

Măsurătoare Tehnologice de Rezistență Liniară a Microconductorului Izolat

Vitalie NASTAS
Universitatea Tehnică a Moldovei
vitalienastas@gmail.com

Abstract — The paper contributes to solution of the problem of resistance control of overglaze microwire in the technological operations of casting and winding of resistive components. The model of (the) measured objects in this operations are defined, the structure of the meters and the process of measurement are analyzed. In order to ensure the necessary accuracy of measurement are used methods, based on the signals with two frequencies. To obtain the necessary measurements exactitude, the method of simulated resonance based on an impedance simulator and serial resonance circuit are used. The presented method of measurement and the based on it meters ensures the control of the active component of measured impedance, high exactitude and generation of the signals for technological processes control.

Index Terms — insulated wire, simulated resonance, impedance simulator, casting of microwire, winding.

I. INTRODUCERE

La fabricarea elementelor radioelectronice din microconductor izolat (MI) o importanță deosebită îi revine măsurării rezistenței conductorului izolat în procesele tehnologice [1]. Aceasta prezintă o problemă complicată din cauza prezenței stratului izolator, care nu permite contactul galvanic cu polii obiectului măsurat și, ca urmare, aplicarea unei metode clasice de măsurare. Au fost elaborate metode și dispozitive, care asigură măsurarea fără deteriorarea izolației a rezistenței elementelor în diferite operații tehnologice, așa ca turnarea microconductorului în izolație de sticlă [2,3,4], bobinarea rezistoarelor și divizoarelor de tensiune [5], ajustarea lor la nominal [6]. Aceste metode și dispozitive asigură măsurarea rezistenței obiectului cu precizia necesară ($\delta_R \sim 10 \pm 0,001\%$) prin metoda rezonanței simulate, însă posedă o particularitate, care complică aplicarea lor în unele operații tehnologice, așa ca măsurarea MI în mișcare. Metoda rezonanței simulate necesită operația de echilibrare a circuitului de măsurare, care la mișcarea MI aduce la variația rezistenței obiectului măsurat în timpul operației de măsurare și, ca urmare, la apariția unei erori dinamice semnificative.

Pentru soluționarea problemei măsurării rezistenței liniare R_L a MI în mișcare a fost utilizată o metodă din categoria măsurărilor implicite. Metoda se bazează pe utilizarea în circuitul de măsurare a două semnale cu frecvență diferită F_1, F_2 și determinarea rezistenței porțiunii de MI prin rezolvarea unui sistem din două ecuații. Implementarea practică a metodei este posibilă doar cu aplicarea unui mijloc de calcul contemporan, de exemplu un microcontroller, care asigură efectuarea calculului cu viteza necesară.

Metoda poate fi aplicată pentru măsurarea și controlul rezistenței liniare a MI în operațiile tehnologice în care obiectul măsurat se află în proces de mișcare, așa ca turnarea MI în izolație de sticlă, bobinarea elementelor rezistive de nominal mare ($R \sim 10^6 - 10^{10}$ Ohm) în care rezistența elementului bobinat se determină prin

integrarea rezistenței materialului bobinat în interval de timp. Sunt cunoscute două implementări ale acestei metode: metoda de măsurare cu aplicarea concomitentă a semnalelor de măsurare [7] și metoda de măsurare cu aplicarea consecutivă a semnalelor de măsurare [8]. Utilizarea variantei respective a metodei este determinată de particularitățile operației tehnologice.

II. METODA DE MĂSURARE CU APLICARE CONCOMITENTĂ A SEMNALELOR

Metoda poate fi utilizată pentru măsurarea rezistenței liniare a microconductorului izolat R_L în mișcare, sau în stare de repaos într-o gamă largă de valori a nominalului rezistenței. Această problemă există în operațiile tehnologice de turnare a microconductorului în izolație de sticlă, la bobinarea elementelor rezistive, sau la controlul calității MI. Schematic obiectul măsurat în aceste operații este reprezentat în fig. 1.

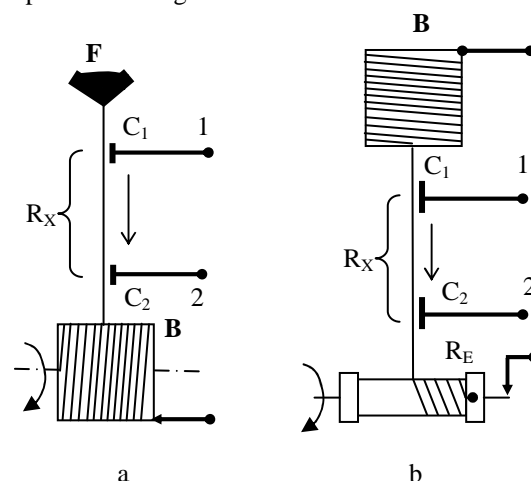


Fig. 1. Obiectul măsurat în operațiile de turnare a MI (a) și de bobinare a elementului rezistiv (b).

În operația de turnare a MI (Fig. 1.a) MI se deplasează încontinuu între materialul topit **F** și bobina receptoare **B**. Porțiunea de MI cu rezistența măsurată R_X este situată între două contacte capacitive C_1, C_2 , amplasate adiacent

conductorului în mișcare la o distanță L unul de altul. În operația de bobinare a elementului rezistiv R_E (Fig. 1.b), MI de pe bobina B de asemenea trece pe lângă contactele C_1, C_2 , amplasate la fel ca în cazul precedent. După cum rezultă din fig. 1, în ambele cazuri obiectul măsurat poate fi reprezentat în forma unui circuit echivalent pasiv (Fig. 2) format din rezistența măsurată R_X și capacitățile de contact C_1, C_2 .

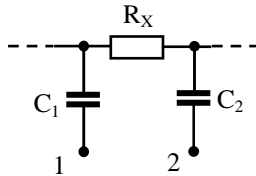


Fig. 2. Circuitul echivalent al obiectului măsurat

Problema de bază la măsurarea rezistenței R_X constă în neutralizarea influenței capacităților de contact C_1, C_2 , care posedă o valoare mică ($C_1, C_2 \sim 10^{-12} \div 10^{-11}$ F) și variază în mod aleator asupra rezultatului măsurării. O altă problemă o constituie necesitatea măsurării continue, sau cu un interval acceptabil de eșantionare a rezistenței MI, pentru asigurarea calității lui.

Luând în considerație complexitatea obiectului măsurat și precizia relativ mică necesară ($\delta_R \sim 1 \div 10\%$), a fost

propusă pentru utilizare în acest scop o metodă din clasa metodelor de măsurare cu comparație succesivă cu măsura [7], care nu necesită echilibrarea circuitului de măsurare și, ca urmare, posedă viteză relativ mare.

Metoda constă în utilizarea concomitentă a două semnale de măsurare cu frecvențe diferite, F_1, F_2 , care formează pe rezistența măsurată două căderi de tensiune, U_{X1}, U_{X2} și obținerea valorii rezistenței măsurate R_X ca rezultat al rezolvării unui sistem din două ecuații.

În figura 3 este reprezentată schema-bloc a dispozitivului. Dispozitivul este format din generatoarele de semnale de măsurare G_1 și G_2 conectate cu ieșirile în serie și la contactul capacitiv C_1 , amplasat la o distanță L de contactul capacitiv C_2 , conectat prin rezistorul R la masă. Amplificatorul A , conectat cu intrarea la contactul capacitiv C_2 iar cu ieșirea la intrările blocurilor de măsurare BM_1 și BM_2 și dispozitivul de calcul DC cu două intrări conectate respectiv la ieșirile blocurilor de măsurare BM_1 și BM_2 efectuează formarea și prelucrarea semnalelor U_1, U_2 . Ambele blocuri de măsurare posedă aceeași structură formată din filtrul selectiv FS, detectorul D și convertorul analogo – digital ADC conectate în cascadă. Contactele capacitivă C_1 și C_2 sunt amplasate adiacent conductorului măsurat la o distanță cunoscută L unul de altul, care constituie lungimea segmentului măsurat al conductorului izolat.

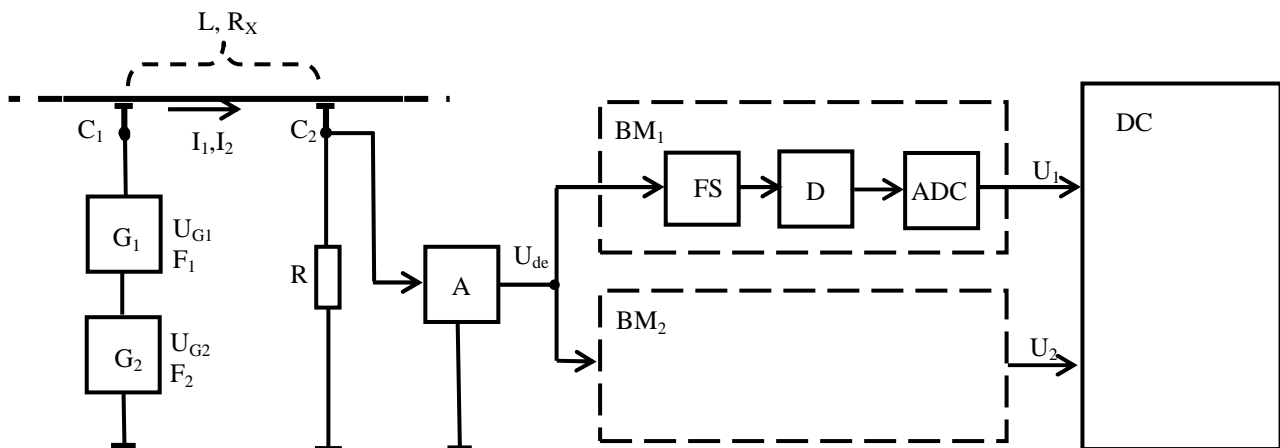


Fig. 3. Diagrama – bloc a dispozitivului de măsurare

Dispozitivul funcționează în modul următor. Generatorul de semnal G_1 produce un semnal cu tensiunea U_{G1} și frecvența F_1 , generatorul G_2 – un semnal cu tensiunea U_{G2} și frecvența F_2 . Aceste semnale alimentează circuitul de măsurare serie format din contactul capacitiv C_1 cu impedanța Z_{C1} , porțiunea de conductor izolat cu rezistența R_X , situat între contactele capacitivă C_1 și C_2 , al doilea contact capacitiv C_2 cu impedanța Z_{C2} și rezistorul R . Tensiunea la ieșirea amplificatorului A U_{de} constituie:

$$U_{de} = K_A I_{\Sigma} R = K_A (I_1 + I_2) R, \quad (1)$$

unde: I_{Σ} – curentul sumă care trece prin circuit, I_1, I_2 – respectiv, curenții cauzati de semnalele generatoarelor G_1 și G_2 , K_A – coeficientul de amplificare al

amplificatorului A .

Legea lui Ohm pentru fiecare curent I_1, I_2 în parte are forma:

$$I_1 = U_{G1} / [R_X + R + (j\omega_1 C_{\Sigma})^{-1}] \quad (2)$$

$$I_2 = U_{G2} / [R_X + R + (j\omega_2 C_{\Sigma})^{-1}], \quad (3)$$

unde: $\omega_1 = 2\pi F_1$, $\omega_2 = 2\pi F_2$ – frecvențele circulare ale semnalelor generatoarelor G_1 și G_2 , C_{Σ} – capacitatea sumară a contactelor capacitivă C_1 și C_2 .

Blocul de măsurare BM_1 asigură selectarea semnalului U_{de1} cu frecvența F_1 , detectarea lui, și conversia lui în semnal digital cu valoarea U_1 . Pentru aceasta el conține filtrul selectiv FS acordat la frecvența F_1 , detectorul D și convertorul analogo – digital ADC. Aceeași funcție o îndeplinește blocul de măsurare BM_2 pentru semnalul cu valoarea U_2 , filtrul căruia este

acordat la frecvența F_2 .

La intrările blocului de calcul DC sunt aplicate semnalele U_1, U_2 :

$$U_1 = I_1 R K_1 = R K_1 U_{G1} / [R_X + R + (j\omega_1 C_\Sigma)^{-1}] \quad (4)$$

$$U_2 = I_2 R K_2 = R K_2 U_{G2} / [R_X + R + (j\omega_2 C_\Sigma)^{-1}], \quad (5)$$

unde: $K_1=K_2=K$ – respectiv, coeficienții de conversie sumari ai blocurilor 7, 8. Soluția sistemului de ecuații (4), (5) în raport cu R_X este:

$$R_X = R \times \left(\sqrt{\frac{U_{G1}^2}{U_1^2} - \frac{F_2^2 U_{G2}^2}{F_1^2 U_2^2}} / \sqrt{1 - \frac{F_2^2}{F_1^2} - 1} \right) \quad (6)$$

Rezistența liniară R_L a conductorului măsurat constituie:

$$R_L = \frac{R_X}{L} = \frac{R}{L} \times \left(\sqrt{\frac{U_{G1}^2}{U_1^2} - \frac{F_2^2 U_{G2}^2}{F_1^2 U_2^2}} / \sqrt{1 - \frac{F_2^2}{F_1^2} - 1} \right) \quad (7)$$

Expresia (7) calculată de blocul de calcul DC prezintă rezultatul măsurării.

Pentru exemplu, la măsurarea unui conductor izolat cu rezistența liniară $R_L = 10$ KOhm/m, $L=1$ m, alegem $U_{G1} = U_{G2} = 10$ V, $F_1=10^6$ Hz, $F_2=2 \cdot 10^6$ Hz, $R=1$ KOhm. Pentru $C_\Sigma=10^{-10}$ F, $K=1$, după cum rezultă din (5), (6) valorile tensiunilor U_1, U_2 constituie respectiv: $U_1 = 0,2$ V, $U_2 = 0,378$ V. Rezistența liniară a conductorului conform (8): $R_L = 9,99 \approx 10$ KOhm/m.

După cum rezultă din (7), eroarea sistematică de măsurare a rezistenței R_L este determinată de erorile de măsurare ale tensiunilor U_1, U_2 , considerând ca neglijabile erorile celorlalte mărimi din expresie. La

măsurarea MI în mișcare apare o componentă suplimentară a erorii și anume, eroarea dinamică, cauzată de variația rezistenței R_X în procesul măsurării. Determinarea acestei erori este posibilă cu aplicarea aparatului matematic bazat pe considerația repartizării spectrale a componentelor rezistenței R_L , datorate mișcării MI cu o anumită viteză. Micșorarea componentei dinamice a erorii de măsurare până la o valoare acceptabilă este posibilă prin selectarea frecvențelor F_1, F_2 de valori mult mai mari, decât componentele spectrale ale rezistenței R_L , apărute din cauza mișcării MI.

Un dezavantaj al acestui dispozitiv constă în structura complicată, care conține două canale analogice de conversie a semnalului BM_1, BM_2 , ceea ce ridică prețul de cost al dispozitivului și împiedică implementarea lui practică.

III. METODA DE MĂSURARE CU APLICARE CONSECUTIVĂ A SEMNALELOR

Un alt dispozitiv pentru implementarea acestei metode posedă structură mai simplă [8] cu un singur bloc de conversie a semnalelor U_1, U_2 . Algoritmul de măsurare se bazează pe comutarea în timp a semnalelor U_{G1}, U_{G2} cu o frecvență $F_{com} \ll F_1, F_2$ și obținerea tensiunilor U_1, U_2 în mod consecutiv. Diagrama – bloc a dispozitivului este reprezentată în Fig. 4. Deoarece ambele semnale U_{de1}, U_{de2} trec prin același canal de conversie consecutiv, dispăre necesitatea utilizării filtrelor selective, ceea ce asigură simplificarea construcției. Pentru comutarea tensiunilor U_{G1}, U_{G2} este utilizat comutatorul K, comandat de blocul de comandă DC.

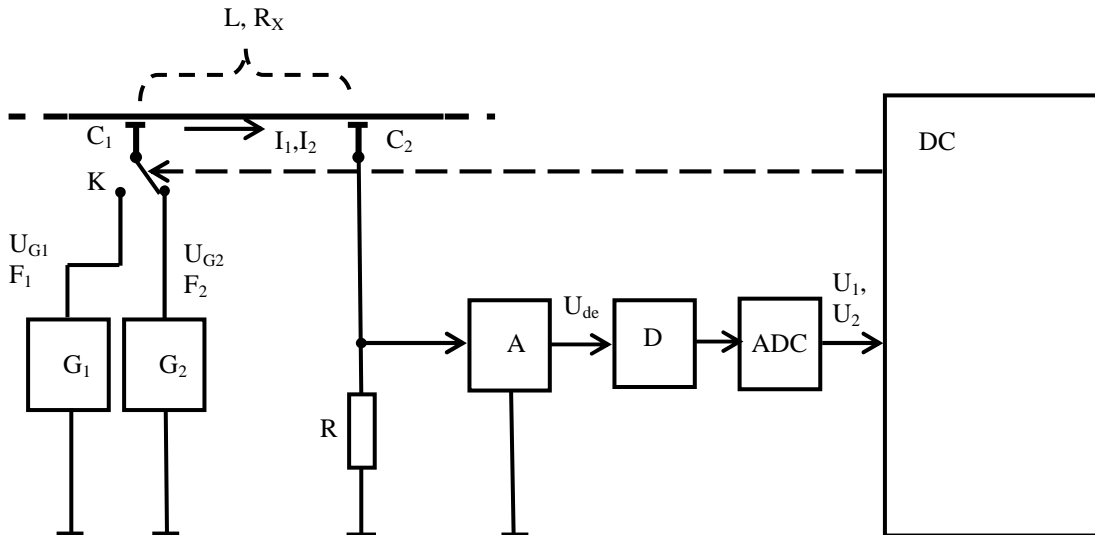


Fig. 4. Diagrama – bloc a dispozitivului de măsurare cu comutarea semnalelor

Dispozitivul funcționează în mod asemănător dispozitivului, prezentat mai sus, cu singura deosebire că tensiunile U_1, U_2 sunt formate succesiv în timp. Determinarea rezistenței măsurate se efectuează de blocul de calcul DC conform aceleiași expresii (7).

La alegerea variantei de metodă utilizată practic trebuie de luat în considerație condițiile concrete de măsurare. Varianta dispozitivului cu aplicarea simultană a tensiunilor de măsurare este mai complicată din punct de vedere a structurii dispozitivului, însă nu necesită viteză mare de

calcul a dispozitivului de calcul și poate fi implementată, utilizând un microcontroler tipic, sau un PC. Varianta a doua a metodei necesită un algoritm mai complicat de funcționare și o viteză mai mare de lucru, ceea ce ridică cerințele față de viteza de calcul a dispozitivului de comandă.

IV. METODA DE MĂSURARE CU REZONANȚĂ SIMULATĂ

În practică se întâlnesc cazuri, când e necesară o precizie mai înaltă de măsurare a rezistenței liniare R_L a conductorului izolat. De exemplu, la măsurări de laborator, unde este necesară determinarea calității materialului confecționat. În acest caz se poate utiliza metoda rezonanței simulate, care face parte din clasa de metode cu comparare simultană cu măsura și, potențial, posedă o precizie mult mai înaltă de măsurare. Este cunoscută implementarea acestei metode în mai multe variante de dispozitive de măsurare, însă pentru scopul propus mai convenabilă din punct de vedere tehnologic este varianta [3] (Fig. 5).

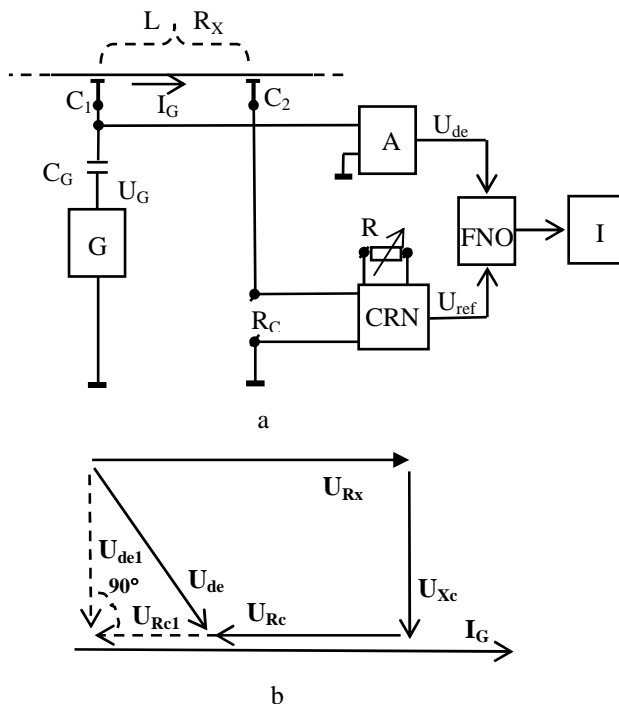


Fig. 5. Dispozitivul de măsurare a RL cu rezonanță simulată (a) și diagrama vectorială a procesului de măsurare (b)

Dispozitivul (Fig. 5.a) conține generatorul de semnal de măsurare G conectat cu ieșirea prin condensatorul C_G la contactul capacitiv C_1 și la intrarea amplificatorului A . Convertorul de rezistență negativă CRN este conectat cu o bornă de ieșire la contactul capacitiv C_2 , iar cu bornele de intrare la poliile rezistorului comandat R , iar organul de nul comandat în fază FNO este conectat cu intrarea de semnal la ieșirea amplificatorului A iar cu intrarea de referință la punctul circuitului convertorului, în care semnalul are aceeași fază cu curentul prin conductorul măsurat. Indicatorul de nul I indică starea circuitului de măsurare.

Generatorul de semnal alimentează cu curentul I_G circuitul de măsurare serie format din condensatorul C_G cu impedanța Z_C , contactele capacitive C_1, C_2 cu impedanța Z_{C1C2} , porțiunea de conductor izolat situat între contactele capacitive și bornele de ieșire ale convertorului CRN .

Tensiunea la ieșirea amplificatorului 4 se determină:

$$U_{de} = K_A I_G (R_X + Z_{C1} + Z_{C2} + Z_{CONV}) = (U_{R_X} + U_{Z_{cc}} + U_{CONV}) K_A \quad (8)$$

Prin reglarea rezistorului R se atinge starea de echilibru în circuit (Fig. 5.b). Acestei stări îi corespunde:

$$Re [U_{de}] = Re [K_A I_G (R_X - K_{CONV} R_M - jX_{CC})] = 0 \quad (9)$$

Rezistența liniară R_L a conductorului măsurat constituie:

$$R_L = R_X / L = K_{conv} R_M / L \quad (10)$$

V. CONCLUZII

Metodele prezentate asigură măsurarea tehnologică a rezistenței liniare a conductorului izolat în diferite procese tehnologice de producere a elementelor rezistive din acest material. Astfel, metodele bazate pe măsurarea implicită cu două frecvențe necesită calculul rezultatului, ceea ce este posibil numai cu utilizarea unui dispozitiv de calcul (de exemplu, un microcontroler). Metoda bazată pe metoda rezonanței simulate asigură obținerea nemijlocită a rezultatului și o precizie înaltă, însă are unele restricții la aplicarea ei în dinamică.

REFERENCES

- [1] Dimitrachi S. N. Методы измерения изолированного сопротивления. Chișinău, Ed. „Știința”, 1978;
- [2] Brevet de invenție MD 2645. Dispozitiv pentru măsurarea rezistenței liniare a conductorului izolat, Solicitant – UTM, autor – Nastas V., Chișinău, 2004;
- [3] Brevet de invenție MD 3216. Dispozitiv pentru măsurarea rezistenței liniare a conductorului izolat, Solicitant – UTM, autor – Nastas V., Chișinău, 2006;
- [4] Brevet de invenție MD 3961. Dispozitiv pentru măsurarea rezistenței liniare a microconductorului cu izolație de sticlă în proces de turnare, Solicitant – UTM, autor – Nastas V., Chișinău, 2009;
- [5] Brevet de invenție MD 2249. Dispozitiv pentru măsurarea rezistenței elementelor din conductor izolat în procesul bobinării, Solicitant – UTM, autor – Nastas V., Chișinău, 2003;
- [6] Brevet de invenție MD 3463. Dispozitiv pentru măsurarea rezistenței elementelor din conductor izolat în procesul ajustării, Solicitant – UTM, autor – Nastas V., Chișinău, 2006;
- [7] Brevet de invenție MD 3933. Dispozitiv pentru măsurarea rezistenței liniare a conductorului izolat., Solicitant – UTM, autor – Nastas V., Chișinău, 2008;
- [8] Brevet de invenție MD 312 Z. Dispozitiv pentru măsurarea rezistenței liniare a conductorului izolat., Solicitant – UTM, autor – Nastas V., Chișinău, 2010