

SIMULATOARE METROLOGICE DE MĂRIMI ELECTRICE PASIVE

V. Nastas, dr., conf. univ.

Universitatea Tehnică a Moldovei

INTRODUCERE

Măsurarea cu precizie înaltă a componentelor impedanței și admitanței se efectuează prin metoda de echilibrare implementată în circuite de măsurare cu punte, cu compensare, sau cu rezonanță [1,29]. Precizia măsurării conform acestei metode este determinată în primul rând de precizia elementului de referință (ER), care în circuitele de măsurare execută funcția de reproducere a unei mărimi etalon, omogenă cu mărimea măsurată (măsura). ER determină și unele caracteristici uzuale ale aparatului de măsurare, așa ca algoritmul de măsurare, simplitatea utilizării, prețul de cost.

Tradițional, în calitate de ER în măsurătoare de impedanță și admitanță se utilizează rezistoare, condensatoare, bobine de inductanță de precizie înaltă. Pentru a asigura posibilitatea reproducerii măsurilor reglabile se utilizează magazine de rezistență, capacitate sau inductanță, care se caracterizează prin dimensiuni și preț de cost considerabile, incomodate în utilizare.

Ridicarea considerabilă a caracteristicilor ER este posibilă prin intermediul utilizării în această calitate a **simulatoarelor metrologice de mărimi pasive electrice**, cunoscute mai pe larg sub denumirea de “**simulatoare metrologice de impedanță**” (SMI). În pofida faptului că termenul “SMI” definește un caz particular al acestor dispozitive, el este utilizat preponderent în tehnica măsurărilor, ceea ce se explică prin legătura univocă între noțiunile de “impedanță” și “admitanță”, cât prin utilizare mai frecventă a noțiunii de “impedanță” în acest domeniu.

În aspect istoric dispozitive de așa natură sunt cunoscute în literatura clasică sub denumirile de „convertor de impedanță” [2], „convertor de rezistență negativă” [3] etc., denumiri, care reflectă particularitățile lor de utilizare în diferite domenii. În continuare, reieșind din domeniul de utilizare și din funcția sa, vom utiliza termenul „**simulator metrologic de impedanță**”, termen, care reflectă pe deplin esența funcțională a acestor dispozitive.

SMI prezentate în continuare sunt destinate în special pentru utilizare în măsurătoare de impedanță și admitanță cu rezonanță simulată [4],

însă pot fi utilizate în calitate de ER și în alte dispozitive, așa ca punți de curent continuu și alternativ, compensatoare, etc.

1. SIMULATOARE DE MĂRIMI ELECTRICE PASIVE

1.1. Mărimi pasive simulate

În tehnica tradițională de măsurare a impedanței și admitanței „mărimi pasive” sunt considerate mărimile electrice, care caracterizează reacția mediului la acțiunea energiei electrice [5]. Astfel, impedanța (Z) și admitanța (Y) se definesc:

$$Z = \frac{U}{I} = R + jX = Z \exp(j\varphi) \quad (1)$$

$$Y = \frac{I}{U} = G + jB = Y \exp(j\psi) \quad (2)$$

unde $R, X (G, B)$ – respectiv, componentele activă și reactivă ale impedanței (admitanței), Z, Y – modulele acestor mărimi, φ, ψ – unghiurile de fază.

După cum se știe, impedanța și admitanța sunt mărimi duale [6] și, în virtutea acestei proprietăți, se supun acelorași legi de comportare în circuite electrice, cu condiția substituirii mărimilor duale în expresii. Aceasta face posibilă analiza numai a uneia din ele (de exemplu – a impedanței, ca mărime mai des utilizată practic), considerând ca pentru cealaltă mărime (admitanța) pot fi obținute expresii similare, respectând principiul dualității în aplicare la circuite electrice [6].

Impedanța clasică, ca mărime complexă de tip (1), prezintă o combinație din rezistența activă $+R$ și componenta reactivă $\pm jX$. Domeniul de definire al impedanțelor clasice constituie semiplanul drept în spațiul coordonatelor Carteziene $\pm R, \pm jX$, sau polare Z, φ (Fig. 1):

$$\begin{aligned} R &= \{0 \div \infty\}; X = \{-\infty \div +\infty\} \\ Z &= \{0 \div \infty\}; \varphi = \{0 \div \pm 90^\circ\} \end{aligned} \quad (3)$$

Relații similare sunt definite și pentru admitanțe [7]. Mărimile (1) și (2), definite în

conformitate cu (3), prezintă mărimile de bază cu care operează tehnica clasică de măsurare a impedanței și admitanței.

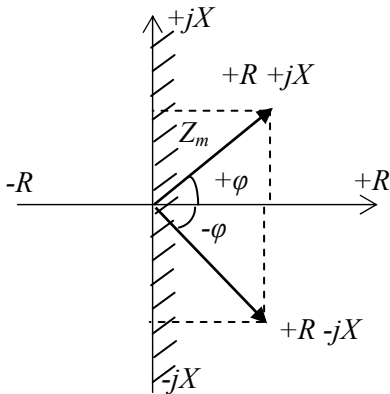


Figura 1. Reprezentarea grafică a impedanței clasice pe planul complex.

Prin termenul „**mărimi pasive simulate**” (MPS) se definesc mărimi electrice pasive reproduse în mod virtual cu ajutorul unor dispozitive active alimentate cu energie electrică și care pot fi descrise funcțional prin relațiile (1) și (2).

Astfel, impedanțele și admitanțele simulate se supun aceluiași legități, care rezultă din (1) și (2), ca și mărimile pasive clasice respective. În continuare MPS vor fi considerate **numai din punct de vedere funcțional**, considerând drept condiție necesară asigurarea alimentării cu energie și a regimului liniar de lucru.

Având aceleași legități generale de comportare în circuite electrice, MPS se deosebesc de impedanțele și admitanțele clasice prin unele proprietăți esențiale:

1. O MPS pot avea orice caracter rezultat prin combinarea componentelor $\pm R$, $\pm jX$ sau $\pm G$, $\pm jB$. Astfel, pentru impedanțe simulate domeniul de definire al componentelor constituie:

$$R = \{-R_{\max} \div +R_{\max}\}; X = \{-X_{\max} \div +X_{\max}\} \\ Z = \{0 \div Z_{\max}\}; \varphi = \{0 \div 360^\circ\} \quad (4)$$

pentru admitanțe simulate:

$$G = \{-G_{\max} \div +G_{\max}\}; B = \{-B_{\max} \div +B_{\max}\} \\ Y = \{0 \div Y_{\max}\}; \psi = \{0 \div 360^\circ\} \quad (5)$$

După cum rezultă din (4), 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 , φ (Fig. 2) [7]. Același lucru este adevărat și în cazul admitanțelor simulate în spațiile

coordonatelor $\pm G$, $\pm jB$, sau Y , ψ . O MPS poate avea caracter rezultat prin combinarea unei componente active pozitive sau negative ($\pm R$, sau $\pm G$) cu o componentă reactivă cu caracter inductiv sau capacitiv ($\pm jX$, sau $\pm jB$).

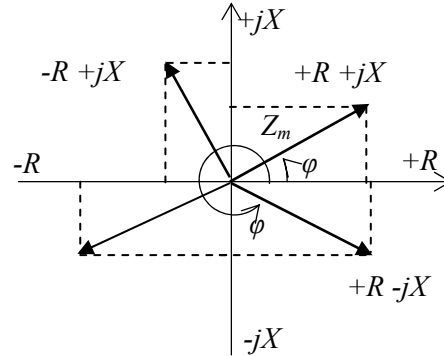


Figura 2. Reprezentarea grafică a impedanței simulate pe planul complex.

2. Componentele MPS pot avea diferite dependențe de frecvența semnalului. Spre deosebire de mărimile pasive clasice, în MPS componenta activă poate fi independentă de frecvență [3], dependentă după funcție patrată [2], etc. Componenta reactivă poate avea dependență direct proporțională, invers proporțională, sau mai complicată [2], independent de caracterul ei (inductiv sau capacitiv). Conform [5], caracterul componentei reactive se determină de semnul unității imaginare j . În cazul unei impedanțe, $+j$ corespunde caracterului inductiv, $-j$ – caracterului capacitiv.

3. O MPS poate poseda una din două tipuri de stabilitate: stabilitate până la regimul de lucru în gol, sau stabilitate până la regim de scurtcircuit. Această proprietate determină modul de utilizare a MPS în circuite electrice și depinde de tipul structurii circuitului care o reproduce [8]. O MPS poate fi utilizată în calitate de ER la măsurarea MP numai cu condiția asigurării stabilității absolute la variația parametrilor circuitului de măsurare în limitele necesare. Condiția asigurării stabilității este determinată de raportul dintre valoarea MPS și valoarea MP externe echivalente conectate la polii MPS. După cum va fi demonstrat în continuare, condiția de stabilitate poate fi determinată și asigurată în mod garantat pentru orice tip de MPS.

4. Banda de valori ale semnalului care interacționează cu MPS este limitată de domeniul liniar al caracteristicii VA a MPS. O caracteristică tipică VA a unei MPS (Fig. 3.) conține două domenii: domeniul liniar (A) și domeniul neliniar (B). Domeniul liniar al MPS 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 vom considera în mod obligatoriu satisfacerea condiției de lucru a MPS în regim liniar.

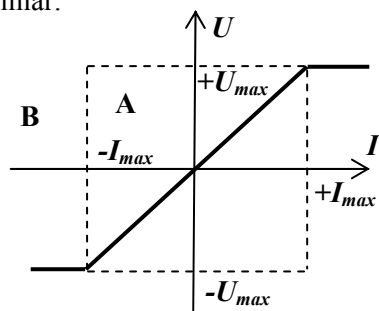


Figura 3. Domeniul liniar (A) și neliniar (B) al caracteristicii VA al MPS

5. O MPS poate forma un sistem rezonant cu rezonanță totală sau parțială cu o altă mărime pasivă, reală sau simulată. Prin rezonanța totală se înțelege starea de rezonanță după ambele componente ale impedanței, activă și reactivă. Rezonanța parțială are loc numai după o singură componentă a MPS, activă sau reactivă. La conectarea în serie a unei impedanțe simulate Z_S cu o impedanță reală Z_X impedanța sumară Z a circuitului constituie:

$$Z = Z_S + Z_X = (R_S + jX_S) + (R_X + jX_X) = (R_S + R_X) + j(X_S + X_X) \quad (6)$$

Din (6) rezultă, că în circuit sunt posibile trei tipuri de stări de rezonanță:

- rezonanță după componenta activă, când:

$$(R_S + R_X) = 0, \quad R_S = -R_X \quad (7)$$

- rezonanță după componenta reactivă, când:

$$j(X_S + X_X) = 0, \quad X_S = -X_X \quad (8)$$

- rezonanță totală, când:

$$(R_S + R_X) = 0 \text{ și } j(X_S + X_X) = 0 \\ R_S = -R_X, \quad X_S = -X_X \quad (9)$$

În virtutea principiului dualității, relații similare (6) – (9) au loc și în cazul admitanțelor simulate într-un circuit paralel.

6. Pentru o MPS este posibilă reglarea independentă a componentelor, atât în coordonate Carteziene, cât și în coordonate polare. După cum va fi expus în continuare, există

o clasă de MPS pentru care este posibilă reglarea independentă a modulului și a fazei, lucru imposibil pentru mărimile pasive reale. Această proprietate este foarte importantă la utilizarea MPS în măsurătoare de impedanță și admitanță în coordonate polare.

1.2. Simulatoare de mărimi pasive

Prin termenul „simulatoare de mărimi pasive” (SMP) vom defini mijloacele tehnice utilizate pentru reproducerea MPS. În prezent în diferite domenii de aplicare a MPS se utilizează terminologie diferită, tradițională pentru aceste dispozitive. Astfel, în domeniile electrotehnicii și electronicii dispozitivele pentru reproducerea MPS cu caracter $-R$ sunt numite „rezistențe negative” [8], în domeniul filtrelor active se întâlnesc termenii „convertor de impedanță”, „convertor de rezistență negativă”, „girator”, etc. [2]. În esență, în toate cazurile menționate este vorba de dispozitive de același tip, care pot fi întrunite într-o clasă generală sub denumirea menționată mai sus.

Din punct de vedere funcțional un SMP poate fi considerat un dispozitiv cu doi poli de intrare, la care se reproduce o MPS Z_S (sau Y_S) conectat într-un circuit extern cu impedanța echivalentă Z_E (Fig. 4).

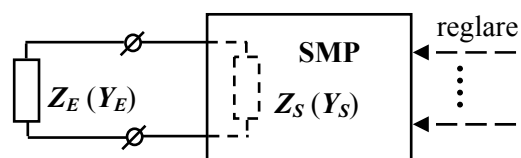


Figura 4. Reprezentarea unui SMP din punct de vedere funcțional

Problemele teoriei SMP au constituit obiectele de studiu ale multor specialiști ai sec. 20. Așa, pot fi menționate lucrările savanților: G. Crisson (1931), T. Yanagisava (1957), S. Seshu, N. Balabanian (1959), L. de Pian (1962), G. Puhov (1967), W. Holmes, L. Huelsmann (1968), etc., în care se încearcă a construi o teorie integră a acestor dispozitive. Aceste lucrări au fost sistematizate și integrate organic de către F. Bening (1971), care în [8] a formulat principiile de bază ale analizei, sintezei și utilizării convertoarelor de rezistență negativă. Însă până în prezent nu există o asemenea tratare a acestor probleme pentru mărimile pasive simulate cu caracter complex, care prezintă un caz general al dispozitivelor de așa natură.

Pentru realizarea practică a unui SMP se utilizează elemente active cu reacții inverse pozitive

și negative. Sunt cunoscute SMP pe bază de tranzistoare și alte elemente cu amplificare finită [8], însă ele nu au primit o răspândire largă din cauza influenței puternice a caracteristicilor elementelor active și a instabilității lor asupra MPS. Caracteristici cu mult mai superioare posedă SMP pe bază de amplificatoare operaționale (AO) cu reacții inverse pozitive și negative [9], care asigură reproducerea MPS cu caracteristici, determinate numai de caracteristicile reacțiilor inverse.

Un caz special al SMP îl prezintă **simulatoarele metrologice de mărimi pasive** (SMMP). Destinația acestor dispozitive constă în reproducerea mărimii de referință (măsura) în circuite pentru măsurarea componentelor impedanței. Prezența lor este strict necesară în circuite de măsurare cu echilibrare [1], în care ele determină nemijlocit precizia măsurării. De exemplu, la implementarea practică a metodei rezonanței simulate [10] (Fig. 5), are loc compararea impedanței măsurate Z_X cu impedanța de referință Z_M reprodusă de SMMP.

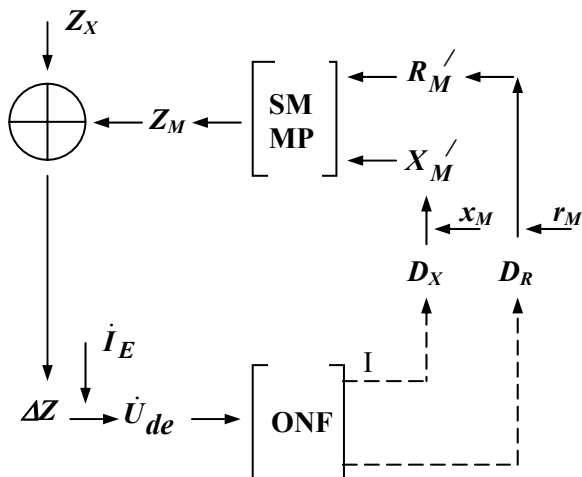


Figura 5. Algoritm de conversie a informației la măsurarea impedanței prin metoda rezonanței simulate

Mărimea rezultantă ΔZ este transformată în tensiune de dezechilibru U_{de} . Organul de nul funcțional ONF reglează componentele X_M și R_M ale impedanței Z_M până la atingerea stării de echilibru în circuit.

Din exemplul prezentat, cât și din practica de utilizare a acestor dispozitive, pot fi formulate **cerințele specifice față de SMMP**, determinate de utilizarea lor în calitate de elemente metrologice. Cele mai importante sunt [11]:

- Eroare mică și stabilitate înaltă a impedanțelor reproduse;
- Posibilitatea reproducerii impedanțelor cu orice caracter al componentelor;

- Reglarea independentă a componentelor impedanței reproduse;
- Valoarea cunoscută și garantată a erorii sistematice a impedanței reproduse;
- Comandă digitală a caracterului și valorilor componentelor impedanței reproduse;
- Lipsa elementelor reactive reglabile (condensatoare variabile, magazine de inductanță și capacitate, etc.).

Satisfacerea tuturor acestor cerințe în SMP reale este pe deplin posibilă. La momentul actual este determinată o clasă de SMP care, parțial sau totalmente, satisfac cerințele formulate. În rezultatul analizei dispozitivelor cunoscute, care potențial ar putea fi utilizate în calitate de SMMP, a fost propusă clasificarea lor după criteriile relevante (Tab. 1).

Clasificarea după **mărimea primară de intrare** (criteriul 1, Tab. 1) reflectă unul din principiile de bază ale proceselor fizice într-un SMP – interacțiunea cu sursa de energie a circuitului extern conectat la polii SMP (Fig. 6). În conformitate cu [12], pentru SMP comandat în curent (I-SMI) MP se reproduce prin formarea unei tensiuni U_i din curentul de intrare I_i și aplicarea ei în circuitul de intrare (Fig. 7a). În SMP comandat în tensiune (U-SMI) MPS se formează din curentul I_i , care interacționează cu tensiunea primară de intrare U_i (Fig. 7b).

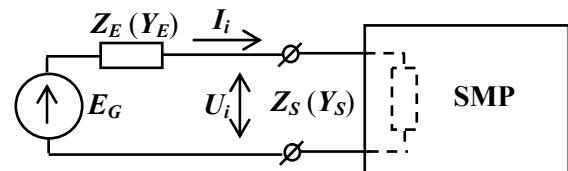


Figura 6. Conectarea unui SMP în circuit extern

După cum rezultă din algoritmi de conversie a informației (Fig. 7), pentru I – SMI MPS se determină:

$$Z_i = \frac{U_i}{I_i} = R \cdot K_{regl}, \quad (10)$$

pentru U-SMI:

$$Y_i = \frac{I_i}{U_i} = G \cdot K_{regl} \quad (11)$$

unde: U_i , I_i – mărimile respective de intrare; R , G – mărimi de referință; K_{regl} – coeficient care asigură reglarea independentă a componentelor MPS.

De asemenea, din (10) și (11) rezultă că în cazul SMI comandate în curent este comod de

utilizat ca mărime caracteristică pentru MPS tensiune – admitanța (crit. 2, Tab. 1). impedanța, iar în cazul SMI comandate în

Tabelul 1. Clasificarea SMI.

Criteriul de clasificare	Tipuri de SMI				
1. După mărimea primară de intrare	a. Simulatoare I-comandate (I-SMI) [13,15,17,18,21]		b. Simulatoare U-comandate (U-SMI) [14,16,19,20]		
2. După tipul mărimii pasive reproduse	a. SMI pentru reproducerea impedanței (SMI – Z)		b. SMI pentru reproducerea admitanței (SMI – Y)		
3. După tipul stabilității SMI	a. SMI cu stabilitate până la regim de lucru în gol		b. SMI cu stabilitate până la regim de lucru în scurtcircuit		
4. După modul de reprezentare a mărimii reproduse	a. SMI în coordonate Carteziene (SMI – C) [16,17,18,20]		b. SMI în coordonate polare (SMI – P) [13,14,19,21]		
5. După circuitul echivalent al mărimii reproduse	a. Cu circuit echivalent serie [15,17,18]		b. Cu circuit echivalent paralel [14,16,20]		
6. După caracterul componentelor mărimii reproduse	a. SMI pentru reproducerea mărimilor cu caracter de rezistență (SMI – R)		b. SMI pentru reproducerea mărimilor cu caracter reactiv (SMI – X)		
	pozitivă (SMI – R ⁺)	negativă (SMI – R ⁻)	inductiv (SMI -X _L)	capacitiv (SMI -X _C)	
	c. SMI pentru reproducerea mărimilor cu caracter complex (SMI – Z, Y)				
7. După structura internă	a. SMI bazate pe structura clasică		b. SMI cu structură algoritmică (SMI -A) [13,14,16,17,18,19,20,21]	c. SMI cu structuri arbitrare	
	- cu un etaj	- cu struct. recursivă		- de tip girator	- alte tipuri de structuri
8. După dependența mărimii reproduse de frecvență	a. SMI pentru mărimi cu dependență “clasică” de frecvență		b. SMI pentru mărimi cu dependență “netradițională”		
9. După existența conectării mărimii reproduse la masă	a. SMI pentru mărimi conectate cu un pol la masă (SMI -M) [13-18]		b. SMI pentru mărimi flotante (SMI -F) [19-21]		

Tipul stabilității SMI (crit. 3, Tab. 1) se află în corelație cu tipul SMI după mărimea primară de intrare (crit. 1). Este stabilit [8], că I-SMI posedă stabilitate până la regim de lucru în gol, U-SMI – până la regim de scurtcircuit. Aceste condiții determină relația dintre valoarea MPS reproduse și impedanța echivalentă a circuitului extern conectat la polii SMI (Fig. 6).

Pentru asigurarea stabilității absolute a I-SMI în tot domeniul de valori a impedanței reproduse, conform criteriului Nyquist [7] este necesară respectarea condiției:

$$Re(\mathbf{H}_{io}) > 0, \quad (12)$$

unde H_{io} prezintă funcția de transfer a SMI cu impedanță externă conectată la poli:

$$H_{io} = U_o / U_i \quad (13)$$

Respectarea condiției (12) este strict necesară la proiectarea circuitelor de măsurare a impedanței cu utilizarea SMI.

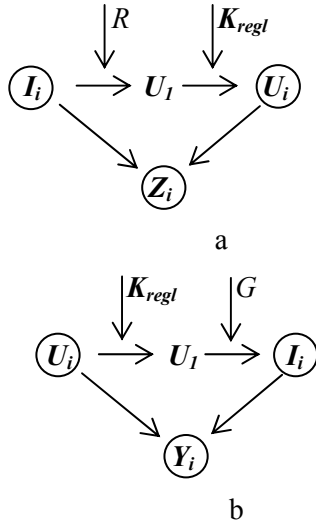


Figura 7. Algoritmii de conversie a informației în I-SMI (a) și în U-SMI (b)

De modul de exprimare a coeficientului de conversie K_{regl} în (10), (11) depinde **modul de reprezentare a MPS** (crit. 4, Tab. 1). Pentru SMI în coordonate Carteziene K_{regl} se exprimă:

$$K_{regl} = K_1 + jK_2, \quad (14)$$

pentru SMI în coordonate polare:

$$K_{regl} = K_m \cdot \exp(j\theta) \quad (15)$$

Mărimile din (14), (15) asigură respectiv reglarea componentei active (K_1), componentei reactive (K_2), modulului (K_m) și fazei (θ) MPS. O cerință importantă față de SMP utilizate în calitate de SMI, care determină algoritmul de echilibrare a circuitului de măsurare [22-24], este asigurarea reglării independente a acestor mărimi.

Criteriul 5 (Tab. 1.) determină **circuitul echivalent de substituție a MPS** reprezentate în coordonate Carteziene (Fig. 8).

În caz general pentru MPS Z_S , Y_S există patru variante de interconectare a componentelor:

- pentru impedanțe, conectare serie (Fig. 8.a) și admitanțe, conectare paralelă (Fig. 8.b):

$$Z_S = R + jX, \quad Y_S = G + jB \quad (16)$$

- pentru impedanțe, conectare paralelă (Fig. 8.c) și admitanțe, conectare serie (Fig. 8.d):

$$Z_S = R \parallel jX = \frac{R}{1 + R^2/X^2} + j \frac{X}{1 + X^2/R^2} \quad (17)$$

$$Y_S = (Z_S)^{-1} = \frac{G}{1 + G^2/B^2} + j \frac{B}{1 + B^2/G^2}$$

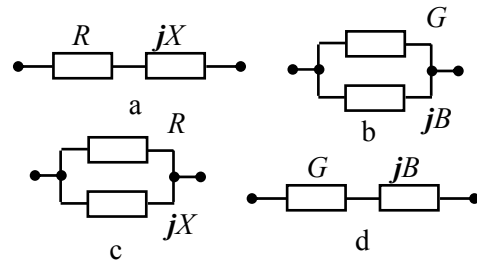


Figura 8. Circuite echivalente de substituție pentru MPS: a – impedanțe, serie; b – admitanțe, paralel; c – impedanțe, paralel; d – admitanțe, serie.

Din (16) și (17) rezultă, că **numai în cazul utilizării circuitului echivalent serie pentru impedanțe și a circuitului echivalent paralel pentru admitanțe este posibilă reglarea independentă a componentelor MPS**.

Criteriul 6 sistematizează tipurile de SMI existente în dependență de **caracterul impedanței reproduse**. Sunt cunoscute SMI pentru reproducerea rezistenței active negative [3], pentru multiplicarea rezistenței active pozitive [2], pentru reproducerea inductanței virtuale [2], capacității virtuale [2], precum și a impedanței cu caracter complex [26]. Pentru utilizare în scopuri metrologice a fost elaborată o clasă de **SMI cu structură algoritmică (SMI-A)**, care asigură reproducerea MPS cu orice caracter [13-21]. Aceste simulatoare (criteriul 7, Tab. 1) asigură **reglarea lină a caracterului (!) MPS** în orice combinație a componentelor. SMI-A în coordonate Carteziene [16,17,18,20] asigură obținerea MPS cu orice combinație a componentelor activă și reactivă, SMI-A în coordonate polare [13,14,19,21] – cu orice valoare a modulului și fazei conform (4) și (5). În aceste SMI pentru reglarea caracterului unei componente se utilizează un organ de tip rezistență variabilă (sau, un DAC de tip „cod – rezistență”), reglarea căruia asigură variația componentei respective conform (4) sau (5).

2. SMI CU STRUCTURĂ CLASICĂ

2.1. Sinteza structurilor SMI

După cum rezultă din tabela 1, există multe tipuri de SMP, care potențial pot fi utilizate în calitate de SMI. Unul dintre cele mai reprezentative din ele este **SMI cu structură clasică** (Tab. 1, crit. 7.a), pe exemplul căruia pot fi analizate în mod simplu principiile de baza și particularitățile acestor dispozitive. Inițial acest tip de SMI a apărut în calitate de dispozitiv pentru reproducerea rezistenței negative [3], ulterior fiind utilizat și pentru simularea impedanțelor cu caracter complex [14].

Structura SMI reflectă **principiul de bază al sintezei structurilor SMP: - utilizarea buclelor de reacții pozitivă și negativă într-un amplificator, care rezultă în modificarea impedanței de intrare**. Odată cu apariția amplificatoarelor operaționale (AO), care posedă caracteristici apropiate de caracteristicile amplificatorului ideal, a devenit posibilă realizarea structurilor de SMP, potențial utilizabile în calitate de SMI.

Structura cunoscută [3], care stă la baza SMI cu structură clasică este realizată pe baza unui AO și trei rezistențe R_1, R_2, R_3 , care constituie reacțiile inverse pozitivă și negativă și este destinată pentru reproducerea unei rezistențe negative de forma:

$$R_{in} = -\frac{R_1 R_3}{R_2} \quad (18)$$

După clasificarea SMI (Tab. 1), în conformitate cu criteriile respective ea prezintă:

- conf. crit. 1: SMI I – comandat,
- conf. crit. 2: SMI pentru reproducerea impedanței,
- conf. crit. 3: SMI cu stabilitate până la regim de lucru în gol,
- conf. crit. 4: SMI pentru mărime reprezentată în coordonate Carteziene,
- conf. crit. 6: SMI pentru reproducerea rezistenței negative,
- conf. crit. 7: SMI cu structură clasică cu un etaj,
- conf. crit. 8: SMI pentru mărime cu dependență clasică de frecvență,
- conf. crit. 9: SMI cu un pol conectat la masă.

Din cele prezentate rezultă, că circuitul clasic pentru reproducerea unei rezistențe negative [3] poate fi considerat un exemplu simplu de SMI. Acest circuit poate fi utilizat în calitate de SMI în cazuri, care corespund proprietăților sale conform clasificării.

Lărgirea posibilităților de utilizare a structurii clasice este posibilă prin substituirea rezistențelor din reacții R_1, R_2, R_3 cu impedanțe Z_1, Z_2, Z_3 (Fig. 9). După cum a demonstrat analiza [14], în acest caz MPS prezintă o impedanță, care se determină de o expresie similară celei din (18):

$$Z_{in} = -\frac{Z_1 Z_3}{Z_2} \quad (19)$$

Conform (19), **caracterul impedanței reproduse Z_{in} este determinat numai de caracterul impedanțelor Z_1, Z_2, Z_3 și nu depinde de caracteristicile AO**. Evident, din punct de vedere al asigurării stabilității AO, pentru impedanțele Z_1, Z_2, Z_3 se impun unele restricții [3].

Independența impedanței simulate de caracteristicile amplificatorului operațional este determinată de proprietățile acestuia (coeficientul de amplificare și impedanța de intrare infinite, rezistența de ieșire nulă).

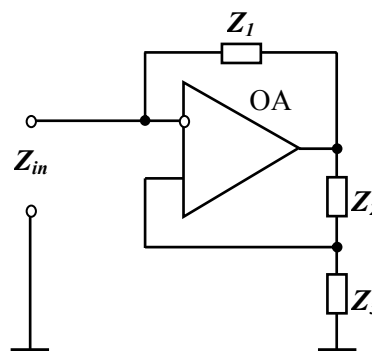


Figura 9. SMI cu structură clasică

Un caz uzual al acestui SMI, care prezintă interes practic, este utilizarea lui la măsurarea capacității condensatoarelor [10] prin metoda rezonanței simulate. Pentru aceasta se utilizează un SMI (Fig. 10), în care impedanțele Z_1, Z_2, Z_3 constituie:

$$Y_1 = Z_1^{-1} = (R_1)^{-1} + j\omega C_1; Z_2 \equiv R_2; Z_3 \equiv R_3 \quad (20)$$

Admitanța reprodusă:

$$Y_{in} = Z_{in}^{-1} = -\frac{R_2}{R_1 R_3} - j\frac{\omega R_2 C_1}{R_3} \equiv G_{in} + jB_{in} \quad (21)$$

După cum rezultă din (21), circuitul echivalent al MPS (Fig. 10,b) prezintă o admitanță cu un pol conectat la masă formată din două componente:

- componenta activă $G_{in} = -\frac{R_2}{R_1 R_3}$, care după natura ei prezintă o rezistență negativă,
- componenta reactivă $jB_{in} = -j\frac{\omega R_2 C_1}{R_3}$, care posedă caracter inductiv.

Reglarea componentelor se efectuează prin reglarea rezistoarelor R_1, R_3 .

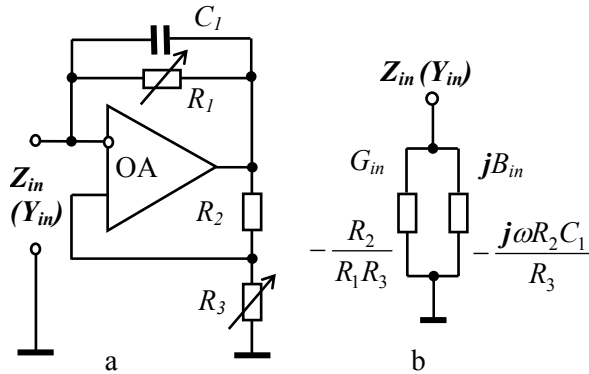


Figura 10. SMI pentru reproducerea MPS de tip (21) (a) și circuitul echivalent al MPS (b)

În caz general, pentru reproducerea unei MPS cu caracterul necesar se utilizează impedanțe Z_1, Z_2, Z_3 cu caracterul respectiv.

SMI din fig. 9 prezintă doar unul din clasa SMI bazate pe structura clasică. În principiu, utilizând combinația reacțiilor pozitive și negative într-un AO, poate fi sintetizată o clasă de structuri de SMI cu structură clasică. Structura generalizată pentru sinteza circuitelor SMI cu diferite caracteristici este reprezentată în figura 11. Structura conține un AO dotat cu reacții pozitivă și negativă prin intermediul impedanțelor $Z_1 - Z_4$.

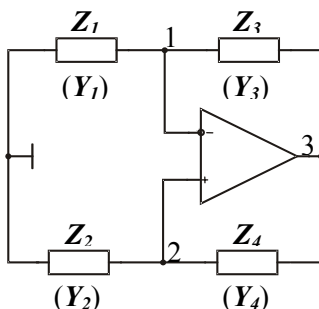


Figura 11. Structura generalizată pentru sinteza circuitelor SMI din tab. 2.

În baza acestei structuri a fost sintetizată o clasă de circuite de SMI (Tab. 2) [9]. Pentru obținerea structurilor în circuitul de bază (Fig. 11) se exclude una din impedanțele Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 ,

înlocuind-o cu bornele de intrare. Toate patru structuri din tab. 2 asigură la bornele de intrare reproducerea unei impedanțe simulate Z_{in} , valoarea căreia se determină [9]:

$$Z_{in} = -\frac{Z_A Z_B}{Z_C} \quad (22)$$

unde Z_A, Z_B, Z_C – impedanțe operaționale, conectate în reacțiile inverse ale AO.

Deoarece structura unui circuit de SMI conține reacție inversă pozitivă, o importanță foarte mare are problema asigurării stabilității la utilizarea lor în componența circuitelor de măsurare. Determinarea condițiilor de stabilitate a SMI într-o utilizare concretă poate fi efectuată prin aplicarea criteriilor de stabilitate cunoscute (Nyquist, Rauss - Gurvitz, etc) la analiza circuitelor și condițiilor de stabilitate a fiecărui SMI aparte.

Pentru determinarea tipului stabilității structurilor din tabela 2, este rațional de utilizat criteriul Rauss - Hurvitz [11]. Matricea admitanțelor pentru structura generalizată a simulatorului de impedanță are forma:

$$Y = \begin{Bmatrix} Y_1 + Y_3 & 0 & -Y_3 \\ 0 & Y_2 + Y_4 & -Y_4 \\ +I & -I & 0 \end{Bmatrix} \quad (23)$$

Determinantul matricei (23) exprimat prin impedanțele corespunzătoare prezintă:

$$\Delta = \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{Z_1 Z_2 Z_3 Z_4} \quad (24)$$

Problema determinării stabilității circuitelor cu determinantul de forma (24) poate fi soluționată numai pentru cazuri concrete, ținând cont de caracterile impedanțelor $Z_1 \neq Z_4$. Pentru cazul cel mai simplu, când impedanțele $Z_1 \neq Z_4$ posedă caracter de rezistențe active, condiția stabilității structurii devine:

$$\Delta = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot R_4} > 0 \quad (25)$$

Aplicând condiția (25) la structurile SMI și substituind rezistența absentă din structura respectivă cu rezistența sarcinii externe R_S , obținem condițiile de stabilitate (Tab. 2).

Rezultatele obținute se află în concordanță deplină cu clasificarea anterioară a circuitelor SMI. Astfel, structurile 1a, 2a (Tab. 2) prezintă SMI

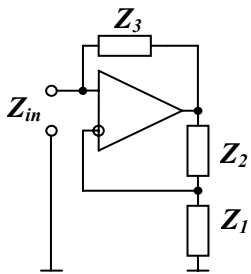
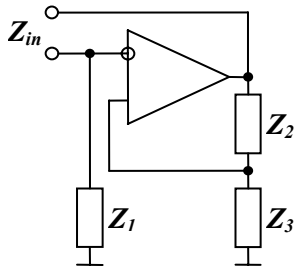
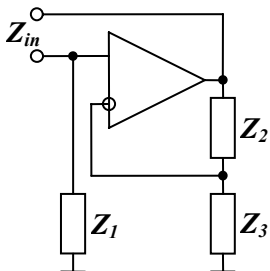
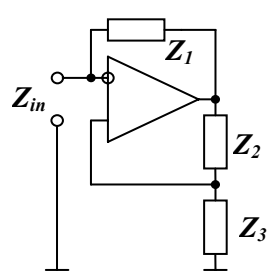
comandate în tensiune (crit. 1, tab. 1) și posedă stabilitate până la regim de scurtcircuit (crit. 3, tab. 1), structurile **1b**, **2b** – SMI comandate în curent cu stabilitate până la regim de lucru în gol.

Interes practic pentru utilizare în scopuri metrologice prezintă structurile **1a**, **2b**, deoarece pentru MPS reproduse de ele un pol este conectat la masă, iar al doilea este liber. Pentru structurile **1b**, **2a** ambii poli ai MPS reproduse sunt flotanți și nu pot fi conectați la masă.

2.2. Eroarea SMI cu structură clasică

Deoarece SMI sunt destinate pentru utilizări în scopuri metrologice, este absolut necesară analiza și garantarea erorii sistematice a MPS reproduse. În afară de erorile sistematice tradiționale, determinate de componentele pasive ale circuitului, un interes deosebit prezintă **componentele erorii sistematice, cauzate de factorii de neidealitate ai AO.**

Tabelul 2. Circuite SMI generare din structura reprezentată în fig. 11.

	1	2
a		
Z_{in}	$Z_{in} = -\frac{Z_1 Z_3}{Z_2}$	$Z_{in} = -\frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$
Condiția stabilității	$R_S < \frac{R_1 R_3}{R_2}$	$R_S < \frac{R_1 R_2}{R_3}$
b		
Z_{in}	$Z_{in} = -\frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$	$Z_{in} = -\frac{Z_1 Z_3}{Z_2}$
Condiția stabilității	$R_S > \frac{R_1 R_2}{R_3}$	$R_S > \frac{R_1 R_3}{R_2}$

În rezultatul analizei AO contemporane [3] au fost determinați următorii factori, care potențial exercită influență asupra erorii SMI:

1. Valoarea limitată a coeficientului de amplificare al AO fără reacție inversă K_0 . Această mărime pentru AO contemporane variază în banda $10^3 \div 10^7$.

2. Dependența coeficientului de amplificare al AO de frecvența semnalului. Această dependență poate fi aproximată prin

caracteristica de transfer cu un pol al unui etaj liniar cu integrare [3]:

$$K = \frac{K_0}{1 + j\omega_n \cdot K_0} \quad (26)$$

unde: $\omega_n = \omega_s / \omega_t$ - frecvența normalizată a semnalului, ω_s - frecvența semnalului, ω_t - frecvența unitară a caracteristicii amplitudine - frecvență a AO.

3. Impedanțele finite de intrare de mod comun și diferențială, respectiv Z_S și Z_d . În caz general ele posedă caracter complex din cauza prezenței capacităților parazite de intrare C_S și C_d și pot fi exprimate :

$$Z_S = \frac{R_S}{1 + j\omega\tau_S} \quad (27)$$

$$Z_d = \frac{R_d}{1 + j\omega\tau_d} \quad (28)$$

unde: $\tau_S = R_S \cdot C_S$ – constanta de timp a impedanței Z_S ; $\tau_d = R_d \cdot C_d$ – constanta de timp a impedanței Z_d ; R_S, R_d – rezistențele active de intrare de mod comun și diferențială; C_S, C_d – capacitățile parazite de intrare respective.

4. Impedanța de ieșire a AO Z_o , mărimea căreia este diferită de zero.

Luând în considerație factorii susnumiți, a fost elaborat modelul real al SMI, care conține elementele de eroare menționate (Fig. 12). În acest model AO ideal este substituit de un amplificator diferențial cu coeficient de amplificare finit K , determinat de (26), cu admitanțe de intrare diferențială Y_d (27) și de mod comun Y_S (28) și cu admitanță de ieșire Y_o . Analiza erorii s-a efectuat prin metoda matricelor de admitanță [9]. Cu acest scop a fost alcătuită matricea generală a circuitului:

$$Y = \begin{pmatrix} Y_1 + Y_3 + & -Y_g & -Y_3 & 0 \\ +Y'_S + Y_d & & & \\ -Y_d & Y_2 + Y_4 + & -Y_4 & 0 \\ +Y'_S + Y_d & & & \\ -Y_3 & -Y_4 & Y_3 + & -Y_o \\ & & Y_4 + Y_o & \end{pmatrix} \quad (29)$$

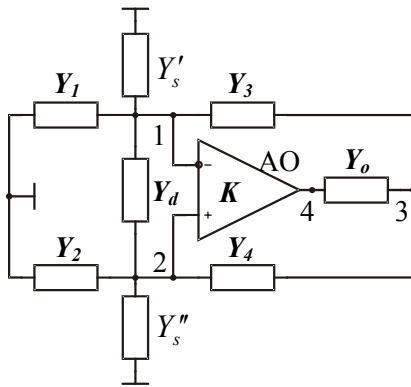


Figura 12. Modelul SMI pentru determinarea erorii sistematice.

Eroarea absolută a impedanței Z_{in} ΔZ :

$$\Delta Z = Z_{in}^r - Z_{in}^i \quad (30)$$

unde Z_{in}^r - valoarea reală a impedanței reproduse, Z_{in}^i - valoarea ideală conform (22). Interes practic prezintă eroarea relativă a impedanței simulate δ_Z :

$$\delta_Z = \frac{Z_{in}^r - Z_{in}^i}{Z_{in}^i} = \frac{Z_{in}^r}{Z_{in}^i} - 1 \quad (31)$$

Pentru obținerea expresiei pentru δ_Z valoarea impedanței Z_{in}^r s-a calculat pentru modelul SMI (Fig. 2) conform expresiei [9]:

$$Z_{in}^r = \frac{A_{ab}}{A} \quad (30)$$

unde A_{ab} - complementul algebric al matricei (29), A - determinantul ei.

Calculul expresiilor (29), (30) în cazul evidenței concomitente a tuturor factorilor de eroare ai modelului din fig. 10 prezintă dificultăți din cauza obținerii unor expresii matematice voluminoase. Pentru simplitate analiza s-a efectuat pentru fiecare factor de influență în parte, prin determinarea componentelor erorii cauzate de influența factorului respectiv (Tab. 3).

După cum rezultă, **simulatoarele de impedanță sunt invariante față de doi factori de neidealitate ai amplificatorului operațional:**

- impedanța diferențială de intrare Z_d ,
- impedanța de ieșire Z_o .

Factorii care influențează asupra erorii sumare a impedanței simulate sunt:

- valoarea limitată și dependența de frecvență a coeficientului de amplificare al amplificatorului operațional,
- inegalitatea impedanțelor de intrare de mod comun Z'_S și Z''_S .

Asupra mărimii acestor erori (Fig. 13) influențează substanțial impedanțele operaționale.

După cum rezultă din figura 13, valoarea minimă a erorii δ_A se obține la satisfacerea condiției $M_{tr} = R_4/R_2 = 1$. Transformând expresia, obținem:

$$\delta_A \approx -\left(2 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_2}{R_4}\right) * \frac{[A_0^{-1} + \omega_S^2(1 + R_3/R_2)] + j\omega_S}{1 + \omega_S^2(1 + R_2/R_4)} \quad (31)$$

Pentru rezistențe operaționale cu caracter pur activ, în cazul prezentării impedanței de intrare

de mod comun prin circuit echivalent paralel (27), expresia pentru componenta erorii δZ_S (Tab. 3) poate fi exprimată în forma:

$$\delta Z_c \approx \frac{R_2}{R_c} \left(1 - \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot (1 + j\omega\tau_c) \quad (32)$$

Tabelul 3. Componentele erorii simulatorului de impedanță.

Sursa erorii	Matricea admitanțelor	Componenta erorii
1. Neidealitatea coeficientului de amplificare al AO: $\tilde{K} = \frac{K_0}{1 + j\omega_3 K_0}$	$\begin{Bmatrix} Y_1 + Y_3(1 + \tilde{K}) & -\tilde{K}Y_3 \\ \tilde{K}Y_4 & Y_2 + Y_4(1 - \tilde{K}) \end{Bmatrix}$	$\delta K = \left(\frac{1}{k_0} + j\omega_s\right) \frac{2 + \frac{Z_4}{Z_2} + \frac{Z_2}{Z_4}}{1 + \left(\frac{1}{k_0} + j\omega_s\right) \left(1 + \frac{Z_2}{Z_4}\right)}$
2. Impedanța de intrare diferențială a AO: $Z_d \neq \infty$	$\begin{Bmatrix} Y_1 + Y_3 + Y_d & -Y_d & -Y_3 \\ -Y_d & Y_2 + Y_4 + Y_d & -Y_4 \\ +1 & -1 & 0 \end{Bmatrix}$	$\delta Z_d = 0$
3. Impedanțele de intrare de mod comun ale AO: Z_{s1}, Z_{s2}	$\begin{Bmatrix} Y_1 + Y_3 + Y'_s & 0 & -Y_3 \\ 0 & Y_2 + Y_4 + Y''_s & -Y_4 \\ +1 & -1 & 0 \end{Bmatrix}$	$\delta Z_s \approx \frac{Z_2}{Z'_s} \left(\frac{Z'_s}{Z'_s} - \frac{Z_3}{Z_4}\right)$
4. Rezistența de ieșire a AO: $Z_{ies} \neq 0$	$\begin{Bmatrix} Y_1 + Y_3 & 0 & -Y_3 & 0 \\ 0 & Y_2 + Y_4 & -Y_4 & 0 \\ -Y_3 & -Y_4 & Y_3 + Y_4 + Y_6 & -Y_6 \\ +1 & -1 & 0 & 0 \end{Bmatrix}$	$\delta Z_{ies} = 0$
Eroarea sumară	$\begin{Bmatrix} Y_1 + Y_s + Y_3(1 + \tilde{K}) & -\tilde{K}Y_3 \\ \tilde{K}Y_4 & Y_2 + Y_s + Y_4(1 - \tilde{K}) \end{Bmatrix}$	$\delta_x = -\frac{\frac{1}{\tilde{k}} \left(2 + \frac{Z_4}{Z_2} + \frac{Z_2}{Z_4}\right) + \frac{Z_2}{Z_s} \left(1 - \frac{Z_3}{Z_4}\right)}{1 + \frac{1}{\tilde{k}} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_4}\right) + \frac{Z_2}{Z_s} \left(1 - \frac{Z_3}{Z_4}\right)}$

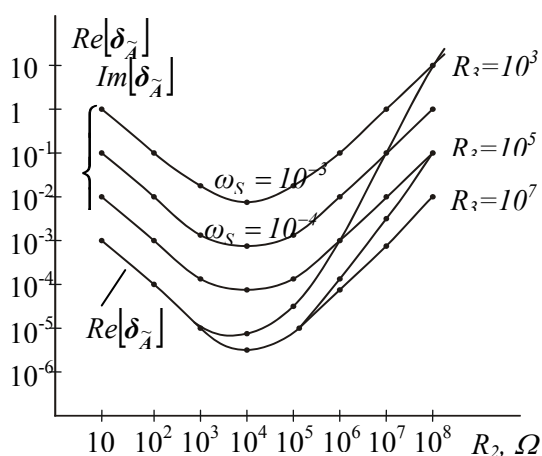


Figura 13. Dependența erorii δ_K de rezistența R_2 .

După cum rezultă din (32), la satisfacerea condiției $R_3 = R_4$, eroarea $\delta Z_S = 0$ și prin urmare,

acest regim poate fi recomandat pentru obținerea erorii minime cauzate de influența impedanțelor de intrare de mod comun ale amplificatorului operațional.

Dependența erorii δZ_S de valoarea rezistenței reproduse Z_M este prezentat în figura 14. Calculul erorilor SMI în cazul impedanțelor $Z_1 \div Z_4$ cu caracter complex trebuie efectuat cu evidența caracterului acestor impedanțe. Componentele erorii Z_{in} se vor determina prin rezolvarea ecuațiilor respective din tabela 2 pentru fiecare caz concret.

Conform celor expuse, neidealitatea caracteristicilor AO aduce la eroarea sistematică a impedanței reproduse, valoarea căreia poate fi determinată.

Ponderea componentelor erorii, cauzate de neidealitatea fiecărei caracteristici a AO în parte în eroarea sumară este determinată de particularitățile

concrete ale aplicării simulatoarelor de impedanță: banda de valori a impedanței Z_{in} , valorile impedanțelor $Z_1 \div Z_4$, frecvența semnalului de măsurare etc. Independent de aceste particularități, pot fi recomandate soluții, care permit minimizarea unor componente a erorii sumare [9]:

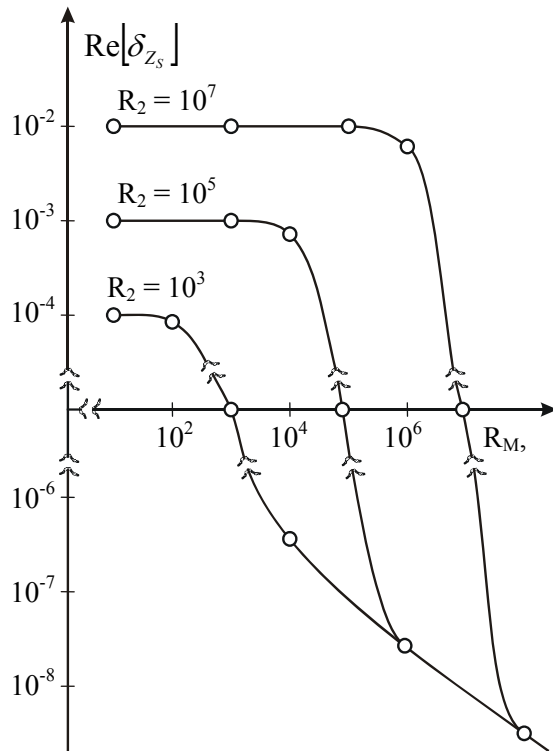


Figura 14. Dependența componentei erorii instrumentale a simulatorului $Re[\delta R_S]$ de nominalul mărimii R_M .

- **Micșorarea erorii cauzate de valoarea limitată a coeficientului de amplificare al amplificatorului operațional A_0** este posibilă prin utilizarea unui AO format din câteva etaje (Fig. 15).

Coeficientul sumar de amplificare A_0 se determină:

$$A_0 = \prod_{i=1}^n A_{0i} \quad (33)$$

La utilizarea acestei metode este necesar de efectuat corecția fiecărui AO în parte și a amplificatorului în întregime pentru asigurarea stabilității.

- **Micșorarea erorii cauzate de influența impedanțelor de intrare de mod comun Z_s .** Este posibilă prin utilizarea unui amplificator - tampon în circuitul reacției inverse a AO (Fig. 16), care asigură excluderea influenței impedanței de mod comun a AO

În acest caz expresia pentru impedanța simulată Z_{in} obține forma:

$$Z_{in} = -\frac{AZ_1}{1 - A + Z_2/Z_3}, \quad (34)$$

unde: A - coeficientul de amplificare al amplificatorului suplimentar. Pentru acest caz eroarea δZ_{in} constituie:

$$\delta Z_{in} = \frac{Z_{in}}{Z_{in}^0} - 1 = \frac{A}{1 - A \cdot Z_3 / Z_2} - 1 \quad (35)$$

pentru $Z_3/Z_2 \ll 1$, $Z_1/Z_S \ll 1$.

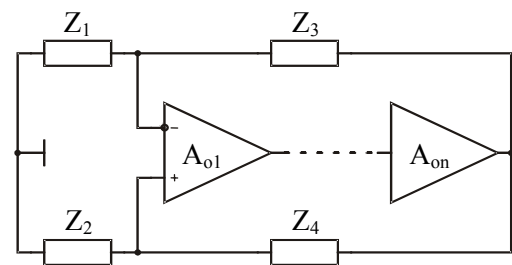


Figura 15. Minimizarea erorii cauzate de valoarea limitată a coeficientului de amplificare a AO.

După cum urmează din (35), condiția erorii minime are forma:

$$A = \left(1 + \frac{Z_3}{Z_2}\right)^{-1} \quad (36)$$

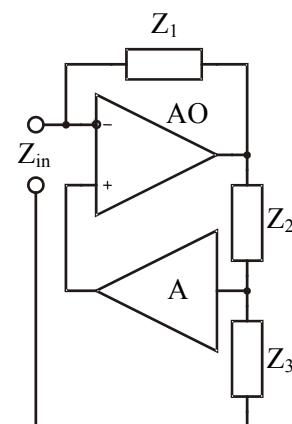


Figura 16. Minimizarea erorii cauzate de impedanțele de intrare de mod comun

Metodele de ridicare a preciziei, prezentate mai sus pot fi aplicate practic numai ținând cont de particularitățile circuitelor de măsurare.

3. SMI CU STRUCTURĂ RECURSIVĂ

În baza SMI cu structură clasică a fost sintetizat **SMI cu structură recursivă** (SIM-R) [7,27,28], care posedă posibilități de utilizare cu mult mai largi decât structura SMI clasic. Avantajul lui față de SMI cu structură clasică constă în **posibilitatea reproducerii MPS cu caracter complex cu reglare independentă a componentelor.**

Structura simulatorului (Fig. 17) prezintă un circuit, alcătuit din n secții cu structură similară. Fiecare secție S_i (a_i, b_i, c_i) prezintă un SMI cu structură clasică, în care $a_i = Z_1, b_i = Z_2, c_i = Z_3$ și în care în serie cu impedanța Z_3 este conectată intrarea secției următoare. Impedanța de intrare a SMI Z_{in} în caz general constituie [27]:

$$Z_{in} = \sum_{i=1}^n (-1)^i c_i \prod_{j=1}^i (a_{ij}/b_{ij}) \quad (36)$$

unde: n – numărul de secții al structurii, $a_{ij}=Z_1, b_{ij}=Z_2, c_{ij}=Z_3$ pentru fiecare secție S_i . Numărul de secții n ale structurii este determinat de particularitățile concrete ale utilizării SMI.

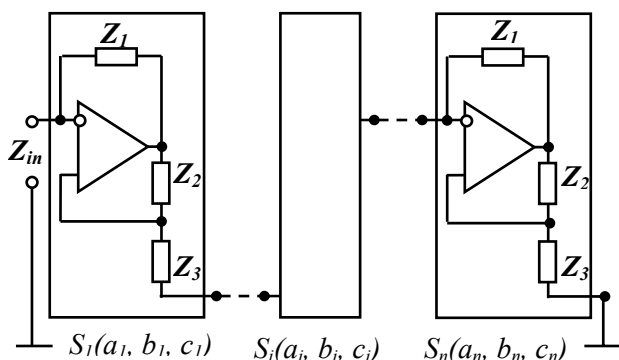


Figura 17. SMI cu structură recursivă

Interes practic prezintă câteva cazuri particulare ale structurii recursive, care asigură reproducerea MPS cu diferite proprietăți.

1. Cazul $n = 1$. În acest caz structura SMI conține o singură secție și prezintă structura clasică a SMI (Fig. 9). Acest caz poate fi recomandat pentru reproducerea MPS cu caracter de rezistență negativă [3], sau, când sunt necesare impedanțe cu anumit caracter al componentelor (de exemplu, cazul din fig. 10). Din cauza imposibilității separării variabilelor în expresia pentru Z_{in} , structura nu poate fi utilizată în calitate de SMI cu reglare independentă a componentelor. Proprietățile structurii au fost analizate în p. 2.

2. Cazul $n=2$. Structura simulatorului conține 2 secții (Fig. 18) și posedă posibilități de utilizare mai largi comparativ cu cazul $n = 1$. Impedanța reprodusă de SMI la polii de intrare în caz general constituie [7]:

$$Z_{in} = -\frac{Z_1}{Z_2} \left(Z_3 - Z_4 \frac{Z_6}{Z_5} \right) \quad (37)$$

Din (37) rezultă, că acest tip de SMI posedă proprietatea de **reglare lină a semnelui impedanței reproduse.** Așa, pentru $Z_3 < Z_4 \frac{Z_6}{Z_5}$ impedanța de intrare Z_{in} va avea caracter pozitiv, iar pentru $Z_3 > Z_4 \frac{Z_6}{Z_5}$ - caracter negativ. Reglarea

poate fi efectuată prin reglarea valorii unui singur element, de exemplu a rezistenței variabile R_3 .

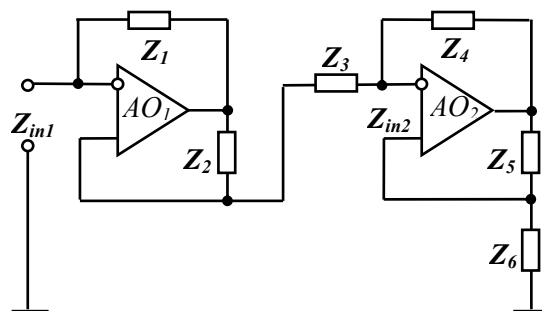


Figura 18. SMI - R cu două secții

Din (37) de asemenea rezultă, că **prin variația valorii și caracterului impedanțelor $Z_3 \neq Z_6$ este posibilă reproducerea impedanțelor cu orice caracter al componentelor.** Câteva cazuri particulare de implementare a impedanțelor de tip (37) prezintă interes practic:

1. Toate impedanțele $Z_1 \neq Z_6$ posedă caracter de rezistență activă. Impedanța reprodusă de asemenea are caracter activ și se determină:

$$Z_{in} \equiv R_{in} = -\frac{R_1}{R_2} \left(R_3 - R_4 \frac{R_6}{R_5} \right) \quad (38)$$

Pentru $R_5=R_6$, expresia ia forma:

$$R_{in} = -\frac{R_1}{R_2} (R_3 - R_4) = \Delta_{43} \frac{R_1}{R_2} \quad (39)$$

După cum rezultă din (39), variația parametrului Δ_{43} rezultă în variația caracterului rezistenței reproduse R_{in} de la pozitiv (pentru $\Delta_{43} > 0$) la negativ (pentru

$\Delta R_{43} < 0$) (Fig. 19), iar variația rezistențelor R_1 , R_2 asigură schimbarea scării de reglare.

Importanța practică a acestui SMI constă în posibilitatea utilizării lui ca etalon de rezistență activă cu caracter pozitiv și negativ și reglarea valorii și caracterului ei cu un singur organ de reglare.

2. Impedanța Z_1 posedă caracter capacitiv, iar impedanțele $Z_2 \div Z_6$ – caracter activ: $Z_1 = (j\omega C)^{-1}$, $Z_2 \div Z_6 = R_2 \div R_6$.

Impedanța reprodusă Z_{in} se exprimă:

$$Z_{in} = -(j\omega C)^{-1} \left(\frac{R_3}{R_2} - \frac{R_4 R_6}{R_2 R_5} \right), \quad (40)$$

sau, pentru $R_5 = R_6$:

$$Z_{in} = -(j\omega C)^{-1} \frac{R_3}{R_2} + (j\omega C)^{-1} \frac{R_4}{R_2} \quad (41)$$

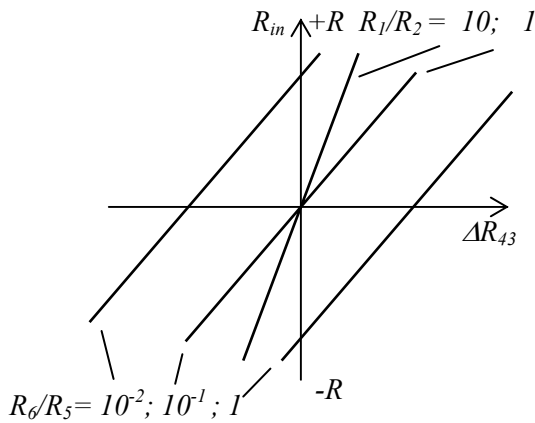


Figura 19. Dependența R_{in} de parametrul ΔR_{43} pentru SMI-R cu două secții în cazul reproducerii impedanței cu caracter activ

După cum rezultă din (41), în acest caz impedanța reprodusă prezintă suma a două componente: inductivă (Z_L) și capacitivă (Z_C).

$$Z_L = -(j\omega C)^{-1} (R_3/R_2), \quad (42)$$

$$Z_C = +(j\omega C)^{-1} (R_4/R_2) \quad (43)$$

Expresia (41) poate fi reprezentată:

$$Z_{in} = -(j\omega C)^{-1} \frac{R_4 - R_3}{R_2} = (j\omega C)^{-1} \frac{\Delta R_{43}}{R_2}, \quad (44)$$

de unde rezultă, că variația mărimii ΔR_{43} rezultă în variația caracterului impedanței Z_{in} de la capacitiv:

$$Z_C = +|\Delta R_{43}| \cdot (j\omega C)^{-1} / R_2, \text{ pentru } R_4 > R_2 \quad (45)$$

până la inductiv (Fig. 20):

$$Z_L = -|\Delta R_{43}| \cdot (j\omega C)^{-1} / R_2, \text{ pentru } R_4 < R_2 \quad (46)$$

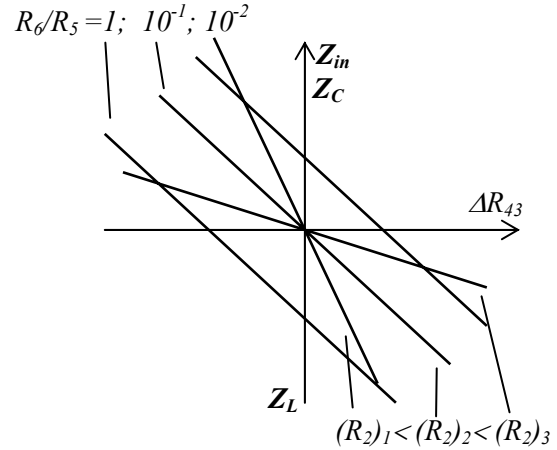


Figura 20. Dependența Z_{in} de parametrul ΔR_{43} pentru SMI-R cu două secții în cazul reproducerii impedanței cu caracter reactiv

Importanța practică a acestui SMI constă în reproducerea impedanțelor cu caracter reactiv cu posibilitatea reglării valorii și caracterului cu un singur rezistor variabil.

3. Cazul n = 3. Structura SMI conține trei secții (Fig. 21) [28] și posedă impedanța de intrare:

$$Z_{in} = -\frac{Z_1}{Z_2} \left(Z_3 - \frac{Z_4}{Z_5} \left(Z_6 - \frac{Z_7}{Z_8} Z_9 \right) \right) \quad (47)$$

Prezintă deosebit interes practic cazul de implementare a SMI când impedanța Z_4 posedă caracter capacitiv, iar celelalte impedanțe – caracter de rezistență activă. Acceptând $Z_7 = Z_8$, impedanța de intrare constituie:

$$Z_{in} = -\frac{R_1}{R_2} \left(R_3 + j \frac{R_6 - R_9}{\omega R_5 C_4} \right) \quad (48)$$

Din (48) rezultă, că impedanța reprodusă conține două componente și asigură următoarele reglări:

- Reglarea diapazonului de variație a componentelor activă și reactivă prin intermediul reglării R_1 , R_2 ;
- Reglarea componentei active prin reglarea rezistenței R_3 ;

- Reglarea diapazonului de variație a componentei reactive prin schimbarea valorilor R_5, C_4 ;

- Reglarea lină a caracterului și valorii componentei reactive prin reglarea rezistoarelor R_6, R_9 .

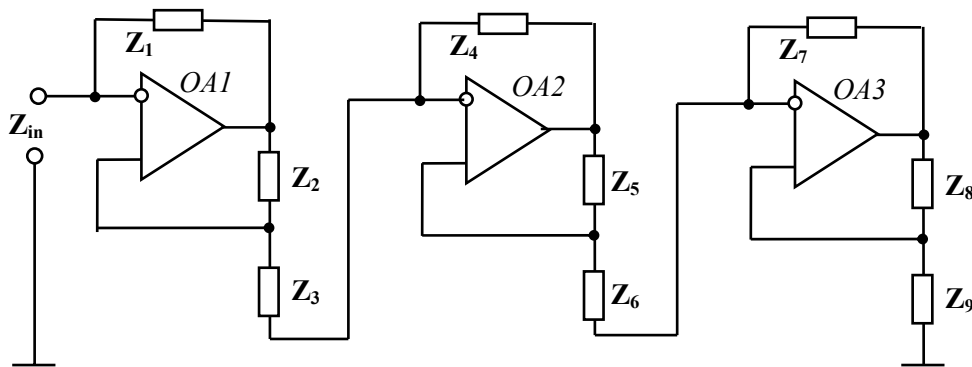


Figura 18. SMI - R cu trei secții pentru reproducerea impedanțelor cu caracter complex

Astfel, importanța practică a acestui SMI constă în posibilitatea utilizării lui în calitate de etalon de impedanță cu caracter complex universal cu reglare lină și independentă a caracterului și valorilor componentelor impedanței reproduse.

Un exemplu practic de utilizare a SMI-R într-un circuit de măsurare cu rezonanță simulată este reprezentat în fig. 19 [24].

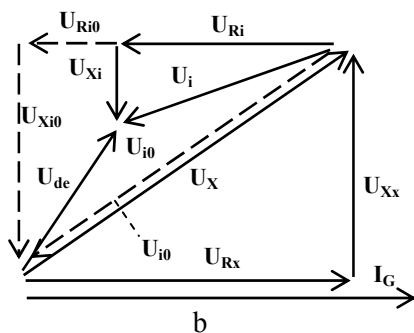
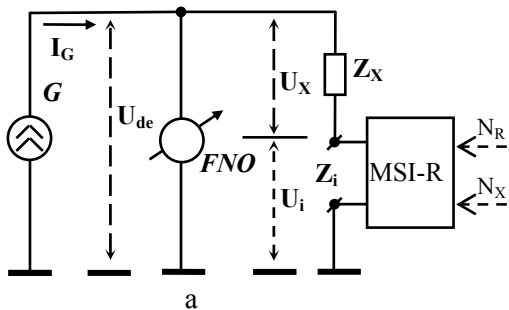


Figura 19. Utilizarea SMI-R cu trei secții în circuit de măsurare cu rezonanță simulată serie (a) și diagrama vectorială a procesului de echilibrare (b).

CONCLUZII

1. Simulatoarele metrologice de mărimi pasive (SMMP) posedă toate caracteristicile necesare pentru utilizare în calitate de elemente de referință (ER) în aparataj de precizie înaltă pentru măsurarea componentelor impedanței.

2. În comparație cu ER tradiționale, SMMP posedă calități superioare, așa ca: posibilitatea reproducerii impedanței cu orice caracter și cu reglare lină a caracterului, reproducerea impedanțelor exprimate în coordonate Carteziene și polare cu reglare lină și independentă a componentelor, lipsa elementelor reactive reglabile, preț mic de cost, etc.

3. Mărimile pasive simulate (MPS) se supun aceluiași legități ca mărimile pasive clasice și, suplimentar, asigură reproducerea în tot domeniul de valori ale componentelor: rezistențe active pozitive și negative și componente reactive cu caracter inductiv și capacitiv.

4. Simulatoarele metrologice de impedanță (SMI) posedă multiple posibilități de utilizare, așa ca: comanda mărimii reproduse în curent (I-SMI) și în tensiune (U-SMI), prezentarea MPS în coordonate Carteziene (SMI-C) și în coordonate polare (SMI-P), reproducerea MPS conectate cu un pol la masă (SMI-M) și flotante (SMI-F), SMI în baza structurii clasice și SMI cu structură algoritmică (SMI-A), etc.

5. În baza convertorului de rezistență negativă a fost sintetizată o clasă din patru SMI cu structură clasică: două structuri cu un pol conecta la masă și două structuri cu poli flotanți. Analiza erorii sistematice a SMI cu structură clasică a demonstrat

posibilitatea utilizării lui pentru reproducerea impedanțelor de precizie înaltă.

6. Eroarea sistematică a SMI este cauzată de factorii de neidealitate a amplificatorului operațional: valoarea limitată și dependența de frecvență a factorului de amplificare și a impedanțelor de intrare de mod comun. Minimizarea acestei erori este posibilă prin utilizarea unui amplificator cu câteva etaje și a amplificatoarelor – tampon.

7. SMI cu structură recursivă (SMI-R) conține un număr arbitrar de etaje n și diferite posibilități de utilizare. În cazul $n = 1$, SMI-R prezintă un SMI cu structură clasică; pentru $n = 2$ SMI asigură reproducerea MPS cu reglare lină a caracterului; în cazul $n = 3$, SMI asigură reproducerea impedanțelor cu caracter complex și cu reglare lină și independentă a componentelor.

Bibliografie

1. **Kneller, V.** *Avtomaticescoe izmerenie sostavlyaiushchih kompleksnogo soprotivleniya. Moskva, 1967, 368 p.*
2. **Hulsman, L.** *Teoria i rascet aktivnyh RC – czepej. Moskva, 1973, 230 p.*
3. **Dostal, J.** *Operational amplifiers. ELSEVIER SPC, New York, 1981, 423 p.*
4. **Nastas, V., Scânteianu, M.** *Măsurarea impedanței prin metoda de rezonanță., Meridian Ingineresc, nr. 2, pp. 70-74, Chișinău, 2001,*
5. **Ostrovskii, L.** *Osnovy obshhei teorii electroizmeritel'nyh ustrojstv. Leningrad, 1971, 544.*
6. **Ornatkii, P.** *Teoreticeskie osnovy informacionno – izmeritel'noj tehniki. Kiev, 1983. 456 p.*
7. **Nastas, V.** *Synthesis of Cartesian coordinates metrological impedance simulators. Moldavian Journal of the Physical Sciences, Vol. 7, nr. 4, Chișinău, pp. 481-490, 2008*
8. **Bening, F.** *Negative viderstande in elektronischen schaltungen”, VEB VERLAG, Berlin, 1971, 288 p.*
9. **Nastas, V., Cazac, A.** *Simulator de impedanță metrologic. Meridian ingineresc, nr. 3, pp. 49-54, Chișinău, 2003*
10. **Nastas V.** *Dispozitiv pentru măsurarea componentelor impedanței// Brevet de invenție nr. 2248MD. BOPI nr. 8, 2003*
11. **Nastas, V.** *Polar – coordinates impedance simulators and polar – coordinates impedance meter. Conference OPTIM 2004, vol. 4, pp. 89-96, Brașov, 2004*
12. **Nastas, V.** *Sinteza formal – structurală a simulatoarelor de impedanță în coordonate polar// Conferința CNTEI 2006, Chișinău, pp. 219-221, 2006*
13. **Nastas V., Scânteianu M.** *Convertor de impedanță// Brevet de invenție nr. 2130MD. BOPI nr. 3, 2003*
14. **Nastas V., Cazac A.** *Convertor de impedanță// Brevet de invenție nr. 2462MD. BOPI nr. 5, 2004*
15. **Nastas V.** *Convertor de rezistență// Brevet de invenție nr. 2840MD. BOPI nr. 8, 2005*
16. **Nastas V.** *Convertor de admitanță// Brevet de invenție nr. 3111MD. BOPI nr. 7, 2006*
17. **Nastas V.** *Convertor de impedanță// Brevet de invenție nr. 3133MD. BOPI nr. 8, 2006*
18. **Nastas V., Nastas A.** *Convertor de impedanță// Brevet de invenție nr. 3154MD. BOPI nr. 9, 2006*
19. **Nastas V.** *Convertor de impedanță// Brevet de invenție nr. 3173MD. BOPI nr. 10, 2006*
20. **Nastas V.** *Convertor de admitanță// Brevet de invenție nr. 3461MD. BOPI nr. 12, 2007*
21. **Nastas V.** *Convertor de impedanță// Brevet de invenție nr. 3689MD. BOPI nr. 8, 2008*
22. **Nastas V.** *Metodă de măsurare a componentelor impedanței// Brevet de invenție nr. 2086MD. BOPI nr. 1, 2003*
23. **Nastas V.** *Metodă de măsurare a componentelor impedanței// Brevet de invenție nr. 2509MD. BOPI nr. 7, 2004*
24. **Nastas V.** *Metodă de măsurare a componentelor impedanței// Brevet de invenție nr. 3577MD. BOPI nr. 4, 2008*
25. **Nastas, V., Brânză, V.** *Măsurarea capacității prin metoda de rezonanță. Conferința CNE-M-2000, pp. 127-130, Chișinău, 2000.*
26. **Nordeng A.** *Impedance synthesizer.// European Patent 0656542 A, 1995.*
27. **Nastas, V.** *Synthesys of impedance simulators for the resonant measuring circuits. Meridian Ingineresc, nr. 4, pp. 83-88, Chișinău, 2002*
28. **Nastas, V.** *Precision measurement of the impedance components by method of simulated resonance. Proceedings of SPIE, vol 5822, pp. 184-191, Bellingham, USA, 2004*
29. **Nastas, V.** *Simulated resonance and its application for high - accuracy impedance measurement. Conference ICMCS-02, vol 2, pp. 312-315, Chișinău, 2002.*

Recomandat spre publicare: 15.04.2009.