

Elemente Defazoare de Tip $\overline{RC-0}$ cu Caracteristici Superioare

Dimitrachi S., Dimitrachi N., Degteari. L., Iov V.
Universitatea Tehnică a Moldovei, str. Ștefan cel Mare 168
Chișinău, Republica Moldova
s_dimitrachi@mail.ru

Abstract - In this work it is proposed and analyzed a new method of producing phase shifter elements from multiple threads coaxial microwire taking as example phase shifter at -45° . It shows the advantages of the proposed method compared to the well known method for the manufacture of above-mentioned elements from a single microwire. It is shown that the manufacture of phase shifter elements from several microwires improves electrical parameters n times, where n greater than 1: decreases the useful signal loss, decreases phase shift deviations from -45° conditioned by the finite value of insulation resistance of microwire, decreases resistance imperfection between microwire conductor and coaxial sheath.

Termeni cheie - defazor, microcablu, coaxial, rezistiv, structură, constanta de timp

I. INTRODUCERE

Tradițional, în circuite electronice ca elemente defazoare de semnal pentru circuitele selective la frecvențe joase și medii se utilizează circuite din rezistoare și condensatoare discrete [1]. Defazajul elementului se determină de constanta de timp $\tau = \sum R_i \cdot \sum C_i$ a elementelor din componența defazorului, interconectate în circuit serie sau paralel. Atât rezistoarele, cât și condensatoarele, ce constituie elementul defazor pentru frecvențe medii și joase, posedă dimensiuni și masa mari și dependență substanțială de temperatură a caracteristicilor.

În prezent, ca rezultat al dezvoltării intensive a microelectronicii, iar în ultimul timp și a nanoelectronicii, elementele defazoare și circuitele selective pe bază de condensatoare și rezistoare discrete nu pot fi utilizate la microminiaturizarea circuitelor electronice pentru gamele de frecvențe joase și infrajoase. Pentru gamele de frecvențe medii și înalte această problemă a fost rezolvată prin elaborarea structurilor defazoare de tip RC pe bază de pelicule rezistive subțiri și groase cu rezistență r și capacitate C distribuite, fizic îmbinate într-un singur element și cunoscut în literatură ca $\overline{RC-0}$ [2].

Ca rezultat al faptului, că suprafața ocupată de peliculele subțiri și groase este limitată, aceste structuri nu pot fi utilizate ca elemente defazoare la frecvențe joase și infrajoase. Aceasta a făcut necesară elaborarea elementelor defazoare de dimensiuni micrometrice și greutate mică, admisibile din punct de vedere practic, precum și la elaborarea tehnologiei și materialelor noi, capabile să rezolve problema în cauză.

Problemele de bază pentru producerea acestor elemente sunt: elaborarea metodei de turnare a microfirului conductor rezistiv în izolație de sticlă cu secțiunea transversală de micrometri, elaborarea aliajelor speciale cu rezistența specifică înaltă și termic stabilă, elaborarea sticlei speciale cu coeficientul termic de sens opus coeficientului termic de rezistență a aliajelor elaborate. Soluționarea acestor probleme a dus la microminiaturizarea elementelor defazoare pentru gamele de frecvență joasă și infrajoase.

Primele lucrări în tehnologia de confecționare a elementelor defazoare cu utilizarea microfiredelor turnate au fost efectuate de doctorul în științe fizico-matematice L. Degteari [3, 4].

Tehnologia de confecționare a elementelor de tip RC, elaborate de L. Degteari, este complicată, deoarece necesită depunerea microfirului pe suport de sticlă sau ceramică, ceea ce esențial mărește masa și volumul defazorului. Această metodă nu permite măsurarea caracteristicii de bază a defazorului – a constantei de timp a elementului în procesul confecționării defazorului. Un alt dezavantaj al metodei este valoarea mare a rezistenței elementului \overline{R} , care provoacă pierderi mari de semnal util și, ca rezultat, limitează utilizarea largă a acestor defazoare în circuite electronice. Valoarea mare a rezistenței \overline{R} , la rând cu pierderile mari de semnal util, necesită o rezistență înaltă a izolației microfirului.

Metoda și tehnologia de confecționare a elementelor defazoare, prezentate în lucrare, sunt lipsite de dezavantajele metodei și tehnologiei menționate mai sus, ceea ce asigură îmbunătățirea esențială a caracteristicilor electrice și fizice ale elementelor defazoare pentru frecvențe joase și infrajoase. Avantajele metodei și tehnologiei propuse sunt următoarele:

- confecționarea elementelor defazoare, folosind ca materie primă microcablul rezistiv coaxial, (în continuare – microcablu multifir), secțiunile elementului fiind conectate între ele în paralel [6];

- amplasarea microfirului în element fără utilizarea suporturilor;

- măsurarea pe parcursul confecționării a constantei de timp sumară și oprirea procesului la atingerea valorii prestabilite.

Aceste soluții asigură îmbunătățirea esențială a caracteristicilor elementului, așa ca: micșorarea rezistenței \overline{R} , utilizarea izolației cu rezistență redusă, micșorarea substanțială

a volumul și greutatea elementelor comparativ cu cele produse după tehnologia tradițională [3].

II. STRUCTURI $\overline{RC} - \overline{0}$ PE BAZĂ DE CABLU MULTIFIR

Pentru a demonstra afirmațiile de mai sus, vom analiza ca exemplu confecționarea defazorului de 45° . Microcablul multifir se comportă ca o linie lungă [5] cu caracteristici lineare echivalente distribuite: rezistența r/n , capacitatea nC , inductanță L/n și conductanță ng , unde r , C , L și g prezintă respectiv: rezistența; capacitatea; inductanța și conductanța linear distribuită a unui singur microcablu, n – numărul de microcabluri rezistive coaxiale conectate în paralel.

Pentru a vedea avantajele defazoarelor produse după metoda și tehnologia propusă vom utiliza schemele: structurală (a), electrică echivalentă (b) și simbolică (c) a unui element defazor dipol de tip $\overline{RC} - \overline{0}$ (Fig. 1).

În continuare, pentru simplificarea analizei, vom considera toate cablurile elementului ca un singur microcablu coaxial cu schema electrică echivalentă reprezentată în fig. 1.d și caracteristici echivalente: rezistență $r' = r/n$, capacitate $C' = nC$, inductanță $L' = L/n$ și conductanță $g' = ng$.

Impedanța de intrare și defazajul φ ale dipolului sumar în acest caz se determină de relațiile [5]:

$$\begin{aligned} \overline{Z}_{in(n>1)} &= \sqrt{\frac{r/n}{j\omega nC}} \cdot \text{cth} \sqrt{j\frac{r}{n}\omega nC} \cdot l = \\ &= \frac{1}{n} \sqrt{\frac{r}{j\omega C}} \cdot \text{cth} \sqrt{j r \omega C} \cdot l = \psi(n) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \text{tg} \varphi_{(n>1)} &= \frac{\sin \sqrt{(2\omega r/n) \cdot nC} \cdot l +}{\sin \sqrt{(2\omega r/n) \cdot C} \cdot l -} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{\sin \sqrt{(2\omega r/n) \cdot nC} \cdot l}{\text{sh} \sqrt{(2\omega r/n) \cdot nC} \cdot l} = \text{tg} \varphi_{(n=1)} \end{aligned} \quad (2)$$

unde ω – frecvența circulară, n – numărul de microcabluri coaxiale identice, l – lungimea unui microcablu.

Raportul $\overline{Z}_{in(n>1)} / \overline{R}_{n(n>1)}$ se determină de relația [2]:

$$\begin{aligned} \frac{\overline{Z}_{in(n>1)}}{\overline{R}_{n(n>1)}} &= \frac{l}{\sqrt{\omega \frac{r}{n} nC} \cdot l} \times \\ &\times \frac{\sqrt{\text{ch} \sqrt{2\omega(r/n) \cdot nC} \cdot l + \cos \sqrt{2\omega(r/n) \cdot nC} \cdot l}}{\sqrt{\text{ch} \sqrt{2\omega(r/n) \cdot nC} \cdot l - \cos \sqrt{2\omega(r/n) \cdot nC} \cdot l}} \end{aligned} \quad (3)$$

unde $\overline{R}_{n(n>1)}$ – rezistența integrală a firelor rezistive centrale a microcablurilor conectate în paralel

$$\overline{R}_{n(n>1)} = \frac{r}{n} \cdot l. \quad (3a)$$

Linia (microfirul în dipol) se considera infinit de lungă [5], când se respectă relația (4):

$$\text{cth} \sqrt{j\omega \frac{r}{n} nC} \cdot l \rightarrow 1, \quad (4)$$

Atunci relațiile (1) și (3) primesc forma respectiv:

$$\overline{Z}_{in} |_{(n>1)} \rightarrow \sqrt{\frac{r}{j\omega n^2 C}} = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{r}{j\omega C}} = \psi(n); \quad (5)$$

$$\frac{\overline{Z}_{in}}{\overline{R}_n} = \sqrt{\frac{1}{\omega r C \cdot l^2}} \neq \psi(n), \quad (6)$$

iar unghiul φ tinde spre -45° .

Neinfinitea lungimii reale a microcablului coaxial ($l \neq \infty$) provoacă anumite abateri a unghiului φ de la valoarea de -45° , în continuare notată prin $\Delta\varphi$.

Când $l \neq \infty$ atunci $\varphi = (-45 + \Delta\varphi)$. Substituind valoarea lui $\varphi = (-45^\circ + \Delta\varphi)$ în (2) obținem:

$$\begin{aligned} \text{tg} \Delta\varphi_{(n>1)} &= -\frac{\sin \sqrt{2\omega(r/n) \cdot nC} \cdot l}{\text{sh} \sqrt{2\omega(r/n) \cdot nC} \cdot l} = \\ &= -\frac{\sin \sqrt{2\omega r C} \cdot l}{\text{sh} \sqrt{2\omega r n C} \cdot l} \neq \psi(n) \end{aligned} \quad (7)$$

În fig. 2 se arată dependența lui φ în funcție de lungimea microcablului din elementul defazor $\varphi = \psi(Kl)$, unde

$$K = \sqrt{2\omega \frac{r}{n} \cdot nC} = \text{const.}$$

Din această dependență rezultă, că primind ca condiție de infinite a lungimii liniei valoarea, $l_1 = 3 / \sqrt{2\omega \frac{r}{n} nC}$,

abaterea lui φ de la -45° este aproximativ de 2° , ($\Delta\varphi = 2^\circ$), iar $l_2 = 5 / \sqrt{2\omega \frac{r}{n} nC}$, abaterea lui φ de la -45° devine egală cu

0.7° , ($\Delta\varphi \leq 0.7^\circ$) și când $l_3 = 10 / \sqrt{2\omega \frac{r}{n} nC}$, abaterea constituie numai $0.2'$, ($\Delta\varphi = 0.2'$), La alegerea lui n

rezistența $\overline{R}_{n(n>1)}$, ce determină pierderile de semnal util în dipol, se va micșora de n ori (Fig. 3).

Din aceste considerații rezultă, că prin alegerea numărului de microcabluri unite în paralel și a lungimii lor l pentru caracteristicile lineare r și C prestabilite a microcablurilor defazajul de -45° și rezistența \overline{R} , pot fi asigurate cu o înaltă precizie la orice frecvență de semnal.

De exemplu, pentru $n=10$, $r=50\text{k}\Omega/\text{m}$, $C=200\text{pF}/\text{m}$ și $l=200\text{m}$ la frecvența $0,1\text{Hz}$ abaterea lui φ de la -45° , ca și în cazul când $n=1$ nu va depăși 1° ($\Delta\varphi=1^\circ$). În timp ce rezistența $\overline{R}_{n=10}$ se micșorează de 10 ori, capacitatea $\overline{C}_{n=10}$ se mărește de 10 ori, ceea ce permite păstrarea lui

$\tau_{(n>1)} = \overline{R_{(n>1)}}C_{(n>1)}$ la valoarea de $\tau_{(n=1)} = \overline{R_{(n=1)}}C_{(n=1)}$, iar pierderile de semnal util sunt mai mici de 10 ori în comparație cu cazul când $n=1$.

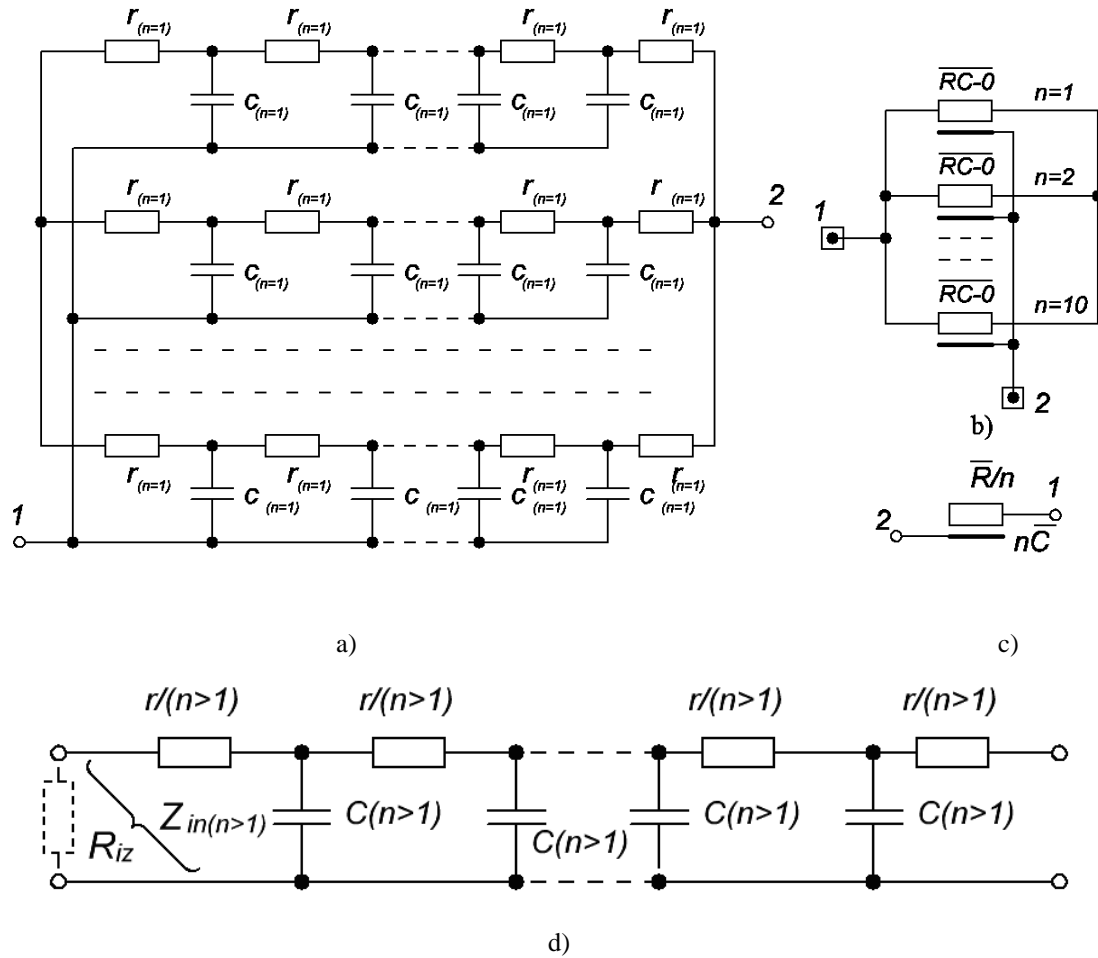


Fig. 1. Schemele: structurală (a), electrică echivalentă (b), simbolică (c) și schema electrică echivalentă a jelui de microcabluri rezistive unite în paralel considerat ca un microcablul rezistiv unifir cu parametrii lineari sumari echivalenți: rezistență $r' = r/n$, capacitate $C' = nC$, inductanță $L' = L/n$ și conductanță $g' = ng$ (d).

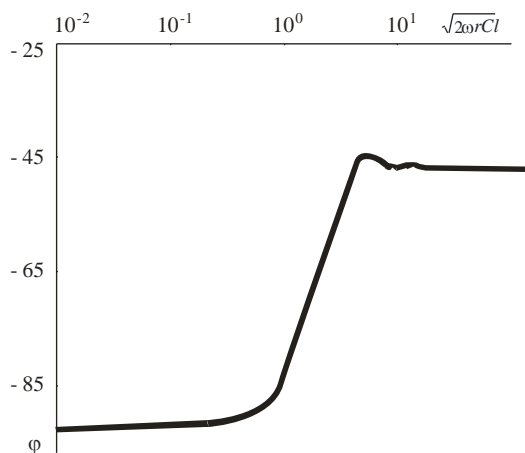


Fig. 2. Abaterea unghiului ϕ de la -45° în funcție de lungimea l a microcablului coaxial rezistiv în elementul defazor

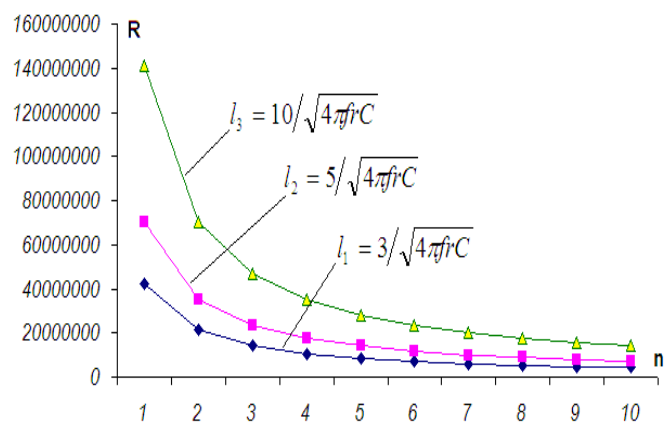


Fig. 3. Dependența lui R în funcție de n pentru 3 lungimi de microcabluri în elementul defazor la condiții egale.

În fig. 4 sunt prezentate rezistența $\overline{R}_n = \varphi(n)$, capacitatea $\overline{C}_n = \varphi(n)$, constanta $\tau_n = \overline{R}_n \overline{C}_n = \varphi(n)$, abaterea lui φ de la -45° , $\Delta\varphi_n = \psi(n)$ din care se vede, că cu majorarea lui n pierderile de semnal util în elementul defazor scad proporțional cu n în timp ce τ și $\Delta\varphi$ rămân la valoarea pentru $n=1$.

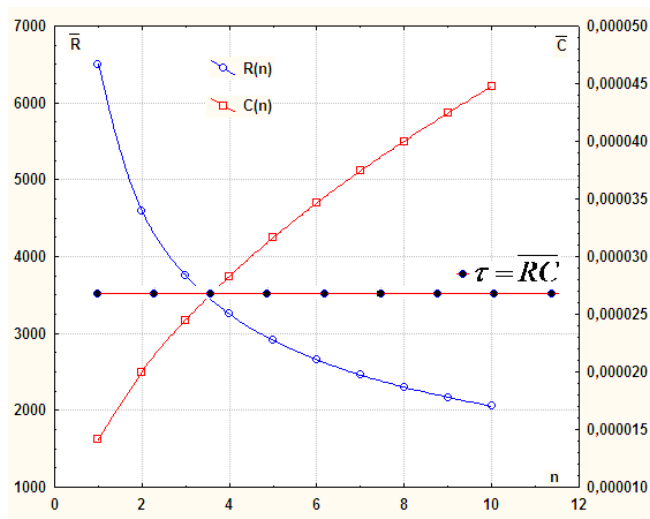


Fig. 4. Dependența mărimilor $R(n)$, $C(n)$ și $\tau(n)$.

Din lucrare de asemenea rezultă, că tehnologia de confecționare a elementelor defazoare fără suport [6], elaborată la catedra de telecomunicații UTM, influențează pozitiv parametrii fizici: micșorează greutatea și volumul elementelor defazoare în comparație cu tehnologia cunoscută [4], în condiții egale, - de zeci și sute ori, independent de frecvența semnalului și gradul de defazare (Fig. 5).

La rând cu influența lui $l \neq \infty$ asupra defazajului φ , a lui l și n asupra lui \overline{R} , mărimile φ și \overline{R} sunt influențate și de alți factori, din care fac parte:

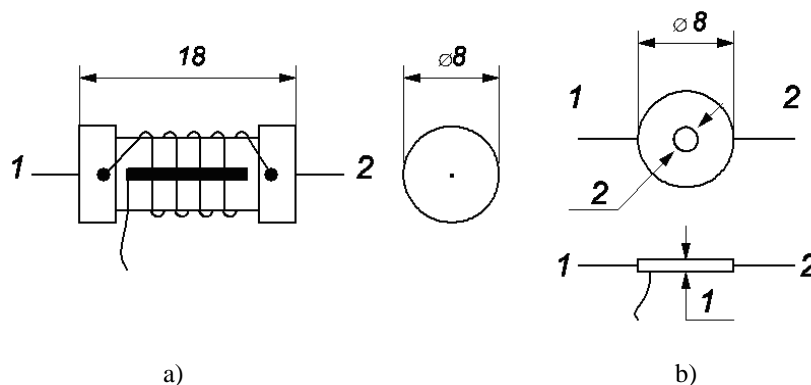


Fig. 5. Forma și greutatea elementului defazor dipol de tip $\overline{RC} - 0$ a) [4] și de tip $\frac{\overline{R}}{n} \cdot nC - 0$ b) [6] cu defazare la -45° , la frecvența de 1 Hz, $r=50k\Omega/m$, $C=200pF/m$ și $l=316m$; a) greutatea=2,56 gr., volumul= 600 mm³, b) greutatea=0,03 gr., volumul=46,86 mm³.

- valoarea finită a izolației capătului de fir conductor rezistiv, $Z_{iz} \neq \infty$ (Fig. 1.c),

- valoarea finită a izolației stratului de sticlă $R_{iz.st} \neq \infty$ a microfirului coaxial,

- rezistența finită $R_{\sim} \neq 0$ a stratului conductor acoperit cu contactul conductor.

În continuare vom analiza în ce mod influențează factorii numiți caracteristicile defazorului.

- **Rezistența $R_{iz} \neq \infty$** . Pentru comparație vom arăta modul de influență pentru cazurile, când structura este confecționată dintr-un singur microfir rezistiv coaxial ($n=1$) și din mai multe microfiri ($n>1$) conectate în paralel. Se admite că cantitatea de microfiri în elementul defazor $\overline{RC} - 0$ este de o lungime infinită ($l = \infty$) și atunci $\varphi = -45^\circ$ [5]. Respectiv impedanța de intrare $Z_{(n=1)}$ și $Z_{(n>1)}$ a elementului constituie:

$$Z_{(n=1)} = \sqrt{\frac{r}{2\omega C}}(1-j). \quad (8)$$

și respectiv:

$$Z_{(n>1)} = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{r}{2\omega n C}} = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{r}{2\omega C}}(1-j) < Z_{(n=1)} = \sqrt{\frac{r}{2\omega C}}(1-j) \quad (9)$$

Valoarea finită a rezistenței R_{iz} șuntează impedanța de intrare a elementului (Fig. 1.c) și atunci:

$$Z_{(n \geq 1)}^{\parallel} = Z_{(n \geq 1)} \parallel R_{iz} = \frac{Z_{(n \geq 1)} \cdot R_{iz}}{Z_{(n \geq 1)} + R_{iz}}, \quad (10)$$

Substituind (9) în (10) obținem:

a) $n=1$

$$Z_{(n=1)}' = \frac{R_{iz} \sqrt{\frac{r}{2\omega C}} \left[\left(2\sqrt{\frac{r}{2\omega C}} + R_{iz} \right) - jR_{iz} \right]}{2\sqrt{\frac{r}{2\omega C}} + 2R_{iz} \sqrt{\frac{r}{2\omega C}} + R_{iz}^2}; \quad (11)$$

$$\begin{aligned} (\operatorname{tg} \varphi')_{(n=1)} &= -R_{iz} / \left(2\sqrt{\frac{r}{2\omega C}} + R_{iz} \right) = \\ &= 1 + \left(2\sqrt{\frac{r}{2\omega C}} / R_{iz} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

b) $n>1$

$$Z_{(n>1)}' = \frac{R_{iz} \cdot \frac{1}{n} \sqrt{\frac{r}{2\omega C}}}{\frac{2}{n} \left[\sqrt{\frac{r}{2\omega C}} + \frac{2}{n} R_{iz} \sqrt{\frac{r}{2\omega C}} \right] +} \rightarrow \quad (13)$$

$$\rightarrow \frac{\left[\left(\frac{2}{n} \sqrt{\frac{r}{2\omega C}} + R_{iz} \right) - jR_{iz} \right]}{+ R_{iz}^2} < Z_{(n=1)}'$$

$$\begin{aligned} (\operatorname{tg} \varphi')_{(n>1)} &= -R_{iz} / \left(\frac{2}{n} \sqrt{\frac{r}{2\omega C}} + R_{iz} \right) = \\ &= 1 + \frac{1}{R_{iz}} \cdot \frac{2}{n} \sqrt{\frac{r}{2\omega C}} < \operatorname{tg} \varphi_{(n=1)} \end{aligned} \quad (14)$$

Reprezentând unghiul $\varphi_{(n=1)} = -45^\circ + \Delta\varphi_{iz}$ și admitând, că $\Delta\varphi_{iz}$ este $\ll -45^\circ$, obținem:

$$\text{- pentru } n=1: \quad \operatorname{tg} \Delta\varphi_{(n=1)} \approx \sqrt{\frac{r}{2\omega C}} / R_{iz}, \quad (15)$$

$$\text{sau} \quad \Delta\varphi_{(n=1)} \sim \sqrt{\frac{r}{2\omega C}} / R_{iz}. \quad (16)$$

$$\text{- pentru } n>1; \quad \operatorname{tg} \Delta\varphi_{(n>1)} \approx \frac{1}{n} \sqrt{\frac{r}{2\omega C}} / R_{iz} \quad (17)$$

și respectiv

$$\Delta\varphi_{(n>1)} \sim \frac{1}{n} \sqrt{\frac{r}{2\omega C}} / R_{iz} < \Delta\varphi_{(n=1)}. \quad (18)$$

$$\frac{\Delta\varphi_{(n>1)}}{\Delta\varphi_{(n=1)}} = \frac{1}{n} < 1 \text{ sau } \ll 1 \quad (19)$$

Din (11), (13) și (19) urmează, că în condiții egale $\Delta\varphi_{(n>1)}$ este de n ori mai mic ca $\Delta\varphi_{(n=1)}$. De asemenea și cerințele către rezistența izolației R_{iz} a microfirului sânt de n ori mai mici (relația (13)), deoarece cu micșorarea lui Z se micșorează și cerințele în ce privește Z_{iz} . Aceasta demonstrează, că tehnologia de confecționare a elementelor

defazoare din $n>1$ microcabluri coaxiale conectate în paralel este mai potrivită pentru caracteristicile defazorului.

La devieri pentru $\Delta\varphi$ egale ($\Delta\varphi_{(n=1)} = \Delta\varphi_{(n>1)} = \Delta\varphi$, cerințele în ce privește valorile rezistențelor $R_{iz(n=1)}$ și $R_{iz(n>1)}$ sunt respectiv:

$$R_{iz(n=1)} = \sqrt{\frac{r}{2\omega C(\Delta\varphi)^2}}, \quad (20)$$

$$R_{iz(n>1)} = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{r}{2\omega C(\Delta\varphi)^2}} < R_{iz(n=1)}, \quad (21)$$

ceea ce demonstrează faptul, că pentru $n>1$ rezistența $R_{iz(n>1)}$, în condiții egale se admite să fie mai mică de n ori decât $R_{iz(n=1)}$. Cu cât n este mai mare, cu atât R_{iz} poate fi mai mică.

În figura 6 sunt prezentate funcțiile $Z_{in}(n)$ și $\Delta\varphi(n)$, pentru cazul când $r=50\text{k}\Omega/\text{m}$, $C=200\text{pF}/\text{m}$, $f=0,1\text{Hz}$ și $l=\infty$, din care urmează, că cu alegerea valorii lui n se pot asigura valorile prestabilite a mărimilor Z_{in} și $\Delta\varphi$. Notând pe $\varphi=-45^\circ + \Delta\varphi$ și considerând că $\Delta\varphi \ll 45^\circ$ obținem, că în condiții egale:

$$\operatorname{tg} \varphi_{(n>1)} \approx \frac{2}{n} \sqrt{\frac{r}{2\omega C}} / R_{iz}, \text{ sau } \varphi_{(n>1)} < \text{sau } \ll \text{ca} \quad 2\sqrt{\frac{r}{2\omega C}} / R_{iz}, \quad (22)$$

Din (22) urmează că pentru a obține o abatere de φ de la -45° de o valoare prestabilă ($\Delta\varphi_{pr}$), n se alege din condiția:

$$n \geq \frac{2\sqrt{\frac{r}{2\omega C}}}{2R_{iz,n}\Delta\varphi_{pr}}, \quad (23)$$

în timp ce la elementele defazoare confecționate dintr-un singur microcablu [4] rezistența $R_{iz(n=1)}$ se alege din condiția:

$$R_{iz(n=1)} \geq \sqrt{\frac{r}{2\omega C(\Delta\varphi_{pr})^2}} \text{ și este } > \text{ sau } \gg \text{ ca} \quad \frac{1}{n} \sqrt{\frac{r}{2\omega C(\Delta\varphi_{pr})^2}}, \quad (24)$$

în dependență de valoarea lui n în condiții egale.

În figura 7 este reprezentată dependența $R_{iz} = \psi(n)$ pentru cazul când: $\Delta\varphi = 1^\circ$, $f=0.1\text{ Hz și } 10\text{Hz}$, $r=50\text{k}\Omega/\text{m}$, $C=200\text{pF}/\text{m}$, $n=1 \dots 10$, $l=\infty$.

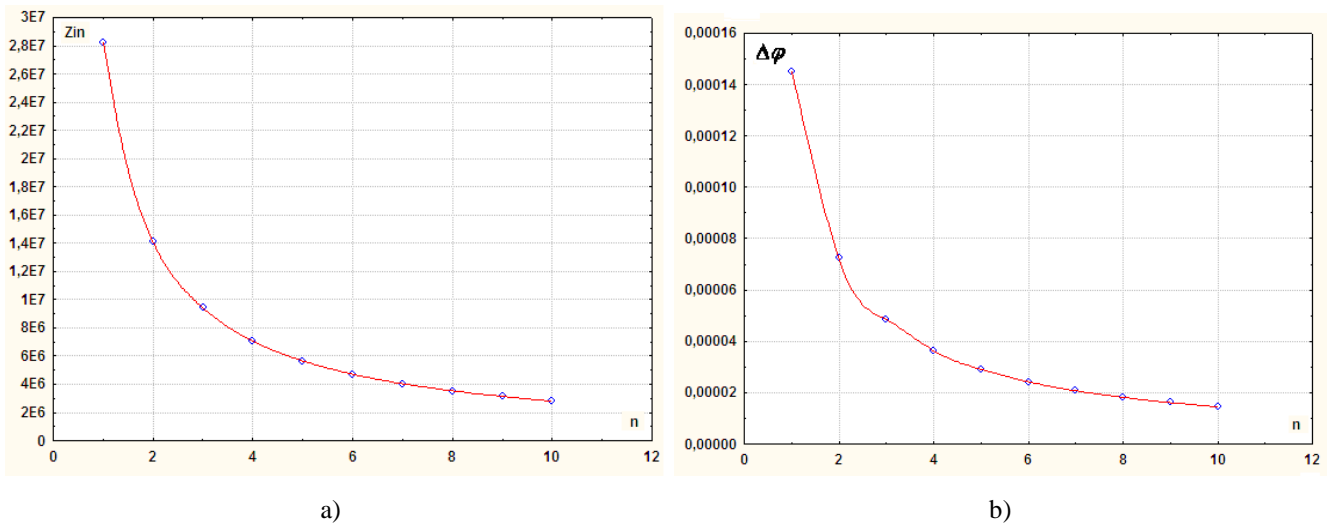


Fig. 6. Dependența impedanței de intrare (a) și a abaterii defazajului de la -45° (b) a elementului defazor în funcție de numărul de cabluri coaxiale unite în paralel.

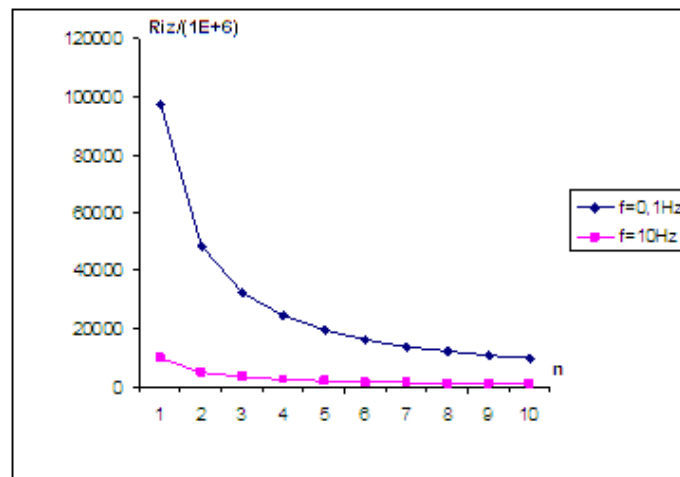


Fig. 7. Dependența valorii minimal admisibile a rezistenței de izolație la valoarea de abatere a defazajului de la -45° în funcție de numărul de cabluri coaxiale n unite între ele în paralel.

Influența rezistenței izolației dintre firul central și învelișul conductor al microcablului coaxial. La frecvențe joase (unități de Hz) și infrajoase ($f < 1$ Hz) conductibilitatea lineară g a izolației microcablului coaxial poate deveni comensurabilă cu susceptanța lui capacitivă ωC .

Pentru a arăta cum influențează rezistența imperfectă a izolației la caracteristicile electrice, admitem că $g \approx \omega C$, $l \Rightarrow \infty$ și atunci:

$$|Z|_{(n \geq 1)} = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{r}{\omega C \sqrt{a}}} \cdot \frac{\sqrt{\frac{chl\sqrt{2r\omega C}(\sqrt{a}+b)+}{chl\sqrt{2r\omega C}(\sqrt{a}+b)} -}}{\frac{+\cos l\sqrt{2r\omega C}(\sqrt{a}-b)}{-\cos l\sqrt{2r\omega C}(\sqrt{a}-b)}} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi_{(n \geq 1)} &= \frac{\sqrt{\sqrt{a}+b} \cdot \sin l\sqrt{2r\omega C}(\sqrt{a}-b) +}{\sqrt{\sqrt{a}-b} \cdot \sin l\sqrt{2r\omega C}(\sqrt{a}-b) -} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{-\sqrt{\sqrt{a}-b} \cdot \operatorname{sh} l\sqrt{2r\omega C}(\sqrt{a}-b)}{-\sqrt{\sqrt{a}+b} \cdot \operatorname{sh} l\sqrt{2r\omega C}(\sqrt{a}+b)} \end{aligned} \quad (26)$$

unde: $a = \left(1 + \frac{g^2}{\omega^2 C^2}\right)$, $b = \frac{g}{\omega C}$, $n \geq 1$.

Conductibilitatea izolației se determină de formula cunoscută:

$$G = 2\pi / \rho \ln \frac{D}{d}, \quad (27)$$

unde ρ – rezistența specifică a izolației, D și d – diametrul exterior (D) și, respectiv, interior (d) a izolației, l – lungimea

unui microcablu din cele n, egal și cu lungimea microcablului elementului bobinat dintr-un singur microcablu

Conductibilitatea g și capacitatea C lineară a microcablurilor se determină de relațiile (28) și (29) respectiv:

$$g_{(n \geq 1)} = n \frac{2\pi}{\rho \ln \frac{D}{d}}; \quad (28)$$

$$C_{(n \geq 1)} = n \cdot \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0}{\ln \frac{D}{d}}; \quad (29)$$

Raportul lor constituie:

$$\frac{ng_{(n \geq 1)}}{\omega n C_{(n \geq 1)}} = \frac{1}{\omega \epsilon \epsilon_0 \rho} = tg \delta_{(n \geq 1)} = tg \delta_{(n=1)} = tg \delta, \quad (30)$$

unde δ – este unghiul de pierderi în izolație.

Din (30) urmează, că pierderile în elementele confecționate din n microcabluri nu diferă de cele confecționate dintr-un singur microcablu. Substituind în (25)

și (26) mărimea: $\frac{g}{\omega C} = b$ cu $tg \delta$ obținem:

$$|Z|_{(n \geq 1)} = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{r}{\omega C \sqrt{1+tg^2\delta}}} \cdot \frac{chl \sqrt{2r\omega C (\sqrt{1+tg^2\delta} + tg\delta)} +}{chl \sqrt{2r\omega C (\sqrt{1+tg^2\delta} + tg\delta)} -} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+ \cos l \sqrt{2r\omega C (\sqrt{1+tg^2\delta} - tg\delta)}}{- \cos l \sqrt{2r\omega C (\sqrt{1+tg^2\delta} - tg\delta)}} = \psi(n). \quad (31)$$

$$tg \varphi = \frac{\sqrt{\sqrt{1+tg^2\delta} + tg\delta} \cdot \sin l \sqrt{2r\omega C (\sqrt{1+tg^2\delta} - tg\delta)}}{\sqrt{\sqrt{1+tg^2\delta} - tg\delta} \cdot \sin l \sqrt{2r\omega C (\sqrt{1+tg^2\delta} - tg\delta)}} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+ \sqrt{\sqrt{1+tg^2\delta} - tg\delta} \cdot shl \sqrt{2r\omega C (\sqrt{1+tg^2\delta} + tg\delta)}}{- \sqrt{\sqrt{1+tg^2\delta} - tg\delta} \cdot shl \sqrt{2r\omega C (\sqrt{1+tg^2\delta} + tg\delta)}} \neq \psi(n), \quad (32)$$

Admițând că $tg \delta$ este de valoare mică, iar $\varphi = (-45^\circ + \Delta \varphi')$, obținem:

$$tg \Delta \varphi' = - \frac{\sin l \sqrt{2r\omega C} \cdot \left(1 - \frac{tg \delta}{2}\right)}{shl \sqrt{2r\omega C} \cdot \left(1 + \frac{tg \delta}{2}\right)} \neq \psi(n), \quad (33).$$

După dezvoltare în serie la valori mici de $tg \delta$ și ținând cont de (5) obținem:

$$tg \Delta \varphi' = tg \Delta \varphi (1 - tg^2 \delta), \quad (34)$$

$$\text{sau: } tg(\Delta \varphi' - \Delta \varphi) = -tg^2 \delta \frac{tg \Delta \varphi}{1 + tg^2 \Delta \varphi}; \quad (35)$$

De exemplu, când $\Delta \varphi = 1^\circ$, diferența $(\Delta \varphi' - \Delta \varphi) \cong 0.012 tg^2 \delta$,

$$\text{de unde: } tg \delta \leq \sqrt{\frac{\Delta \varphi' - \Delta \varphi}{0.012}}. \quad (36)$$

Dacă $(\Delta \varphi' - \Delta \varphi) \leq 1'$ obținem, că rezistența specifică ρ a izolației trebuie să fie de valoarea $\rho \geq \frac{1}{\omega \epsilon \epsilon_0 tg \delta} \geq 3 \cdot 10^{10} Om \cdot cm$, unde ρ se determină din

(30). Pentru ca $tg \delta$ să fie mică și la frecvențele infrajoase e necesar ca rezistența specifică a izolației să fie mare.

Influența rezistenței învelișului conductor șuntat R_{inv} a microcablului coaxial ($R_{inv} \neq 0$). Când $R_{inv} \neq 0$ schema echivalentă a microcablului primește forma prezentată în fig.

8, iar impedanța $|Z|_{(n \geq 1)}$ se determină de relația [3]:

$$\bar{Z}''_{(n \geq 1)} = \frac{1}{n} \frac{(N+1)R_{inv}}{\sqrt{j\omega(N+1) \frac{R_{inv.c}}{n} nCl}} \cdot$$

$$\cdot cth \sqrt{j\omega(N+1) \frac{R_{inv}}{n} nCl}$$

Notând: $\bar{R}_{inv} = \frac{\bar{R}}{N}$ și $r_{inv} = \frac{r}{N}$, la condiții egale relația (37) primește forma:

$$Z''_{(n \geq 1)} = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{r \left(1 + \frac{1}{N}\right)}{\omega C}} \cdot \frac{chl \sqrt{2\omega C \left(1 + \frac{1}{N}\right)} +}{chl \sqrt{2\omega C} -} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+ \cos l \sqrt{2\omega C \left(1 + \frac{1}{N}\right)}}{- \cos l \sqrt{2\omega C \left(1 + \frac{1}{N}\right)}} < Z''_{(n=1)} = \sqrt{\frac{r \left(1 + \frac{1}{N}\right)}{\omega C}} \cdot, \quad (38)$$

$$\frac{chl \sqrt{2\omega C \left(1 + \frac{1}{N}\right)} + \cos l \sqrt{2\omega C \left(1 + \frac{1}{N}\right)}}{chl \sqrt{2\omega C} - \cos l \sqrt{2\omega C \left(1 + \frac{1}{N}\right)}}$$

$$tg \varphi''_{(n \geq 1)} = - \frac{\sin l \sqrt{2\omega C \left(1 + \frac{1}{N}\right)} + shl \sqrt{2\omega C \left(1 + \frac{1}{N}\right)}}{\sin l \sqrt{2\omega C \left(1 + \frac{1}{N}\right)} - shl \sqrt{2\omega C \left(1 + \frac{1}{N}\right)}} \neq \psi(n) \quad (39)$$

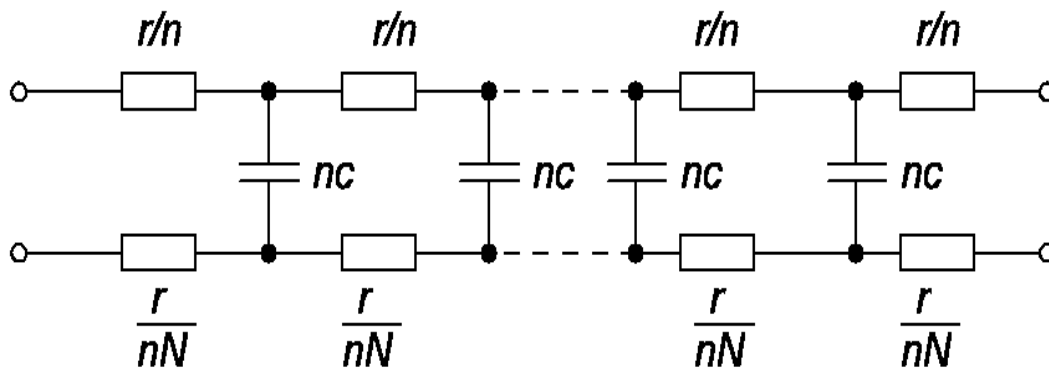


Fig. 8. Schema electrică echivalentă a elementului defazor multifir pentru cazul când rezistența învelișului coaxial diferă de zero.

Considerând, că $\varphi''_{(n \geq 1)} = (-45^\circ + \Delta\varphi''_{(n \geq 1)})$, obținem:

$$\operatorname{tg} \Delta\varphi''_{(n \geq 1)} = -\frac{\sin l \sqrt{2 \frac{r}{n} \omega n C \left(1 + \frac{1}{N}\right)}}{\operatorname{sh} l \sqrt{2 \frac{r}{n} \omega n C \left(1 + \frac{1}{N}\right)}} \neq \psi(n), \quad (41)$$

$$\operatorname{tg} (\Delta\varphi''_{(n \geq 1)} - \Delta\varphi_{(n \geq 1)}) = -\frac{1}{N^2} \frac{\operatorname{tg} \varphi_{(n \geq 1)}}{1 + \operatorname{tg}^2 \Delta\varphi_{(n \geq 1)}} \neq \psi(n), \quad (42)$$

III. CONCLUZII

Din analiza prezentată urmează, că confecționarea elementelor defazoare din $n > 1$ microcabluri rezistive coaxiale posedă avantaje în comparație cu elementele defazoare confecționate dintr-un singur microcablu, în special:

- cu majorarea lui n se micșorează rezistența $\bar{R}_{(n > 1)}$, ceea ce asigură micșorarea pierderilor de semnal în element de n ori;
- se micșorează defazajul $\Delta\varphi$ de n ori (10), când $Z_{iz} \neq \infty$;
- se micșorează cerințele în ce privește rezistența R_{iz} a microcablului;
- constanta de timp τ a elementului nu depinde de numărul de microcabluri în element (fig. 4);

- pierderile în elementul defazor, condiționate de comensuritatea mărimilor g și ωC nu depind de valoarea n ;
- în caz când $n > 1$ impedanța $\bar{Z}_{(n > 1)}$ este de n ori mai mică în comparație cu cazul când $n = 1$, ceea ce de asemenea este un avantaj;
- confecționarea defazoarelor fără suport de microcablu aduce la micșorarea volumului și greutateii defazorului de zeci și sute de ori.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Vătășescu A., ș.a., Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare. Editura tehnică, București, 1971
- [2] Кейзер, Кастро, Николс, Схемы с распределенными параметрами на тонких пленках. Зарубежная радиоэлектроника, 1963, №4
- [3] Л.Э. Дегтеарь, Л.М. Зафрина, З.И. Зеликовский. RC-Элементы из литого остеклованного микропровода. Микропровод и приборы сопротивления, вып. III, Кишинев, Картя молдовеняскэ, 1965, стр. 120-130
- [4] Л.Э. Дегтеарь, Л.М. Зафрина. Реактивность однослойных сопротивлений. Микропровод и приборы сопротивления, вып. II, Кишинев, Картя молдовеняскэ, 1964.
- [5] Э.В. Зелях. Основы общей теории линейных электрических схем, М., Изд-во АН СССР, 1951.
- [6] N. Dimitrachi, S. Dimitrachi, I. Guzun. Procedeu de confecționare a unei piese bobinate cu structură de tip \overline{RC} . Brevet nr. 682, s2011 0172., 2011