măsurare de tip serie pe baza simulatoarelor de impedanță în coordonate carteziane cu caracteristici avansate, au fost identificate semnalele de referință și de dezechilibru în cadrul acestui circuit și au fost determinate condițiile de echilibrare în regim parțial și total.

8. Au fost elaborați algoritmi de măsurare a componentelor impedanței în cadrul circuitului rezonant de măsurare de tip serie, care conțin doar două operații de reglare a mărimii reproduse de către elementul de referință:

- reglarea componentei active a impedanței reproduse de simulatorul până la apariția unui defazaj de  $180^0$  sau  $0^0$  între semnalul de referință și cel de dezechilibru, moment ce corespunde valorii minime a amplitudinii semnalului de dezechilibru;
- reglarea componentei reactivă a impedanței reproduse până la trecerea defazajului respectiv din  $0^0$  în  $180^0$  sau din  $180^0$  în  $0^0$ . Acest moment coincide cu momentul obținerii valorii nule a semnalului de dezechilibru.

9. A fost elaborată structura impedanțmetrului cu rezonanță simulată în coordonate carteziane caracterizat prin universalitate și automatizarea procesului de măsurare

10. A fost descris principiul de funcționare al sursei de semnal din componența impedanțmetrului și specificate cerințele față de semnalul de măsurare.

11. A fost elaborată structura modulului de măsurare a impedanțmetrului pe baza circuitului rezonant de măsurare cu simulatorul de impedanță în componența sa.

12. A fost elaborată structura și algoritmul de funcționare a modulului de control ce permite automatizarea procesului de măsurare și prelucrarea datelor.

Recomandări de cercetare pentru viitor:

1. Extinderea cercetărilor în vederea elaborării măsurătoarelor de impedanță cu rezonanță simulată în coordonate polare care ar asigura măsurarea componentelor acestora prin reglarea independentă a modulului și fazei impedanței reproduse.

2. Cercetarea posibilităților de îmbunătățire a caracteristicilor metrologice ale impedanțmetrului în coordonate carteziane prin substituirea amplificatoarelor operaționale din componența simulatorului de impedanță cu conveioare.

3. Elaborarea componentei software care ar permite comunicarea impedanțmetrului cu calculatorul personal, dirijarea procesului de măsurare prin intermediul acestuia, precum și afișarea și stocarea rezultatelor măsurărilor pe suport de memorie.



## BIBLIOGRAFIE

1. 1693 SERIES Precision RLC Digibridge. User and Service Manual. IET LABS, INC, 2006. 234 p.
2. A novel impedance-measuring system using standard hp – instruments. Hewlett Packard Journal. vol 3. nr. 11. 1952. 395 p.
3. AD7541A. Analog Devices datasheet. 1997. <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/48233/AD/AD7541A.html> (vizitat 24.05.2013)
4. Agilent 34401A 6 ½ Digit Multimeter. Service Guide, Seventh Edition. Agilent Technologies. 2007. 163 p.
5. Agilent 34410A/11A 6 ½ Digit Multimeter. Service Guide, Fourth Edition. Agilent Technologies. 2007. 126 p.
6. Agilent 3458A Multimeter, Assembly-Level Repair Manual. 2 Edition. Agilent Technologies. 2000. 86 p.
7. Agilent 4194A Impedance/Gain-Phase analyzer. Service manual. Agilent Technologies. 1986. 433 p.
8. Agilent 4263B LCR Meter. Service Manual. Agilent Technologies. 2000. 62 p.
9. Agilent 4268A 120Hz/1kHz Capacitance Meter. Service Manual. Fourth Edition. Agilent Technologies. 2003. 122 p.
10. Agilent 4278 1kHz/1MHz Capacitance Meter. Service Manual. Agilent Technologies. 2000. 206 p.
11. Agilent 4279A 1MHz C-V Meter. Service Manual. Agilent Technologies. 2000. 188 p.
12. Agilent 4284A precision LCR Meter. Service Manual. Agilent Technologies. 2000. 171 p.
13. Agilent 4285A precision LCR Meter. Service Manual. Agilent Technologies. 2000. 196 p.
14. Agilent 4288A 1kHz/1MHz capacitance Meter. Service Manual. 2 Edition. Agilent Technologies. 2007. 153 p.
15. Agilent 4338B Milliohmmeter. Service Manual. 3 Edition. Agilent Technologies. 2001. 58 p.
16. Agilent 4339B High resistance meter. Service Manual. 4 edition. Agilent Technologies. 2001. 66 p.

17. Agilent 4342A Q meter. Operating and service manual. Agilent Technologies. 1983. 196 p.
18. Agilent 4349B 4-Channel High Resistance Meter. Service Manual. 3 Edition. Agilent Technologies. 2001. 62 p.
19. Agilent Technologies Impedance Measurement Handbook. A guide to measurement technology and techniques. Agilent Technologies. 2006. 126 p.
20. Agilent U1253A True RMS OLED Multimeter. User's and Service Guide. Sixth Edition. Agilent Technologies. 2010. 213 p.
21. Automatic RCL Meter PM6303A. User manual. Fluke. 1995. 247 p.
22. Automatic RLC Meter RLC100 Operating Instructions. Grundig Instruments. 1999. 38 p.
23. Automatic RLC Meter RLC200 Operating Instructions. Grundig Instruments. 2000. 28 p.
24. Automatic RLC Meter RLC300 Operating Instructions. Grundig Instruments. 1999. 77 p.
25. Barna A., Porat D. Operational amplifiers. Second edition. New York: John Wiley & Sons, 1988. 271 p.
26. Bening, F. Negative widerstande in elektronischen schaltungen. Berlin: Veb verlag, 1971. 288 p.
27. Bogdan O. Conveioare de curent: tipuri și aplicații. În: Revista academiei forțelor terestre, 2003, nr. 2-3. [http://www.actrus.ro/reviste/2\\_3\\_2003/a21.pdf](http://www.actrus.ro/reviste/2_3_2003/a21.pdf) (vizitat 03.09.2012).
28. Brevet de invenție. 195Z, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00. Convertor de impedanță / Nastas Vitalie, Nicolaev Pavel (MD). Cererea depusă 06.05.2009, BOPI nr. 4/2010.
29. Brevet de invenție. 2086, MD, G01R 27/02. Metodă de măsurare a componentelor impedanței / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 03.12.2001, BOPI nr. 1/2003.
30. Brevet de invenție. 2130, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00. Convertor de impedanță / Nastas Vitalie, Scânteianu Mircea (MD), Cererea depusă 23.01.2002, BOPI nr. 3/2003.
31. Brevet de invenție. 2248, MD, G01R 27/02, Dispozitiv pentru măsurarea componentelor impedanței / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 14.12.2001, BOPI nr. 8, 2003.
32. Brevet de invenție. 2462, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00, Convertor de impedanță / Nastas Vitalie (MD), Cazac Artur (UA), Cererea depusă 09.10.2003, BOPI nr. 5/2004.

33. Brevet de invenție. 2463, MD, G01R 27/02, Dispozitiv pentru măsurarea componentelor impedanței / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 16.10.2003, BOPI nr. 5/2004.
34. Brevet de invenție. 248Z, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00, H03B 29/00. Convertor de impedanță / Nastas Vitalie, Nicolaev Pavel (MD). Cererea depusă 07.07.2009, BOPI nr. 7/2010.
35. Brevet de invenție. 2509, MD, G01R 27/02. Metodă de măsurare a componentelor impedanței / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 12.01.2004, BOPI nr. 7/2004.
36. Brevet de invenție. 279Z, MD, G01R 27/02. Impedanțmetru / Nastas Vitalie, Nicolaev Pavel (MD). Cererea depusă 26.03.2010, BOPI nr. 9/2010.
37. Brevet de invenție. 2840, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00. Convertor de rezistență / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 01.12.2004, BOPI nr. 8/2005.
38. Brevet de invenție. 2844, MD, H03C 3/24, H03C 3/10. Defazor / Nastas Vitalie (MD), Cazac Artur (UA), Cererea depusă 25.11.2004, BOPI nr. 8/2005.
39. Brevet de invenție. 2866, MD, G01R 27/02. Impedanțmetru / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 17.12.2004, BOPI nr. 9/2005.
40. Brevet de invenție. 3111, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00. Convertor de admitanță / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 04.10.2005, BOPI nr. 7/2006.
41. Brevet de invenție. 3133, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00. Convertor de impedanță / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 04.10.2005, BOPI nr. 8/2006.
42. Brevet de invenție. 3136, MD, H03C 3/24, H03C 3/10. Defazor / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 21.11.2005, BOPI nr. 8/2006.
43. Brevet de invenție. 3154, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00. Convertor de impedanță / Nastas Vitalie, Nastas Alexandru (MD), Cererea depusă 04.10.2005 BOPI nr. 9/2006.
44. Brevet de invenție. 3173, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00. Convertor de impedanță / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 21.03.2006, BOPI nr. 10/2006.
45. Brevet de invenție. 3461, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00. Convertor de admitanță / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 02.03.2007, BOPI nr. 12/2007.
46. Brevet de invenție. 3462, MD, G01R 27/02, G01R 27/08, Dispozitiv de măsurare a admitanței / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 11.09.2006, BOPI nr. 12/2007.
47. Brevet de invenție. 351Z, MD, G01R 27/02. Admitanțmetru / Nastas Vitalie, Nicolaev Pavel (MD). Cererea depusă 05.10.2010, BOPI nr. 3/2011.
48. Brevet de invenție. 3577, MD, G01R 27/02. Metodă de măsurare a componentelor impedanței / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 21.09.2006, BOPI nr. 4/2008.

49. Brevet de invenție. 3578, MD, G01R 27/02. Metodă de măsurare a rezistenței / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 19.10.2006, BOPI nr. 4/2008.
50. Brevet de invenție. 3689, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00. Convertor de impedanță / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 18.09.2007, BOPI nr. 8/2008.
51. Brevet de invenție. 3949, MD, G01R 27/02. Metodă de măsurare a rezistenței / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 24.04.2008, BOPI nr. 7/2009.
52. Brevet de invenție. 445Z, MD, G01R 27/02. Impedanțmetru / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 11.01.2011, BOPI nr. 11/2011.
53. Brevet de invenție. 447Z, MD, G01R 27/02. Metodă de măsurare a componentei impedanței / Nastas Vitalie (MD). Cererea depusă 10.03.2011, BOPI nr. 11/2011.
54. Brevet de invenție. 544Z, MD, G01R 27/02. Admitanțmetru / Nastas Vitalie (MD), Cererea depusă 23.11.2011, BOPI nr. 9/2012.
55. Brevet de invenție. 629Z, MD, G01R 27/02. Ohmmetru / Nastas Vitalie, Nicolaev Pavel (MD). Cererea depusă 14.12.2012, BOPI nr. 4/2013.
56. Brevet de invenție. 638Z, MD, G01R 27/02, G01R 35/00. Convertor de impedanță / Nastas Vitalie, Nicolaev Pavel (MD). Cererea depusă 11.09.2012, BOPI nr. 5/2013.
57. Brevet de invenție. 639Z, MD, G01R 27/02. Impedanțmetru / Nastas Vitalie, Nicolaev Pavel (MD). Cererea depusă 24.10.2012, BOPI nr. 5/2013.
58. Brevet de invenție. 818Z, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00. Convertor de impedanță / Nastas Vitalie, Nicolaev Pavel (MD). Cererea depusă 26.02.2014, BOPI nr. 9/2014.
59. Brevet de invenție. 873Z, MD, G01R 27/02. Impedanțmetru / Nastas Vitalie, Nicolaev Pavel (MD). Cererea depusă 04.09.2014, BOPI nr. 1/2015.
60. Brevet de invenție. 90Z, MD, G01R 27/02, H03H 11/46, G01R 35/00. Convertor de admitanță / Nastas Vitalie, Nicolaev Pavel (MD), Cererea depusă 04.12.2008, BOPI nr. 9/2009.
61. Carter B., Huelsman L. P. Handbook of operational amplifier active RC networks. Dallas: Texas Instruments, 2001. 85 p.
62. Carter B., Brown T. R. Handbook of operational amplifier applications. Dallas: Texas Instruments, 2001. 85 p.
63. Clarke B. Impedance Measurements. 2003. <http://www.prc68.com/I/Z.shtml> (vizitat 11.04.2010).
64. Dostal J. Operational amplifiers. New York: Elsevier SPC, 1981. 423 p.
65. Dostál T., Axman V. Biquads based on single negative impedance converter implemented by classical current conveyor. În: Radioengineering, 2007, vol. 16, Nr. 3, p 96-102.

66. Dumbrava V., Svilainis L. The automated complex impedance measurement system. În: Electronics and electrical engineering, 2007, nr. 4, p 59-62.
67. Electrical measurements, signal processing, and displays. red. John G. Webster. New York: CRC Press LLC, 2004. 773 p.
68. European Patent. 0656542, G01R 27/02, H03H 11/46, G01 R 35/00, A Impedance synthesizer. Nordeng A. (US), filed 05.08.94, Patented 07.06.95, Bulletin 95/23.
69. Fluke 27 Multimeter. Service Manual. Second edition. Fluke Corporation. 2003. 62 p.
70. George R., Steber A. An LMS Impedance Bridge. În: QEX, 2005, p. 41-47.
71. George R., Steber A. Low Cost Automatic Impedance Bridge. În: QST, 2005, Vol 89, Nr 10, p. 36-39.
72. Grigorescu L. Impedance converters. În: Romanian Journal of Physics, 2008, Vol. 53, Nos. 1-2, p. 115-119.
73. Guide to Electrical Measurements. QuadTech Inc, 2010. 57 p.
74. Hruškovic M., Hribik J. Digital capacitance and inductance meter. În: Measurement science review, 2008, vol. 8, Sect. 3, Nr. 3, p. 61-64.
75. Jendernalik W. A low-voltage CMOS negative impedance converter for analogue filtering applications. În: Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences, 2007, Vol. 55, Nr. 4, p. 419-423.
76. Keithley 2750 Multimeter/Switch System. Service Manual. Keithley Instruments. 2001. 188 p.
77. Kenneth A. Kuhn. A Simple Circuit for Measuring Complex Impedance. 2008 [http://www.kennethkuhn.com/electronics/impedance\\_measurement.pdf](http://www.kennethkuhn.com/electronics/impedance_measurement.pdf) (vizitat 17.07.2011)
78. Keskin Ali Ümit. Single cfa-based nics with impedance scaling properties. În: Journal of Circuits, Systems and Computers, 2005, vol. 14, nr. 02, p. 195-203.
79. Kumar U. A complication of negative resistance circuits generated by two novel algorithms. În: Active and passive electronics components, 2002, vol. 25, p. 211-214.
80. Kumar U. Simulation of a novel bipolar-FET type-s, negative resistance circuit. În: Active and passive electronics components, 2003, vol. 26, p. 129-132.
81. Mason S., Zimmermann H. Electronic circuits, signals and systems. New York: John Wiley and Sons, 1960. 620 p.
82. Mazda F. F. Electronic instruments and measurement techniques. Cambridge: University press, 1987. 535 p.
83. Merrill J. L. Jr. Theory of the negative impedance converter. În: The Bell system technical journal, 1951, p 88-109.

84. Model 889A Bench LCR/ESR Meter with Component Tester. Instruction manual. BK Precision. 2004. 35 p.
85. Multimeter DM 100. Operating Instructions. Grundig Instruments. 2000. 33 p.
86. Nastas V. Application of the impedance simulators as measure of impedance. În: Annals of the University of Craiova, Electrical Engineering series, 2009, nr. 33, p. 159-163.
87. Nastas V., Brânză V. Măsurarea capacității prin metoda de rezonanță. În culegerea de lucrări științifice la conferința CNE-M, 2000. Chișinău, p. 127-130.
88. Nastas V., Cazac A. Simulator de impedanță metrologic. În: Meridian ingineresc 2003, nr. 3, p. 49-54.
89. Nastas V., Dorogan V., Nicolaev P. și alții. Metodă și dispozitive pentru măsurarea impedanței produselor lichide, În catalogul Expoziției internaționale specializată INFOINVENT 2015, p. 82-83
90. Nastas V. Impedanțmetru în coordonate carteziene. Proceedings of the 2<sup>nd</sup> International Conference Telecommunications, Electronics and Informatics, 2008, Vol. II, p. 207-210.
91. Nastas V. Măsurarea impedanței prin metoda de rezonanță. În: Meridian ingineresc 2001, nr. 12, p. 70-74.
92. Nastas V. Metrological simulators of electrical passive quantities with algorithmic structure. In: Moldavian Journal of the Physical Sciences, 2010, vol 9, nr. 1, p. 85-102.
93. Nastas V., Nicolaev P. Analiza simulatoarelor de impedanță în coordonate carteziene în programul Multisim. Proceedings of the 2<sup>nd</sup> International Conference Telecommunications, Electronics and Informatics, 2008, Vol II, p. 211-216.
94. Nastas V., Nicolaev P. Aparataj pentru măsurarea impedanței prin metoda rezonanței simulate. În: Catalogul Salonul internațional de invenție PROINVENT, ediția a VIII-a, 2010, Cluj-Napoca: Utpress, 2010, p 321.
95. Nastas V., Nicolaev P. Cartesian and polar coordinates meters of impedance. In: Catalog of the European exhibition of creativity and innovation EUROINVENT, 2012, Iași, p. 102.
96. Nastas V., Nicolaev P. Eroarea sistematică a simulatorului metrologic de impedanță. În: Meridian ingineresc, 2013, nr 3, p. 37-42.
97. Nastas V., Nicolaev P. Devices for the impedance measurement by method of simulated resonance. In: Catalog of the European exhibition of creativity and innovation EUROINVENT 2010, Iași, Tehnopress, 2010, p. 94.

98. Nastas V., Nicolaev P. Impedance measurement methodology based on simulated resonance effect, In Catalog of the Exhibition of innovations, prototypes and student business plans INOVA-2014, Osijek, Croatia
99. Nastas V., Nicolaev P. Impedancemeter with simulated resonance. Proceedings of the 6<sup>nd</sup> International Conference on Electrical and Power Engineering, 2010, Vol. II, p. 297-300.
100. Nastas V., Nicolaev P. Măsurarea admitanței în circuite cu rezonanță simulată paralelă. Proceedings of the 3<sup>rd</sup> International Conference Telecommunications, Electronics and Informatics, 2010, Vol. II, p. 258-263.
101. Nastas V., Nicolaev P. Măsurarea impedanței în coordonate carteziane prin metoda rezonanței simulate. Proceedings of the 6<sup>nd</sup> International Conference Microelectronics and Computer Science, 2009, p. 65-68.
102. Nastas V., Nicolaev P. Măsurarea impedanței prin metoda rezonanței simulate. Ghid de laborator, Chișinău, Editura "Tehnica-UTM", 2017, 46 p
103. Nastas V., Nicolaev P. Măsurătoare de admitanță și impedanță cu rezonanță simulată, În catalogul Salonului internațional de invenție PROINVENT ediția a XII-a 2014, Cluj-Napoca: Utpress, 2014.
104. Nastas V., Nicolaev P., Măsurătoare de admitanță și impedanță cu rezonanță simulată, In: Catalog of the European exhibition of creativity and innovation EUROINVENT 2014, Iași, Editura Universității Al. Ioan Cuza, 2014
105. Nastas V., Nicolaev P. Methods and devices with simulated resonance for impedance measurement. In: Catalog of the European exhibition of creativity and innovation EUROINVENT 2013, Iași, Editura Universității „Al. Ioan Cuza”, 2013, pp 71.
106. Nastas V., Nicolaev P. Metode și aparataj pentru măsurarea impedanței. În: Catalogul Expoziției internaționale specializată INFOINVENT 2009, Chișinău: Bons Offices, 2009. p. 66.
107. Nastas V., Nicolaev P. Metode și dispozitive cu rezonanță simulată pentru măsurarea impedanței. În catalogul Salonului internațional de invenție PROINVENT, ediția a XI-a, 2013, Cluj-Napoca: Utpress, 2013.
108. Nastas V., Nicolaev P., Metodologie de măsurare a impedanței pe baza efectului rezonanței simulate. În: Catalogul Expoziției internaționale specializată INFOINVENT 2013, Chișinău, p. 79-80.
109. Nastas V., Nicolaev P. Technics for measurement the impedance components. In: Catalog of the European exhibition of creativity and innovation EUROINVENT 2011, Iași: Tehnpress, p. 88-89.

110. Nastas V., Nicolaev P. Tehnici de măsurare a componentelor impedanței. În catalogul Expoziției internaționale specializată INFOINVENT 2011, Chișinău, 2011, p 79
111. Nastas V., Nicolaev P. Tehnici de măsurare a componentelor impedanței. Catalog, Salonul internațional de inventică PROINVENT, ediția a IX-a, 2011, Cluj-Napoca: Utpress, 2011.
112. Nastas V., Nicolaev P. Topological modelling of the metrological impedance simulators. In: Annals of the University of Craiova. Electrical Engineering series, 2009, nr 33, p. 154-158.
113. Nastas V., Nicolaev P. Topological modelling of the metrological impedance simulators. Proceedings of the 7<sup>th</sup> International Conference of Electromechanical and Power Systems, 2009, Vol I, p. 213-216.
114. Nastas V. Polar-coordinates impedance simulators and polar-coordinates impedance meter. Proceedings of the Conference OPTIM 2004, vol. 4, p. 89-96.
115. Nastas V. Precision measurement of the impedance components by method of simulated resonance. Proceedings of Conference SPIE, 2004, vol 5822, p. 184-191.
116. Nastas V., Scînteianu M. Măsurarea impedanței prin metoda de rezonanță. În: Meridian ingineresc, 2001, nr. 2, p. 70-74.
117. Nastas V. Simulated resonance and its application for high - accuracy impedance measurement. Proceedings of the Conference ICMCS-02, 2002, vol 2, p. 312-315.
118. Nastas V. Simulatoare metrologice de mărimi electrice pasive. În: Meridian ingineresc, 2009, nr 3, p. 23-38.
119. Nastas V. Sinteza formal – structurală a simulatoarelor de impedanță în coordonate polar. Proceedings of the Conference CNTEI 2006, p. 219-221.
120. Nastas V. Synthesis of Cartesian coordinates metrological impedance simulators. In: Moldavian Journal of the Physical Sciences, 2008, vol. 7, nr 4, p. 481-490.
121. Nastas V. Synthesis of impedance simulators for the resonant measuring circuits. În. Meridian ingineresc, 2002, nr 4, p. 83-88.
122. Nicolaev P. Analiza simulatoarelor metrologice de impedanță prin metoda grafurilor orientate. Proceedings of the 7<sup>th</sup> International Conference of Young Researchers, 2009, p. 83.
123. Nicolaev P. Defazor de  $90^0$  independent de frecvență. În: culegere de lucrări științifice la Conferința Tehnico-Științifică a colaboratorilor, doctoranzilor și studenților UTM, 2009, vol I, p. 111-112.



124. Nicolaev P. Impedance meter with simulated resonance. În. Meridian ingineresc, 2016, nr 2, p. 76-82.
125. Nicolaev P. Meters of impedance with simulated resonance. Proceeding of the 5<sup>th</sup> International Conference Telecommunications, Electronics and Informatics 2015, p. 374-378
126. Nicolaev P. Modelarea simulatoarelor de impedanță în programul Orcad. În: culegere de lucrări științifice la Conferința Tehnico-Științifică a colaboratorilor, doctoranzilor și studenților UTM, 2007, vol I, p. 59-60.
127. Nicolaev P. Modelarea simulatorului de impedanțe flotante în programul Multisim. În: culegere de lucrări științifice la Conferința Tehnico-Științifică a colaboratorilor, doctoranzilor și studenților UTM, 2008, vol I, p. 51-52.
128. Nicolaev P. Modelarea topologică a simulatoarelor de impedanță în coordonate carteziane. Proceeding of the 3<sup>rd</sup> International Conference Telecommunications, Electronics and Informatics 2010, vol. II, p. 264-267.
129. Nicolaev P. Optimizarea simulatorului de impedanță în coordonate carteziane. În: culegere de lucrări științifice la Conferința Tehnico-Științifică a colaboratorilor, doctoranzilor și studenților UTM, 2009, vol I, p. 109-110.
130. Nicolau Ed., Beliș M. Măsurări electrice și electronice. București: Editura Didactică și Pedagogică, 1972. 446 p.
131. Nicolau Ed. ș. a. Măsurări electronice. București: Editura Tehnică, 1979. 873 p.
132. Palumbo G., Pennisi S. Feedback amplifiers. Theory and design. New York: Kluwer Academic Publishers, 2003. 279 p.
133. Patent No. 3163818, US, Int. Cl. 324-57, Digital Q meter, William J. Spaven, Prompton Plains (US), filed mar. 27, 1961, ser. No 98473, Patented: dec. 29, 1964.
134. Patent No. 3493901, US, Int. Cl. H01p 1/24, 1/32 Gurator type circuit, Gordon J. Deboo (US), filed Mar. 5, 1968, Ser. No. 710,561, Patented Feb. 3, 1970
135. Patent No. 5886529, JN, Int. Cl. G01R 27/26, Impedance measuring device, Hideki Wakamatsu (JN), filed Apr. 9, 1997, Patented: mar. 23, 1999
136. Patent No. 6294896 B1, US, Int. Cl. H01J 7/00, Method and apparatus for measuring complex self-impedance of a general electrical element, Keith S. Champlin (US), filed nov. 10, 2000, Patented: sep. 25, 2001.
137. Prasad D., Bhaskar D. R., Pushkar K. L. Realization of new electronically controllable grounded and floating simulated inductance circuits using voltage differencing differential input buffered amplifiers. In: Active and passive electronic components, 2011 <http://www.hindawi.com/journals/apec/2011/101432/> (vizitat 13.03.2013).

138. Programmable Automatic RCL Meter PM6304. User manual. Fluke. 1995. 158 p.
139. Programmable Automatic RCL Meter PM6306. User manual. Fluke. 1996. 220 p.
140. Q meter type 260-a. Instruction manual. Boonton Radio Company. 36 p.
141. Robin J. Wilson. Introduction to graph theory. Edinburgh: Oliver and Boyd, 1972. 350 p.
142. Robert A. Witte. Electronic test instruments. Theory and application. Upper Saddle River. New Jersey: Prentice Hall, 1993. 283 p.
143. Saumitra Raj Mehrotra. Synthetic floating negative inductor [http://www.siliconchip.com.au/cms/A\\_104174/article.html](http://www.siliconchip.com.au/cms/A_104174/article.html) (vizitat 26.06.2011)
144. Sheingold D. H. Impedance & admittance transformations using operational amplifiers. In: The lightning empiricist, 1964, vol 12, nr 1, p. 7-8.
145. Tesla impedance meter. Instruction manual. Brno. 1978. 103 p.
146. Țopa M. D. Semnale, circuite și sisteme. Partea a II-a: Teoria sistemelor. Cluj-Napoca: Casa cărții de știință, 2002. 202 p.
147. Агамалов Ю. Р. и др. Виртуальный самоверяемый анализатор иммитанса с адаптивными функциональными возможностями. В: Датчики и Системы, 2008, № 7, 21-27 с.
148. Атамалян Э. Г. Приборы и методы измерения электрических величин. Москва: Высшая школа, 1982. 113 с.
149. Винокуров В. И., Каплин С. И., Петелин И. Г. Электрорадиоизмерения. Москва: Высшая школа, 1986. 353 с.
150. Гаврилюк М. А., Соголовский Е. П. Четырехплечие мосты переменного тока. Львов: Вища школа, 1975. 176 с.
151. Дворяшин Б.В. Основы метрологии и радиоизмерения. Москва: Радио и связь, 1993. 320 с.
152. Дедюхин А. А. Обзор современных измерителей импеданса (измерители RLC) В: Компоненты и технологии, 2002, № 3, 172-174 с.
153. Дьяконов В. Цифровые измерители иммитанса E7-20/E7-25 и их применение. В: Ремонт & Сервис, 2008, №10, 49-53 с.
154. Евтихийев Н.Н и др. Измерение электрических и неэлектрических величин. Москва: Энергоатомиздат, 1990. 352 с.
155. Измерения в электронике. Справочник. Под ред. Кузнецова В. А. Москва: Энергоатомиздат, 1987. 512 с.

156. Измеритель LCR универсальный Е7-11. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. 1985. 83 с.
157. Карандеев К. Б., Штамбергер Г. А. Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока. Новосибирск: Академия наук СССР, 1961. 224 с.
158. Кнеллер В. Ю. Автоматическое измерение составляющих комплексного сопротивления. Москва: Энергия, 1967. 368 с.
159. Кукуш В. Д. Электрорадиоизмерения. Москва: Радио и связь, 1985. 185 с.
160. Кушнир Ф. В., Савенко В. Г., Верник С.М. Измерения в технике связи. Москва: Связь, 1976. 432 с.
161. Кушнир Ф.В. Электрорадиоизмерения. Ленинград: Энергоатомиздат, 1983. 320 с.
162. Лабузов А. Е., Ламеко А.Л., Сурду М.Н. Прецизионные измерители импеданса (RLC метры): состояние рынка и тенденции развития. В: Измерительная техника, 2010, № 9.
163. Мирский Г.Я. Электронные измерения. Москва: Радио и связь, 1986. 440 с.
164. Настас В. Ю. Методы и средства технологического измерения сопротивления резистивных элементов из изолированного провода. Диссерт. канд. техн. наук. Кишинев, 1988. 214 с.
165. Нестеренко А. Л. Основы расчета электроизмерительных схем уравнивания. Киев: Академия наук УССР, 1960. 716 с.
166. Основы метрологии и электрические измерения. Под ред. Душина Е.М. Ленинград: Энергоатомиздат, 1987. 482 с.
167. Островский Л. Основы общей теорий электроизмерительных устройств. Ленинград, 1971. 544 с.
168. Сигорский В., Петренко А. Алгоритмы анализа электронных схем. Москва, 1976. 608 с.
169. Сигорский В. П., Матрицы и графы в электронике. Москва: Энергия, 1968. 176 с.
170. Тартаковский Д. Ф., Ястребов А. С. Метрология, стандартизация и технические средства измерений. Москва: Высшая школа, 2001. 205 с.
171. Телешевский Б.Е. Измерения в электро- и радиотехнике. Москва: Высшая школа, 1984. 207 с.
172. Хромой Б.П. и др. Метрология, стандартизация и измерения в технике связи. Москва: Радио и связь, 1986. 424 с.

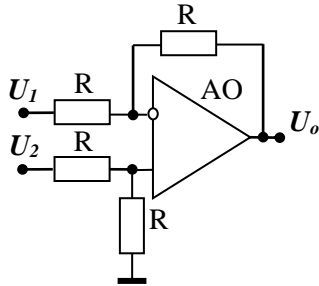
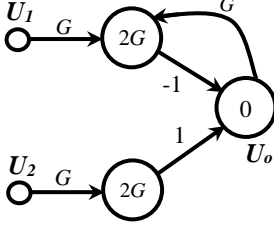
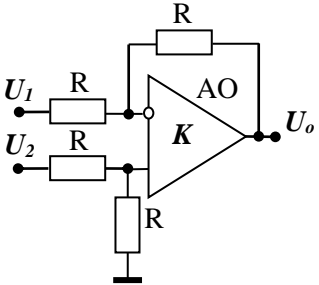
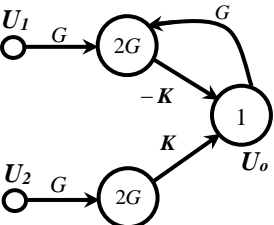
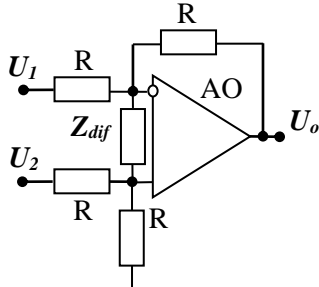
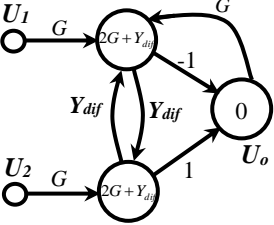
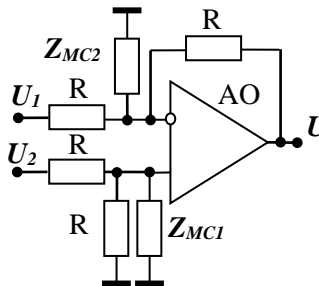
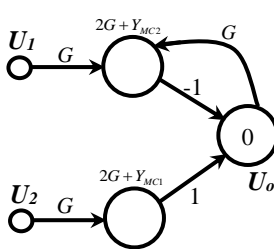
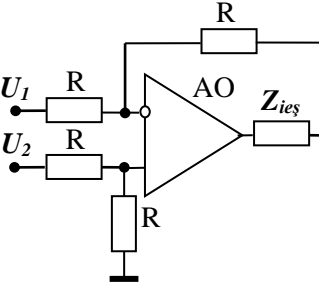
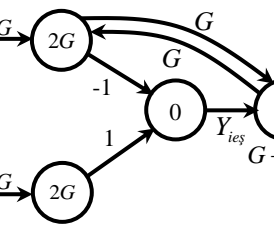
173. Электрические измерения и основы электроники. Под ред. Герасимова В.Г.  
Москва: Энергоатомиздат, 1998. 395 с.

# ANEXE

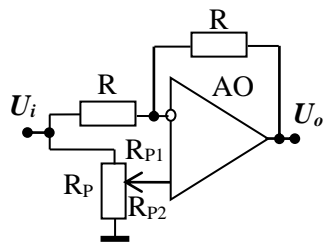
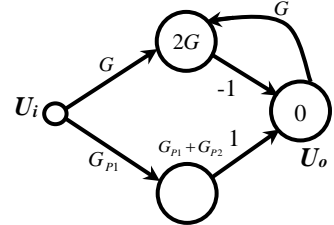
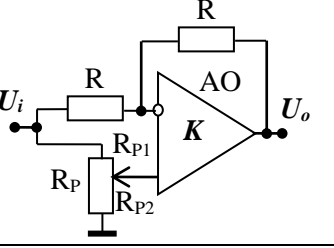
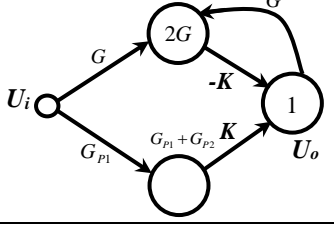
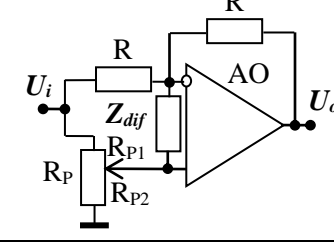
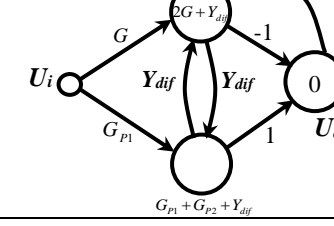
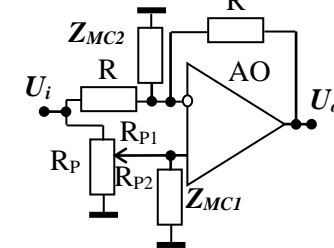
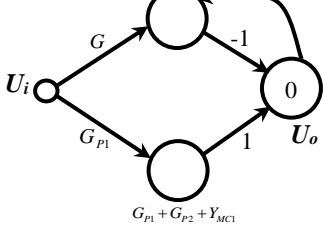
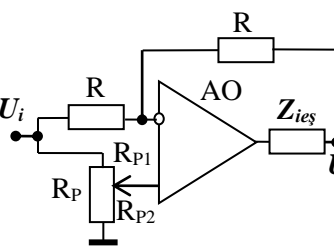
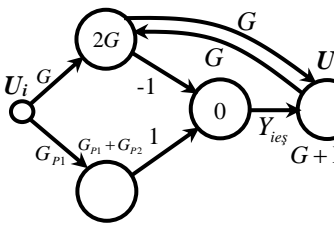
## **ANEXA 1**

**Calculul prin metoda grafurilor de fluență a influenței  
factorilor de neidealitate ai amplificatoarelor  
operaționale asupra funcționalității blocurilor  
simulatorului metrologic de impedanță**

Tabelul A1.1. Influența factorilor de neidealitate ai AO asupra funcționalității amplificatorului diferențial

Factor	Circuit	Graf de fluență	Expresie
Ideal			$U_o = U_2 - U_1$
$K \neq \infty$			$U_o = \frac{K}{K+2}(U_2 - U_1)$
$Z_{dif} \neq \infty$			$U_o = U_2 - U_1$
$Z_{MC1} \neq \infty$ $Z_{MC2} \neq \infty$			$U_o = \frac{2 + \frac{R}{Z_{MC2}}}{2 + \frac{R}{Z_{MC1}}}(U_2 - U_1);$ Dacă $Z_{MC1} = Z_{MC2}$ $U_o = U_2 - U_1$
$Z_{ies} \neq 0$			$U_o = U_2 - U_1$

Tabelul A1.2. Influența factorilor de neidealitate ai AO asupra funcționalității amplificatorului programabil

Factor	Circuit	Graf de fluență	Expresie
Ideal			$U_o = (1 - 2\rho)U_i$ unde: $R_{P1} = \rho R_P$ $R_{P2} = (1 - \rho)R_P$
$K \neq \infty$			$U_o = \frac{K}{K + 2}(1 - 2\rho)U_i$
$Z_{dif} \neq \infty$			$U_o = (1 - 2\rho)U_i$
$Z_{MC1} \neq \infty$ $Z_{MC2} \neq \infty$			$U_o = \left( \frac{R_{P2}Z_{MC1}(2Z_{MC2} + RR_{P1})}{Z_{MC2}(Z_{MC1} + R_P)} - 1 \right) U_i$
$Z_{ies} \neq 0$			$U_o = (1 - 2\rho)U_i$



Tabelul A1.3. Influența factorilor de neidealitate ai AO asupra funcționalității convertorului curent-tensiune

Factor	Circuit	Graf de fluență	Expresie
Ideal			$U_o = U_i - RI_i$
$K \neq \infty$			$U_o = \frac{K}{K+1}(U_i - RI_i)$
$Z_{dif} \neq \infty$			$U_o = U_i - RI_i$
$Z_{MC1} \neq \infty$ $Z_{MC2} \neq \infty$			$U_o = \left(1 + \frac{R}{Z_{MC2}}\right)U_i - RI_i$
$Z_{ieș} \neq 0$			$U_o = U_i - RI_i$

Tabelul A1.4. Influența factorilor de neidealitate ai AO asupra funcționalității defazorului

Factor	Circuit	Graf de fluență	Expresie
Ideal			$U_o = U_i \cdot e^{-2\arctg(\omega C_D R_D)}$
$K \neq \infty$			$U_o = \frac{K}{K+2} U_i \cdot e^{-2\arctg(\omega C_D R_D)}$
$Z_{dif} \neq \infty$			$U_o = U_i \cdot e^{-2\arctg(\omega C_D R_D)}$
$Z_{MC1} \neq \infty$ $Z_{MC2} \neq \infty$			$U_o = \left( \frac{2 + \frac{R}{Z_{MC2}}}{1 - j\omega C_D R_D + \frac{R}{Z_{MC1}}} - 1 \right) U_i$
$Z_{ies} \neq 0$			$U_o = U_i \cdot e^{-2\arctg(\omega C_D R_D)}$

## **ANEXA 2**

### **Dependența valorii erorii componentei active a impedanței reproduse de factorii de eroare**

1. Dependența valorii erorii componente active a impedanței reproduse în funcție de valoarea acesteia (figura A2.1 și A2.2), considerându-se cazul particular cu parametri conform tabelului A2.1.

Tabelul A2.1. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii componente active în funcție de valoarea acesteia

Tipul AO	OPA197
Valoarea componentei reactive reproduse	$X_i = 0$
Coeficientul de temperatură al rezistențelor	$CTR = 10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
Abaterea temperaturii de la valoarea nominală	$\Delta T = -10 \text{ }^\circ\text{C}$
Frecvența semnalului de măsurare	$f_s = 1 \text{ kHz}$
Toleranța tuturor rezistențelor	$\varepsilon = 0,005 \%$

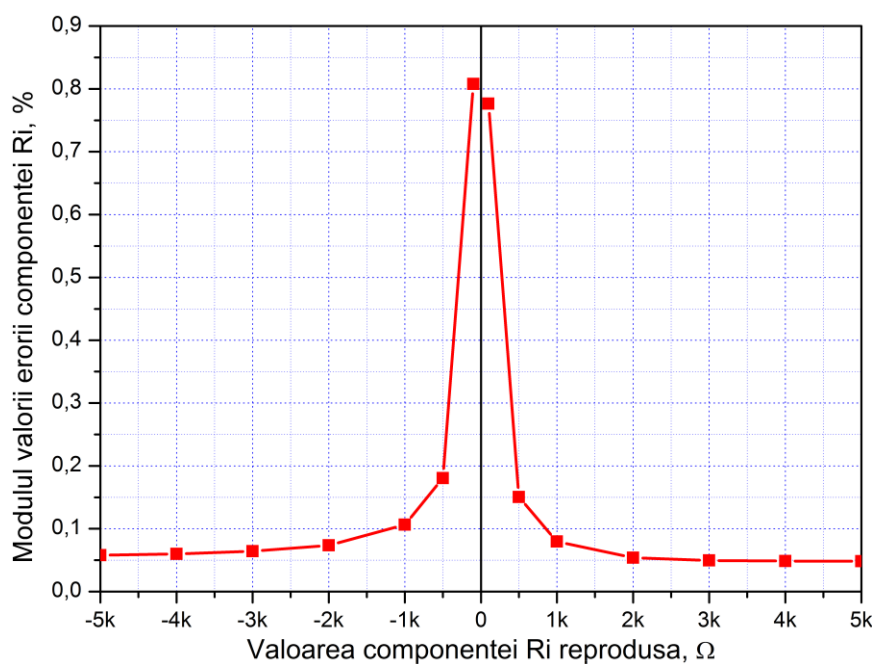


Fig. A2.1. Dependența valorii erorii componente active reproduse de valoarea acesteia pentru banda de valori (-5 ÷ +5) k $\Omega$

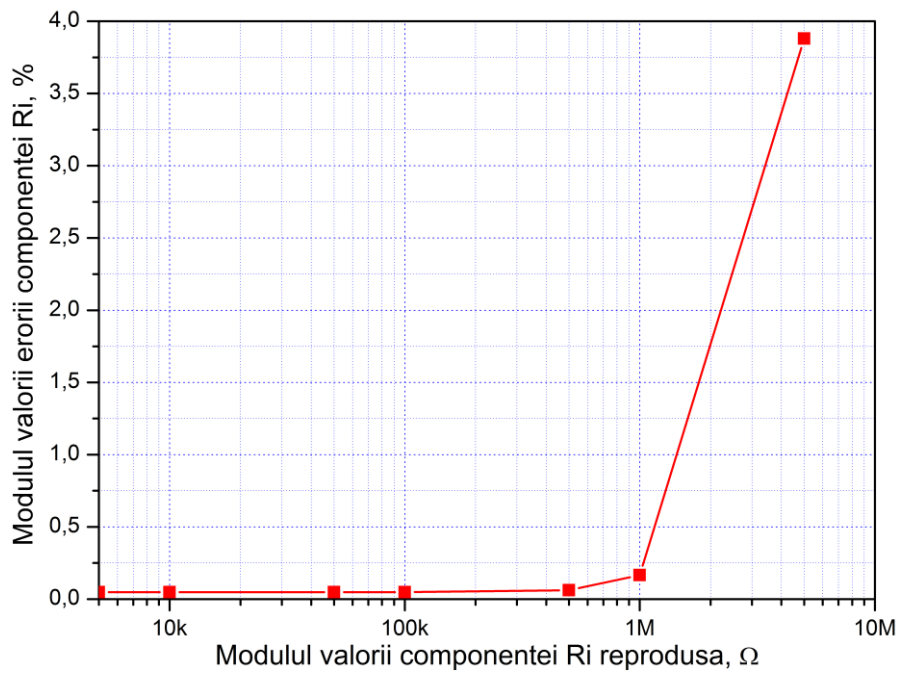


Fig. A2.2. Dependența valorii erorii componentei active reproduse de valoarea acesteia pentru banda de valori  $(-5 \div +5)M\Omega$

2. Dependența valorii erorii componente active a impedanței reproduse în funcție de frecvența semnalului de măsurare (figura A2.3), considerându-se cazul particular cu parametrii conform tabelului A2.2.

Tabelul A2.2. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii componente active în funcție de frecvența semnalului

Tipul AO	OPA197
Valoarea componente active reproduse	$R_i = -1 \text{ k}\Omega$
Valoarea componente reactive reproduse	$X_i = 0$
Coeficientul de temperatură al rezistențelor	$CTR = 10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
Abaterea temperaturii de la valoarea nominală	$\Delta T = 0 \text{ }^\circ\text{C}$
Toleranța tuturor rezistențelor	$\varepsilon = 0,005 \%$

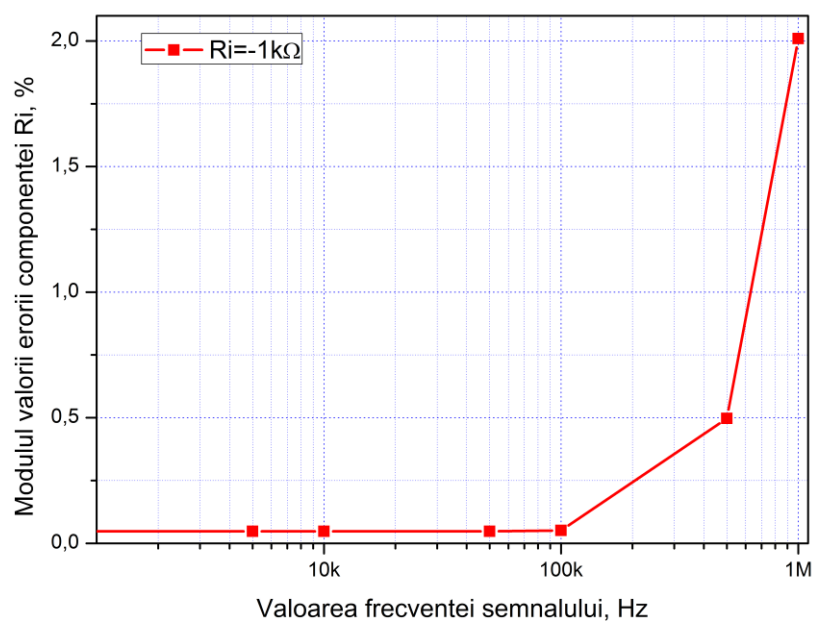


Fig. A2.3. Dependența valorii erorii componente active reprodusă de valoarea frecvenței semnalului de măsurare

3. Dependența erorii componente active a impedanței reproduse în funcție de toleranța rezistențelor din componența SMI (figura A2.4), considerându-se cazul particular cu parametrii conform tabelului A2.3.

Tabelul A2.3. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii componente active în funcție de toleranța rezistențelor

Tipul AO	OPA197
Valoarea componente active reproduse	$R_i = -1 \text{ k}\Omega$
Valoarea componente reactive reproduse	$X_i = 0$
Frecvența semnalului de măsurare	$f_s = 1 \text{ kHz}$
Coeficientul de temperatură al rezistențelor	$CTR = 10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
Abaterea temperaturii de la valoarea nominală	$\Delta T = 0 \text{ }^\circ\text{C}$

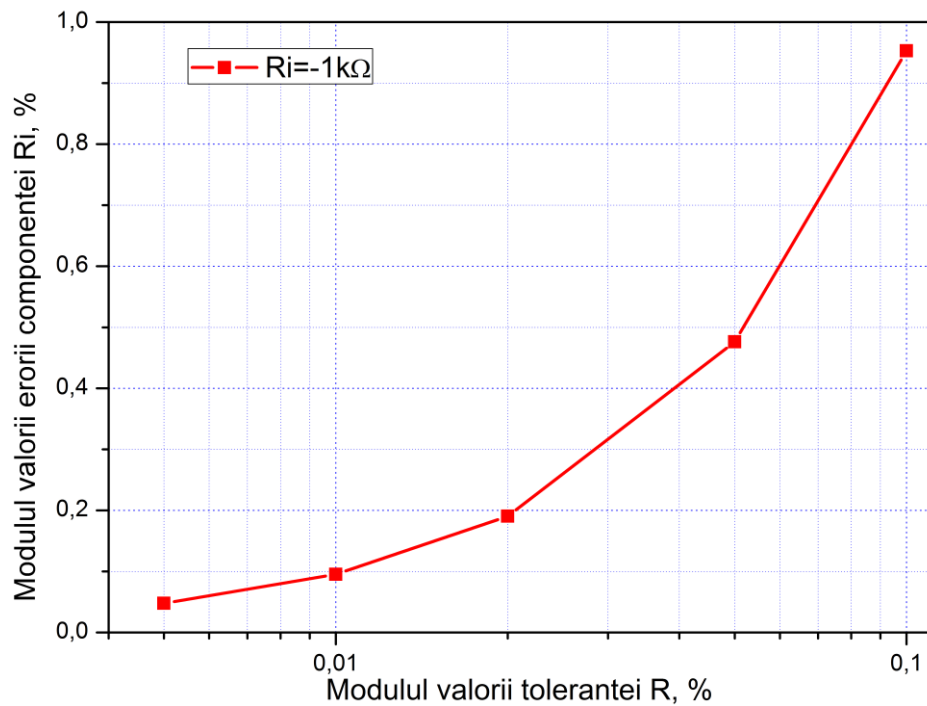


Fig. A2.4. Dependența valorii erorii componente active reprodusă de valoarea toleranței rezistențelor

4. Dependența erorii componente active a impedanței reproduse în funcție de variația temperaturii (figura A2.5), considerându-se cazul particular cu parametrii conform tabelului A2.4.

Tabelul A2.4. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii componente active în funcție de abaterea temperaturii de la valoarea nominală

Tipul AO	OPA197
Valoarea componente active reproduse	$R_i = -1 \text{ k}\Omega$
Valoarea componente reactive reproduse	$X_i = 0$
Frecvența semnalului de măsurare	$f_s = 1 \text{ kHz}$
Toleranța tuturor rezistențelor	$\varepsilon = 0,005 \%$

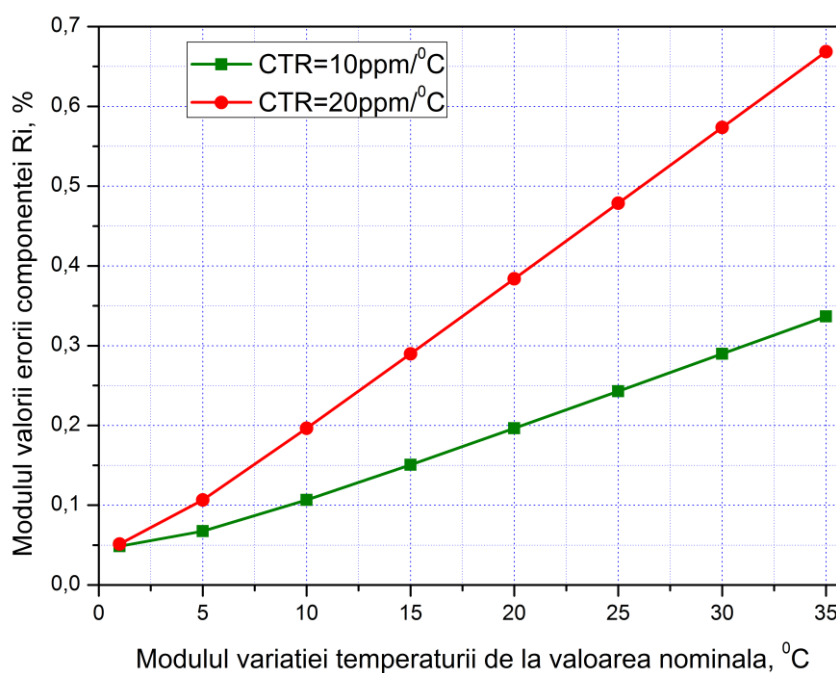


Fig. A2.5. Dependența valorii erorii componente active de variația temperaturii de la valoarea nominală



## **ANEXA 3**

### **Dependența valorii erorii componentei reactive a impedanței reproduse de factorii de eroare**

1. Dependența valorii erorii componente reactive a impedanței reproduse în funcție de valoarea acesteia (figura A3.1 și A3.2), considerându-se cazul particular cu parametri conform tabelului A3.1.

Tabelul A3.1. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii componente reactive în funcție de valoarea acesteia

Tipul AO	OPA197
Valoarea componentei active reproduse	$R_i = 0$
Toleranța tuturor rezistențelor	$\varepsilon = 0,005 \%$
Toleranța condensatorului $C_1$	$\sigma = 0,5 \%$
Abaterea temperaturii de la valoarea nominală	$\Delta T = 0 \text{ } ^\circ\text{C}$
Frecvența semnalului de măsurare	$f_s = 1 \text{ kHz}$

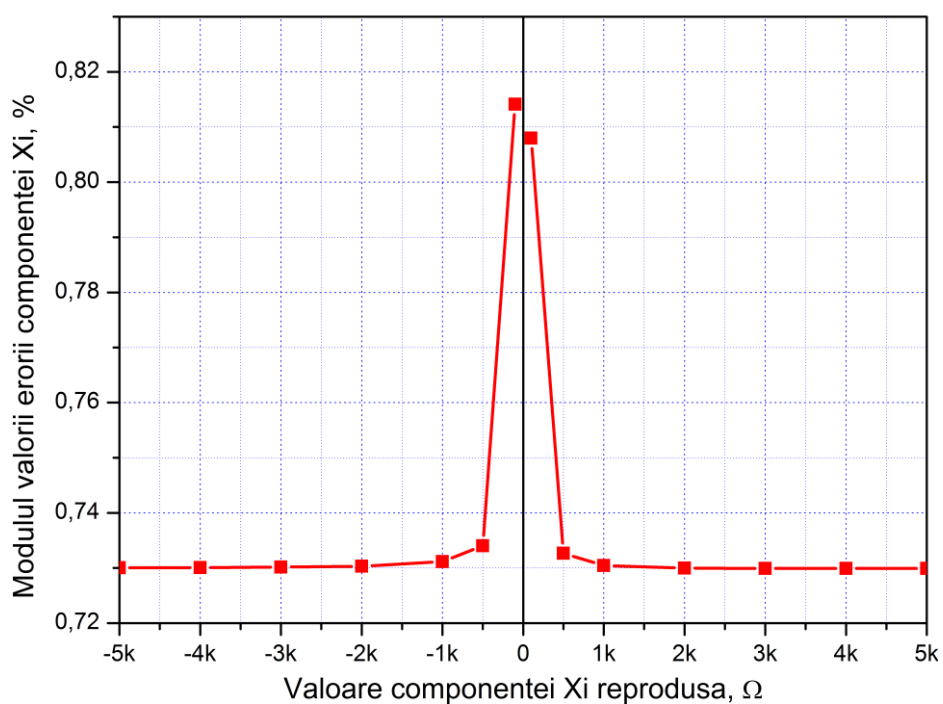


Fig. A3.1. Dependența valorii erorii componente reactive reproduse de valoarea acesteia pentru banda de valori (-5 ÷ +5)kΩ

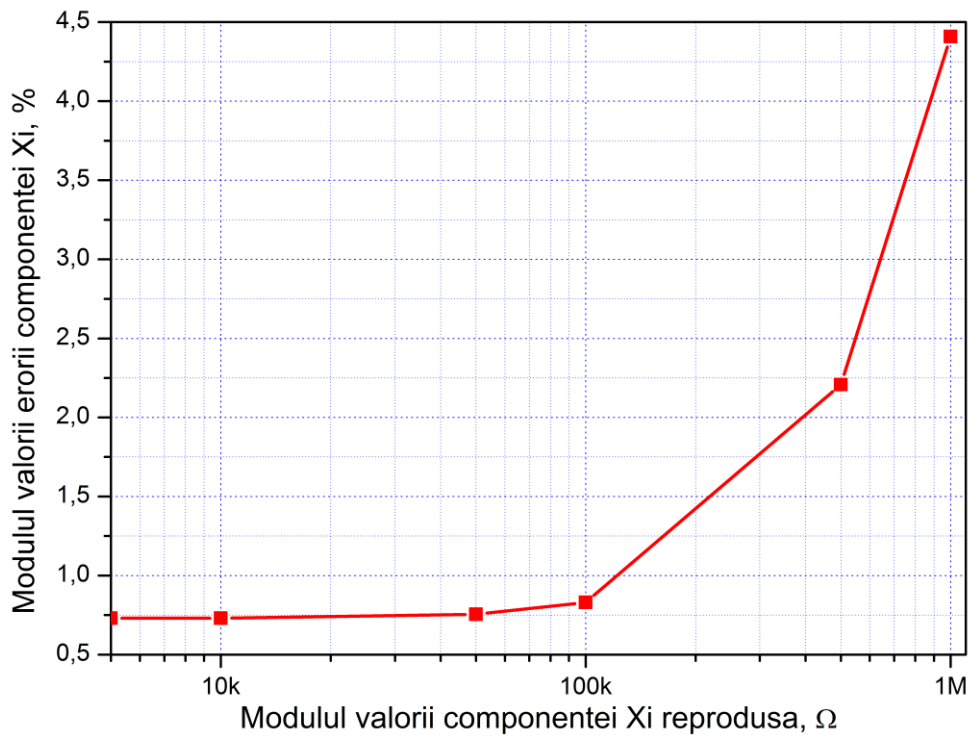


Fig. A3.2. Dependența valorii erorii componente reactive reproduse de valoarea acesteia pentru banda de valori  $(-1 \div +1)M\Omega$

2. Dependența valorii erorii componente reactive a impedanței reproduse în funcție de valoarea toleranței rezistențelor (figura A3.3), considerându-se cazul particular cu parametrii conform tabelului A3.2.

Tabelul A3.2. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii componente reactive în funcție de toleranța rezistențelor

Tipul AO	OPA197
Valoarea componentei active reproduse	$R_i = 0$
Valoarea componentei reactive reproduse	$X_i = 5k\Omega$
Toleranța condensatorului $C_1$	$\sigma = 0,5 \%$
Frecvența semnalului de măsurare	$f_s = 1 \text{ kHz}$
Abaterea temperaturii de la valoarea nominală	$\Delta T = 0 \text{ }^\circ\text{C}$

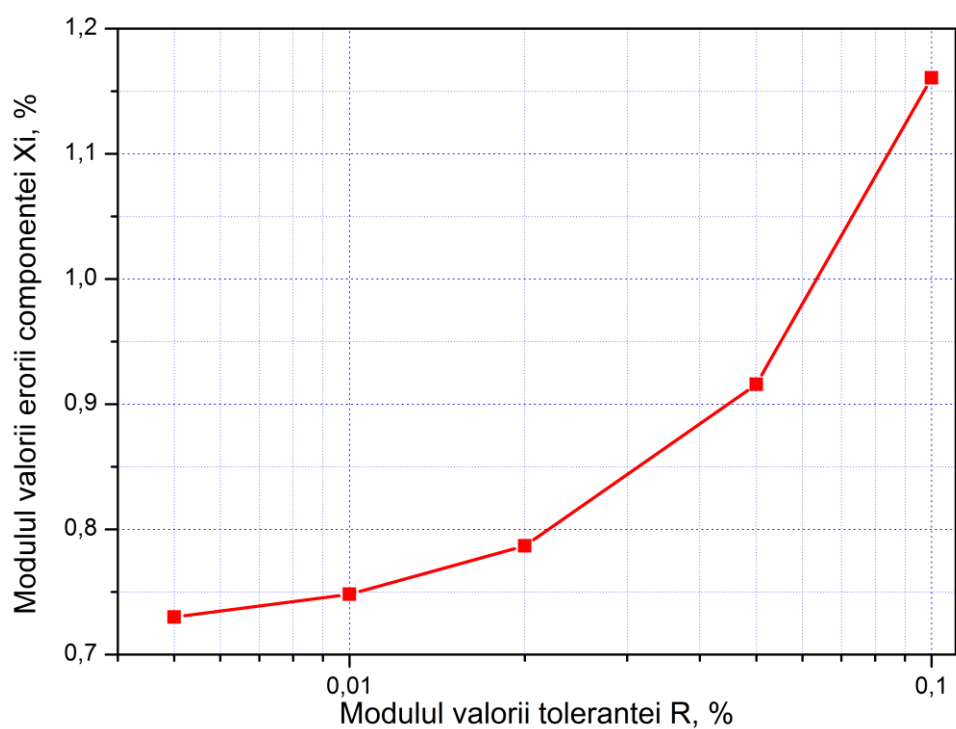


Fig. A3.3. Dependența valorii erorii componente reactive reproduse de valoarea toleranței rezistențelor

3. Dependența valorii erorii componente reactive a impedanței reproduse în funcție de valoarea toleranței condensatorului  $C_1$  (figura A3.4), considerându-se cazul particular cu parametrii conform tabelului A3.3.

Tabelul A3.3. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii componente reactive în funcție de toleranța condensatorului  $C_1$

Tipul AO	OPA197
Valoarea componentei active reproduse	$R_i = 0$
Valoarea componentei reactive reproduse	$X_i = 5k\Omega$
Toleranța tuturor rezistențelor	$\varepsilon = 0,005 \%$
Frecvența semnalului de măsurare	$f_s = 1 \text{ kHz}$
Abaterea temperaturii de la valoarea nominală	$\Delta T = 0 \text{ }^\circ\text{C}$

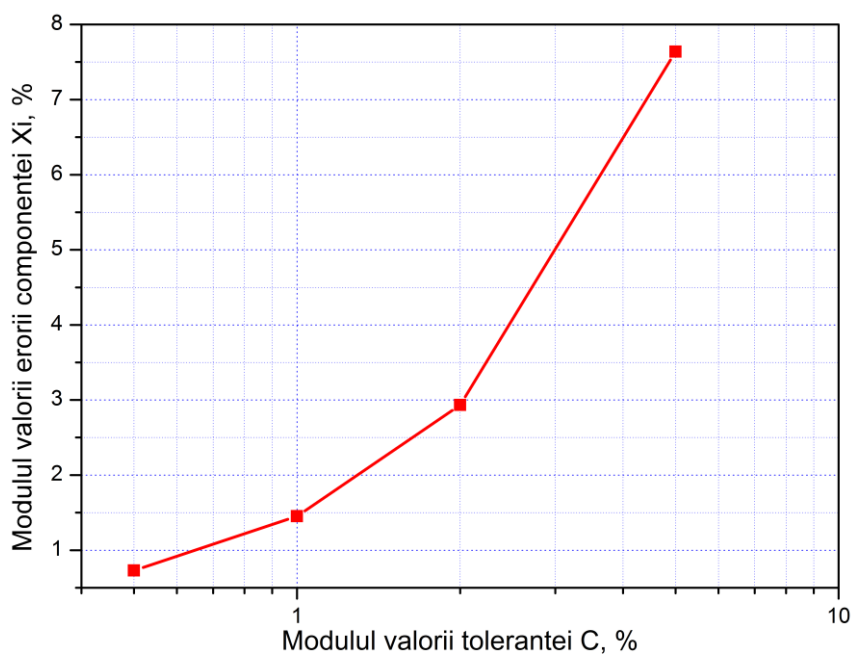


Fig. A3.4. Dependența valorii erorii componente reactive reprodusă de valoarea toleranței condensatorului  $C_1$

4. Dependența erorii componente reactive reproduse în funcție de valoarea frecvenței semnalului de măsurare (figura A3.5), considerându-se cazul particular cu parametrii conform tabelului A3.4.

Tabelul A3.4. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii componente reactive în funcție de frecvența semnalului de măsurare

Tipul AO	OPA197
Valoarea componente active reproduse	$R_i = 0$
Valoarea componente reactive reproduse	$X_i = 5k\Omega$
Toleranța tuturor rezistențelor	$\varepsilon = 0,005 \%$
Toleranța condensatorului $C_1$	$\sigma = 0,5 \%$
Abaterea temperaturii de la valoarea nominală	$\Delta T = 0 \text{ } ^\circ\text{C}$

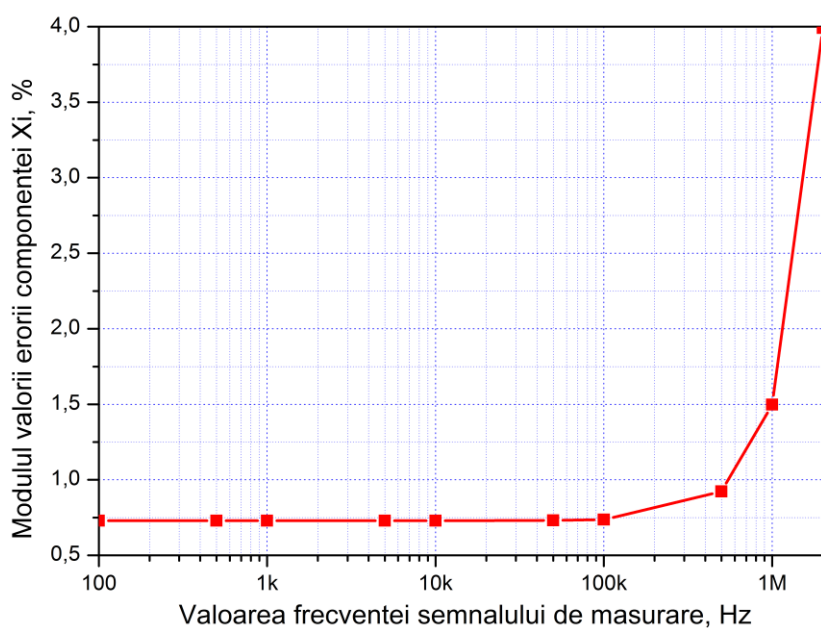


Fig. A3.5. Dependența valorii erorii componente reactive reproduse de valoarea frecvenței semnalului de măsurare

5. Dependența erorii componente reactive reproduse în funcție de valoarea instabilității frecvenței semnalului de măsurare (figura A3.6), considerându-se cazul particular cu parametrii conform tabelului A3.5.

Tabelul A3.5. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii componente reactive în funcție de instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare

Tipul AO	OPA197
Valoarea componente active reproduse	$R_i = 0$
Valoarea componente reactive reproduse	$X_i = 5k\Omega$
Toleranța tuturor rezistențelor	$\varepsilon = 0,005 \%$
Toleranța condensatorului $C_1$	$\sigma = 0,5 \%$
Abaterea temperaturii de la valoarea nominală	$\Delta T = 0 \text{ }^\circ\text{C}$
Frecvența semnalului de măsurare	$f_s = 1 \text{ kHz}$

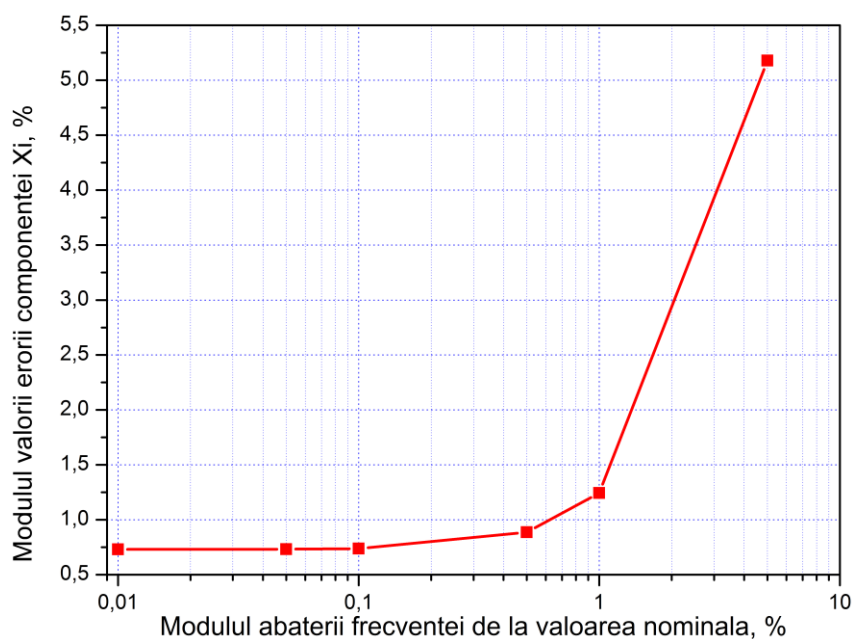


Fig. A3.6. Dependența valorii erorii componente reactive reproduse de valoarea instabilității frecvenței semnalului de măsurare

6. Dependența erorii componente reactive reproduse în funcție de variația temperaturii (figura A3.7 și figura A3.8), considerându-se cazul particular cu parametrii conform tabelului A3.6.

Tabelul A3.6. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii componente reactive în funcție de variația temperaturii

Tipul AO	OPA197
Valoarea componente active reproduse	$R_i = 0$
Valoarea componente reactive reproduse	$X_i = 5k\Omega$
Toleranța tuturor rezistențelor	$\varepsilon = 0,005 \%$
Toleranța condensatorului $C_1$	$\sigma = 0,5 \%$
Frecvența semnalului de măsurare	$f_s = 1 \text{ kHz}$

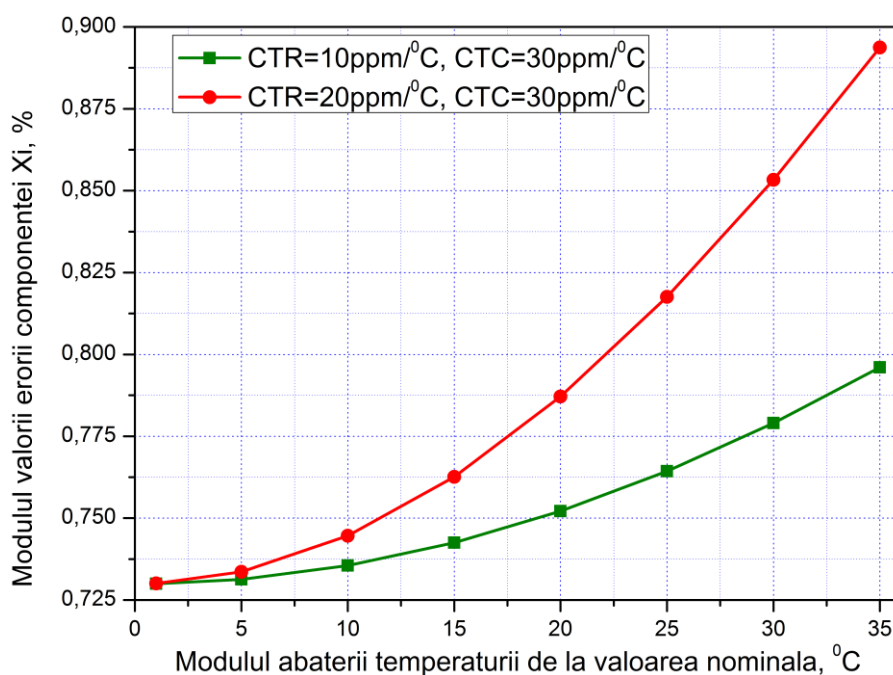


Fig. A3.7. Dependența valorii erorii componente reactive reproduse de variația temperaturii pentru două valori ale coeficientului de temperatură al rezistențelor când coeficientul de temperatură al condensatorului este constant



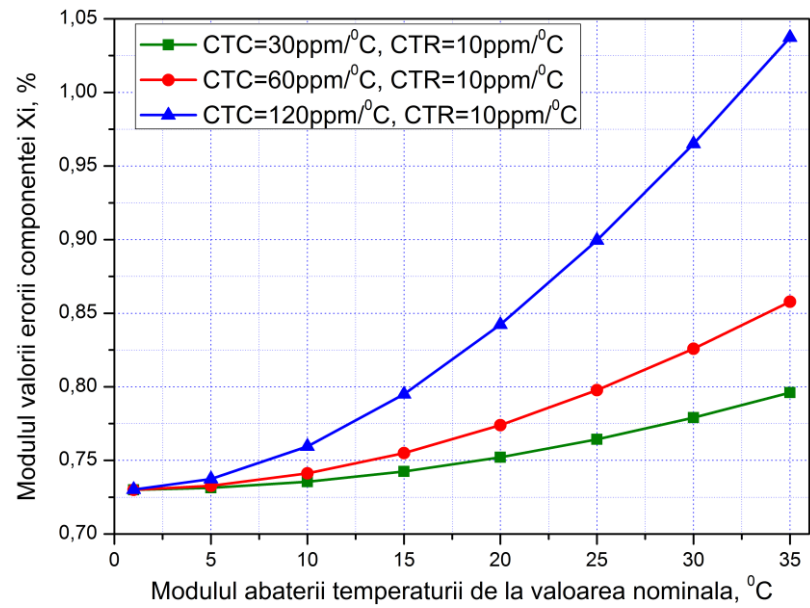


Fig. A3.8. Dependența valorii erorii componente reactive reproduse de variația temperaturii: pentru trei valori ale coeficientului de temperatură al condensatorului când coeficientul de temperatură al rezistențelor este constant

## **ANEXA 4**

**Dependența valorii erorii defazajului dintre  
componentele impedanței reproduse de factorii de  
eroare**

1. Dependența erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse în funcție de valoarea toleranței rezistențelor din componența defazorului (figura A4.1), considerându-se cazul particular cu parametrii conform tabelului A4.1.

Tabelul A4.1. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse în funcție de valoarea toleranței rezistențelor

Tipul AO	OPA197
Valoarea componentei active reproduse	$R_i = 0$
Valoarea componentei reactive reproduse	$X_i = -2,5 \text{ k}\Omega$
Toleranța condensatorului $C_1$	$\sigma = 0 \%$
Frecvența semnalului de măsurare	$f_s = 1 \text{ kHz}$
Instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare	$\delta(f_s) = 0 \%$
Abaterea temperaturii de la valoarea nominală	$\Delta T = 0 \text{ }^\circ\text{C}$

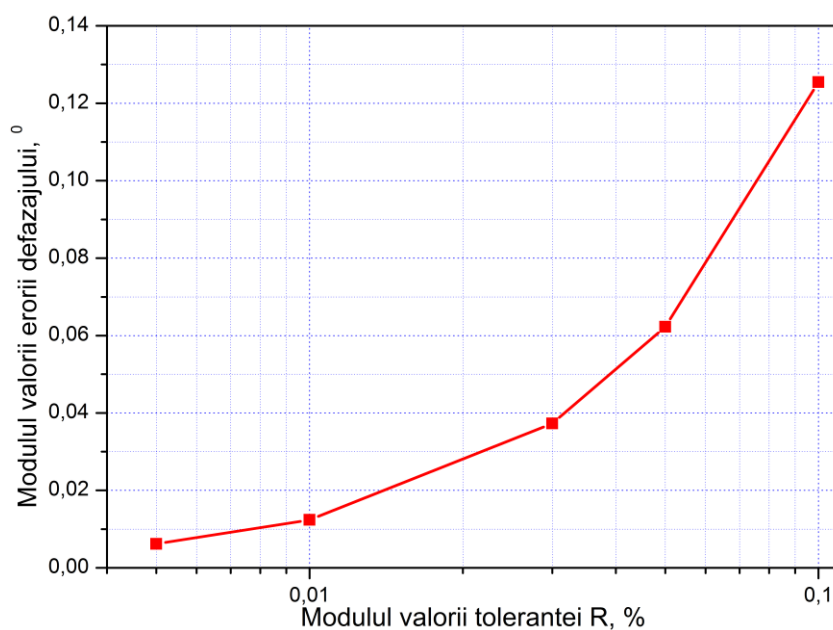


Fig. A4.1. Dependența valorii erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse de valoarea toleranței rezistențelor

2. Dependența erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse în funcție de valoarea toleranței condensatorului din componența defazorului (figura A4.2), considerându-se cazul particular cu parametrii conform tabelului A4.2.

Tabelul A4.2. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse în funcție de valoarea toleranței condensatorului

Tipul AO	OPA197
Valoarea componentei active reproduse	$R_i = 0$
Valoarea componentei reactive reproduse	$X_i = -2,5 \text{ k}\Omega$
Toleranța tuturor rezistențelor	$\varepsilon = 0 \%$
Frecvența semnalului de măsurare	$f_s = 1 \text{ kHz}$
Instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare	$\delta(f_s) = 0 \%$
Abaterea temperaturii de la valoarea nominală	$\Delta T = 0 \text{ }^\circ\text{C}$

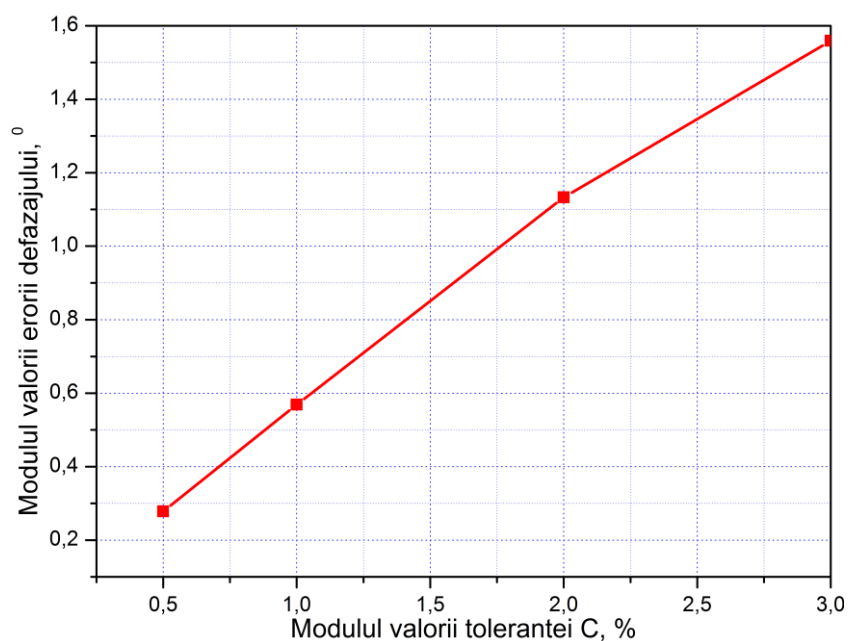


Fig. A4.2. Dependența valorii erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse de valoarea toleranței condensatorului  $C_1$

3. Dependența erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse în funcție de instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare (figura A4.3), considerându-se cazul particular cu parametrii conform tabelului A4.3.

Tabelul A4.3. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse în funcție de instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare

Tipul AO	OPA197
Valoarea componentei active reproduse	$R_i = 0$
Valoarea componentei reactive reproduse	$X_i = -2,5 \text{ k}\Omega$
Toleranța tuturor rezistențelor	$\varepsilon = 0 \%$
Toleranța condensatorului $C_1$	$\sigma = 0 \%$
Frecvența semnalului de măsurare	$f_s = 1 \text{ kHz}$
Abaterea temperaturii de la valoarea nominală	$\Delta T = 0 \text{ }^\circ\text{C}$

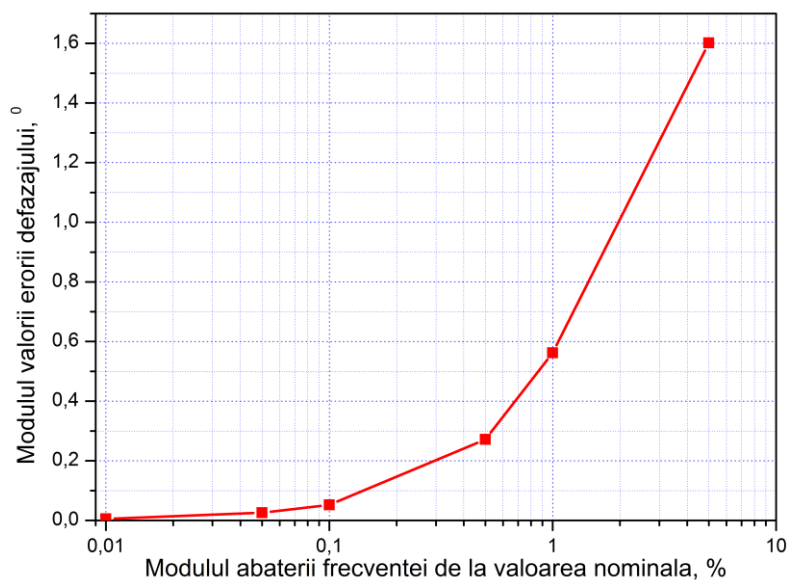


Fig. A4.3. Dependența valorii erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse de valoarea instabilității frecvenței semnalului de măsurare

4. Dependența erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse în funcție de variația temperaturii (figura A4.4 și figura A4.5), considerându-se cazul particular cu parametrii conform tabelului A4.4.

Tabelul A4.4. Parametrii utilizați la analiza evoluției valorii erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse în funcție de instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare

Tipul AO	OPA197
Valoarea componentei active reproduse	$R_i = 0$
Valoarea componentei reactive reproduse	$X_i = -2,5 \text{ k}\Omega$
Toleranța tuturor rezistențelor	$\varepsilon = 0 \%$
Toleranța condensatorului $C_1$	$\sigma = 0 \%$
Frecvența semnalului de măsurare	$f_s = 1 \text{ kHz}$
Instabilitatea frecvenței semnalului de măsurare	$\delta(f_s) = 0 \%$

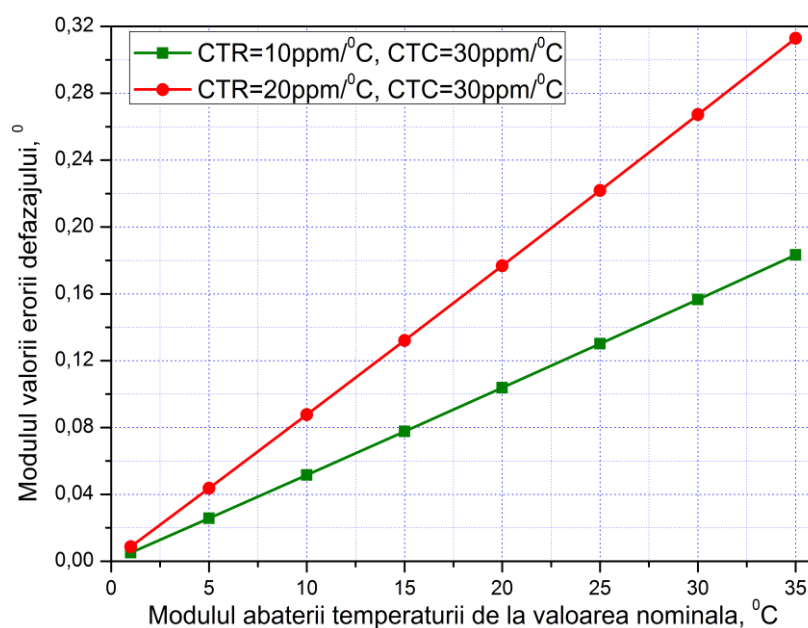


Fig. A4.4. Dependența valorii erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse de variația temperaturii pentru două valori ale coeficientului de temperatură al rezistențelor când coeficientul de temperatură al condensatorului este constant

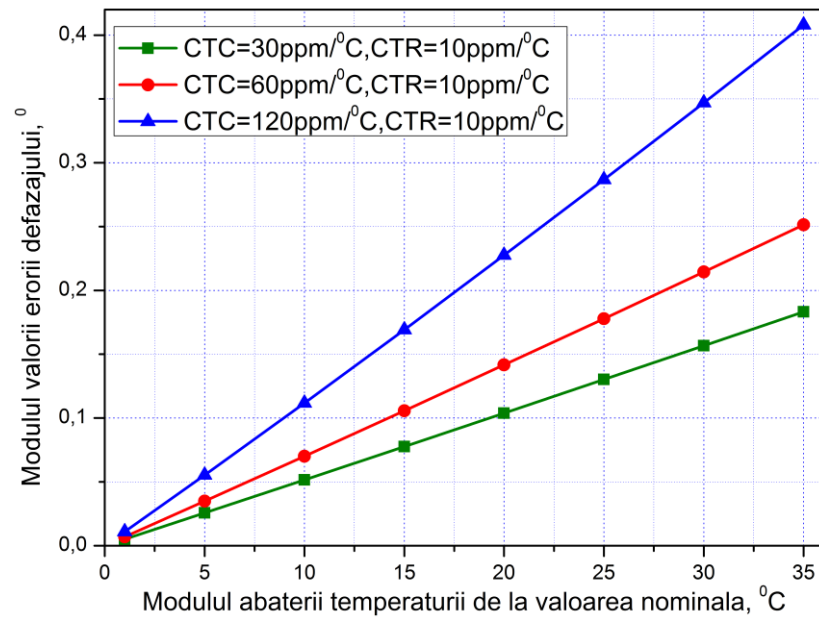


Fig. A4.5. Dependența valorii erorii defazajului dintre componentele impedanței reproduse de variația temperaturii pentru trei valori ale coeficientului de temperatură al condensatorului când coeficientul de temperatură al rezistențelor este constant

## **ANEXA 5**

### **Act de implementare a rezultatelor cercetărilor științifice obținute**



**A P R O B**

**Prim-prorector UTM , dr. prof. univ.**



**P. TODOS**

18.12. 2012


**ACT**  
**DE APLICARE ÎN PROCESUL DE STUDII A**  
**REZULTATELOR ȘTIINȚIFICE**

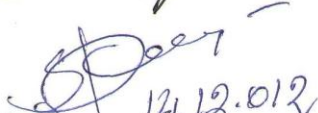
Comisia formată în cadrul catedrei Telecomunicații, UTM, în componența: șef catedră dr., conf. univ. N. Bejan, dr. hab., prof. univ. S. Dimitrachi și șef laboratoare Stepan Rudenco a elaborat prezentul act de aplicarea în procesul de studii a rezultatelor științifice ale conf. univ., dr. Nastas Vitalie și doctorandului Nicolaev Pavel, obținute în procesul lucrului asupra tezelor de doctor habilitat și doctor în științe.

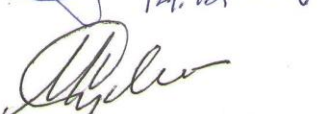
Aceste rezultate sunt aplicate în formă de un ciclu de lucrări de laborator la disciplina „Măsurări electronice” pentru studenții specialității 525.3 „Teleradiocomunicații”. Ciclul conține două lucrări de laborator, pentru efectuarea cărora a fost elaborat și editat în a. 2011 un îndrumar metodic „Măsurarea impedanței prin metoda rezonanței simulate”, autori V. Nastas și P. Nicolaev, și confecționat un stand de laborator.

Utilizarea acestor lucrări în cadrul procesului de studii va permite însușirea de către studenți a tehnicilor noi de măsurare în domeniu și implicarea mai activă a studenților în lucrul de cercetări științifice la catedră.

Membrii comisiei:

  
dr., conf. univ., șef catedră  
Nicolae Bejan

  
dr. hab., prof. univ.  
Sergiu Dimitrachi

  
șef laboratoare  
Stepan Rudenco

**ANEXA 6**  
**Impedanțmetru de laborator**

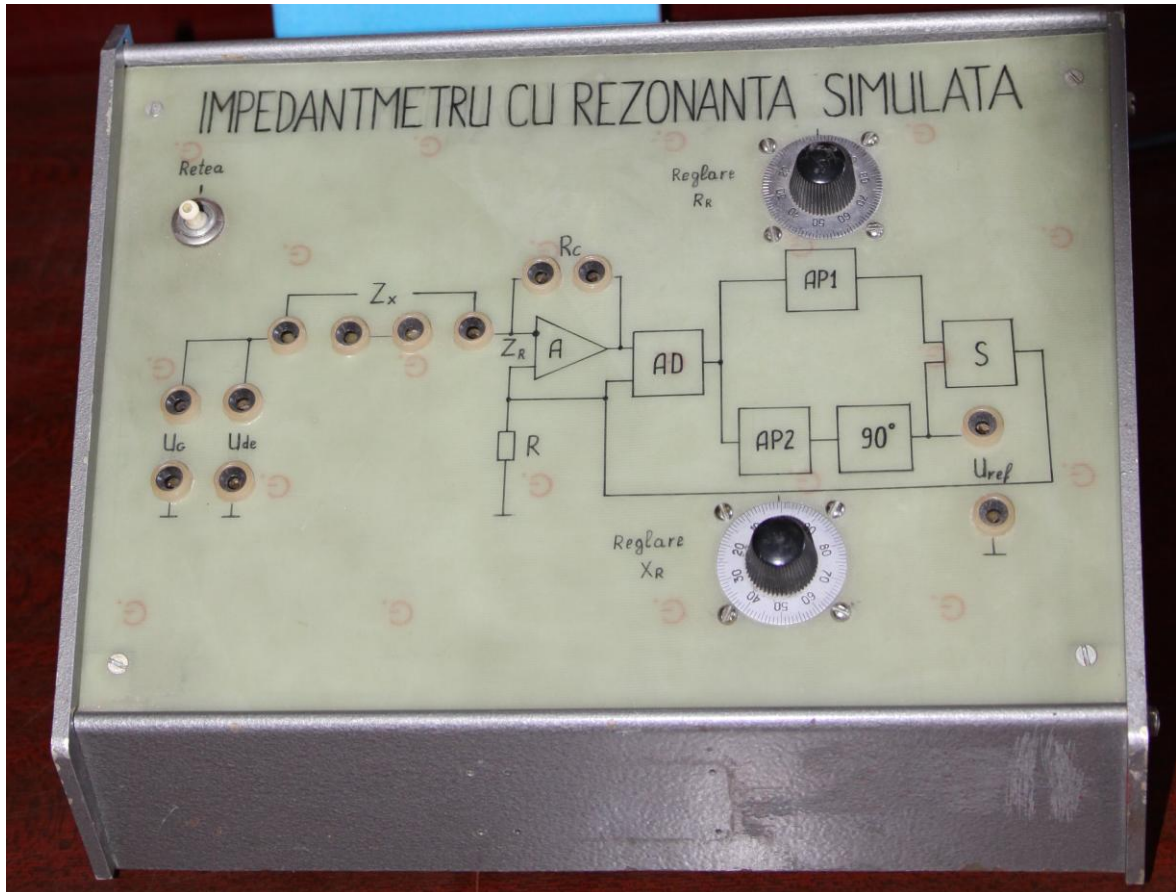


Fig. A6. Impedanțmetru de laborator

Subsemnatul, declar pe răspundere personală că materialele prezentate în teza de doctorat sunt rezultatul propriilor cercetări și realizări științifice. Conștientizez că, în caz contrar, urmează să suport consecințele în conformitate cu legislația în vigoare.

Nicolaev Pavel