

Lucrarea nr. 4

APARATE PENTRU MĂSURĂRI VECTORIALE

În categoria măsurărilor vectoriale sunt cuprinse măsurările a căror rezultat permite reconstituirea unui vector sub una din formele sale de exprimare, în coordonate carteziene sau polare, în planul real sau complex. Mărimile și parametrii de calitate ce fac obiectul măsurărilor vectoriale sunt:

- elementele de circuit: impedanță - admitanță;
- funcțiile de transfer: amplificare - atenuare - transmisie;

Afișarea rezultatului se face prin două mărimi: componentele X, Y (sau Re, Im) sau ρ , φ .

Aparatele de acest gen sunt:

- punțile (automate sau manuale);
- Q- metrele (automate sau manuale);
- impedanțmetrele vectoriale;
- voltmetrele vectoriale.

Punțile automate afișează cele două componente ale impedanței sau admitanței: R , L și G , C . Punțile manuale permit ca, prin calcul, să determinăm cele două componente ale impedanței sau admitanței.

Q- metrele sunt aparate de măsurare prin rezonanță. Informația, la rezonanță, este de frecvență, capacitate și factor de calitate. În acest mod pot fi reconstituite, prin calcul, elementele impedanței sau admitanței.

Q- metrele automate se bazează pe amortizarea produsă unei oscilații de către pierderile din circuitul rezonant. În acest mod se determină factorul de pierderi și de calitate precum și componentele reactanței sau admitanței.

Impedanțmetrele vectoriale afișează rezultatul în coordonate polare, ρ , φ , funcție de frecvență. La baza funcționării stă păstrarea unei mărimi constante, tensiune pentru admitanță, sau curent pentru impedanță. Valoarea curentului va fi proporțională cu admitanța, iar valoarea tensiunii cu impedanța. Prelucrând în fază aceste mărimi față de referință se obține rezultatul în modul și fază.

Voltmetrele vectoriale au două canale de tensiune, din care unul este de referință, iar celălalt este de prelucrat în raport cu referința, informația fiind disponibilă în formă polară sau carteziană.

I. PUNȚILE DE CURENT ALTERNATIV

În curent continuu există puntea Wheatstone, care permite măsurarea rezistențelor. În curent alternativ puntea are o configurație similară, dar pentru obținerea echilibrului sunt necesare două elemente de reglaj:

$$\underline{z}_x \cdot \underline{z}_3 = \underline{z}_2 \cdot \underline{z}_4 \Rightarrow z_x \cdot z_3 = z_2 \cdot z_4 \quad (a) \quad \varphi_x + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4 \quad (b) \quad (1)$$

Din unul din elementele de reglaj se realizează relația

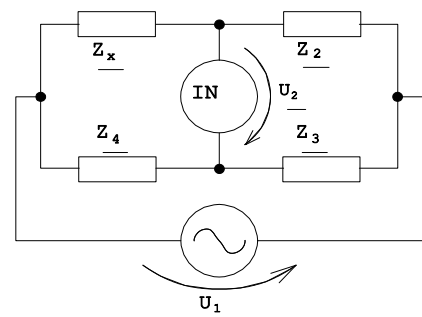


Figura 1

modulelor iar din cel de-al doilea, relația fazelor. Din cele două relații se obține rezultatul $z=Re(z_x)+j\cdot Im(z_x)$ pe baza căreia se pot calcula coeficienții de calitate respectiv de pierderi. Întrucât egalitatea se face între impedanțe, precizia depinde de frecvență.

Sensibilitatea punților de curent alternativ este un parametru destul de complex și important, definit simplificat prin relația:

$$S = \Delta U_2 / U_1 = F \cdot \delta \quad (3)$$

unde: - ΔU_2 este tensiunea de dezechilibru care apare la variația unei impedanțe reglabile cu valoarea δ în jurul poziției de echilibru;

- F este factorul de raport al punții;

- $\delta = \delta R_i / Z_i$ sau $\delta X_i / Z_i$ este abaterea relativă a impedanței dintr-un anumit braț al punții.

Sensibilitatea punții crește proporțional cu tensiunea de alimentare, cu sensibilitatea indicatorului de nul, cu reducerea modulului impedanțelor și cu apropierea între valorile modulelor impedanțelor ($Z_x \approx Z_2 \approx Z_3 \approx Z_4$).

1. Punți în audiofrecvență (AF)

În domeniul frecvențelor audio, componentele reactive sunt modelate simplu prin două elemente, într-o schemă serie sau derivație, care să aproximeze cel mai corect posibil funcționarea lor. Punțile din acest domeniu sunt de două tipuri: destinate măsurării condensatoarelor și destinate măsurării inductanțelor, destinate măsurării în schemă echivalentă serie și respectiv derivație, realizările industriale permițând comutarea de la o configurație la alta.

A. Punțile de AF destinate măsurării condensatoarelor

Principalele punți pentru măsurarea condensatoarelor în audiofrecvență sunt puntea Sauty, pentru modelare serie și derivație, și Schering pentru înaltă și joasă tensiune pentru modelare serie.

a. Punțile Sauty sunt punți de comparație deoarece compară condensatorul de măsurat cu un condensator cu pierderi reduse și o rezistență echivalentă celei de pierderi în configurație serie sau derivație. În fig. 2 a) este dată varianta punții pentru modelarea serie iar în fig. 2 b) varianta pentru modelarea paralelă.

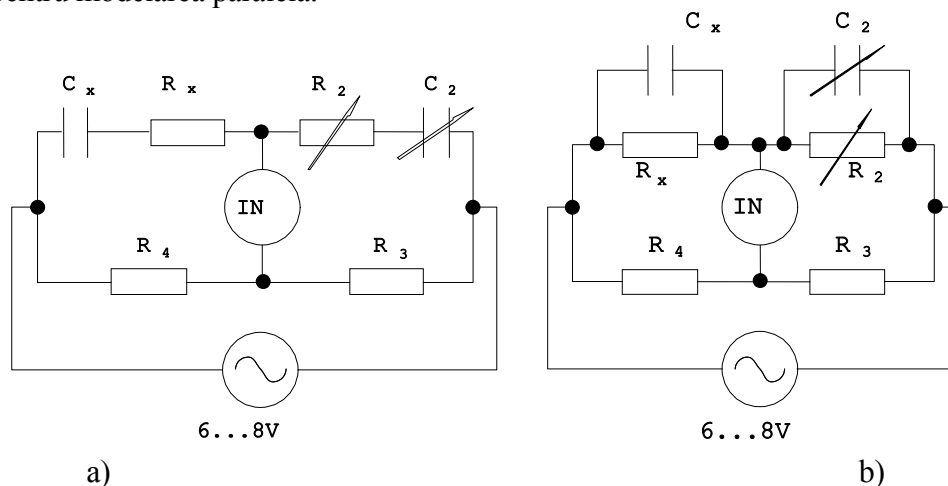


Figura 2

Pentru măsurarea în configurație serie se pot scrie relațiile:

$$C_x = C_2 \times \frac{R_3}{R_4} \text{ (a); } R_x = R_2 \times \frac{R_4}{R_3} \text{ (b); } tg\delta = \omega R_x C_x = \omega R_2 C_2 \text{ (c)}$$

$$Z_x = R_x - j \frac{1}{\omega C_x} = \frac{R_4}{R_3} R_2 - j \frac{1}{\omega C_2}$$
(4)

iar pentru configurația paralel:

$$C_x = C_2 \times \frac{R_3}{R_4} \text{ (a); } R_x = R_2 \times \frac{R_4}{R_3} \text{ (b); } tg\delta = \frac{1}{\omega C_x R_x} = \frac{1}{\omega R_2 C_2} \text{ (c)}$$

$$Z_x = \frac{R_x}{1+j\omega C_x R_x} = \frac{R_4}{R_3} \times \frac{R_2}{1+j\omega R_2 C_2}$$
(5)

b. Punțile Schering, de înaltă tensiune, fig. 3a), și de joasă tensiune, fig. 3b), sunt pentru configurație serie.

Relațiile de calcul la echilibru sunt:

$$C_x = C_4 \times \frac{R_3}{R_2} \text{ (a); } R_x = R_2 \times \frac{C_3}{C_4} \text{ (b); } tg\delta = \omega R_3 C_3 \text{ (c)}$$

$$Z_x = R_x - j \frac{1}{\omega C_x} = R_2 \frac{C_3}{C_4} - j \frac{1}{\omega R_3 C_3}$$
(6)

pentru puntea de înaltă tensiune și:

$$C_x = C_2 \times \frac{R_3}{R_4} \text{ (a); } R_x = R_4 \times \frac{C_3}{C_2} \text{ (b); } tg\delta = \omega R_3 C_3 \text{ (c)}$$

$$Z_x = R_x - j \frac{1}{\omega C_x} = R_4 \frac{C_3}{C_2} - j \frac{1}{\omega R_3 C_3}$$
(8)

pentru puntea de joasă tensiune.

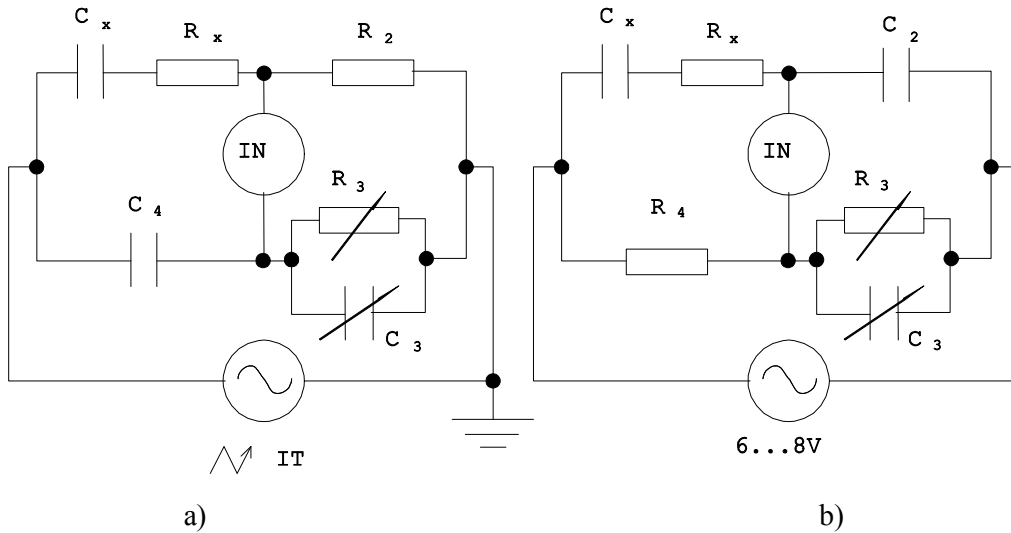


Figura 3

B. Punțile de AF destinate măsurării inductanțelor

Principalele punți de audiofrecvență destinate măsurării inductanțelor sunt Maxwell-Wien pentru modelarea serie și Hay pentru modelarea paralel.

a. **Puntea Maxwell-Wien**, fig. 4 a), este destinată măsurării inductanțelor cu factor de calitate scăzut, $1 \leq Q \leq 10$. Relațiile de calcul la realizarea echilibrului sunt:

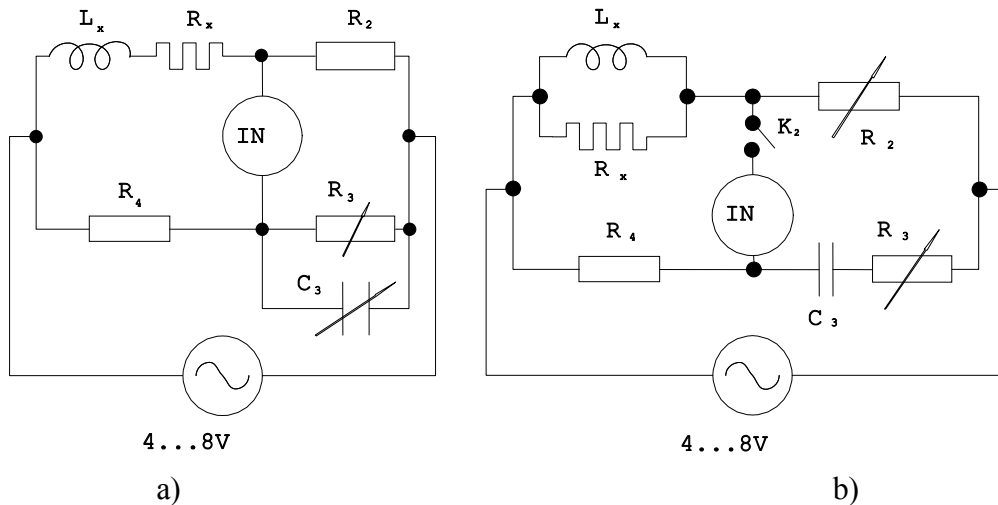


Figura 4

$$\left. \begin{aligned} L_x &= C_3 \cdot R_2 \cdot R_4 \text{ (a)}; \quad R_x = R_2 \cdot \frac{R_4}{R_3} \text{ (b)}; \quad Q_x = \omega \cdot \frac{L_x}{R_x} = \omega R_3 C_3 \text{ (c)} \\ Z_x &= R_x + j\omega L_x = R_2 \frac{R_4}{R_3} (1 + j\omega C_3 R_3) = R_2 \frac{R_4}{R_3} (1 + jQ) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

b. **Puntea Hay**, fig. 4 b), este destinată măsurării inductanțelor cu factor de calitate mare ($Q \geq 10$). Relațiile de calcul la realizarea echilibrului sunt:

$$\left. \begin{aligned} L_x &= R_2 \cdot R_4 \cdot C_3 \text{ (a)}; \quad R_x = R_2 \cdot \frac{R_4}{R_3} \text{ (b)}; \quad Q_x = \frac{R_x}{\omega L_x} = \frac{1}{\omega C_3 R_3} \text{ (c)} \\ Y_x &= \frac{1}{R_x} - j \frac{1}{\omega L_x} = \frac{1}{R_2} \cdot \frac{R_3}{R_4} \left(1 - j \frac{1}{\omega C_3 R_3} \right) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Intre elementele schemei serie și derivație există relațiile:

$$L_p = L_s \cdot \left(1 + \frac{1}{Q^2} \right) \text{ (a)}; \quad R_p = R_s \cdot (1 + Q^2) \text{ (b)} \quad (10)$$

Pentru $Q > 5$ cele două valori sunt foarte apropiate: $L_p \approx L_s$.

Observații

1. In curent alternativ nu se poate obține la echilibru valoarea zero ci o valoare minimă, ce este cu atât mai redusă cu cât semnalul aplicat este mai sinusoidal iar puntea mai puțin afectată de semnale perturbatoare. Indicatorul de nul este, de regulă, selectiv sau cu detecție sincronă pentru a realiza echilibrul pe frecvența fundamentală.

2. Sensibilitatea la elementele reglabile este diferită pe durata echilibrării, ceea ce impune un reglaj alternant din elementul cu influență maximă până la obținerea tensiunii minime din diagonala indicatorului de nul.

3. Neglijând erorile de sensibilitate, erorile de determinare pentru componentele impedanței se calculează pornind de la relațiile de definiție pentru cazul cel mai defavorabil (metoda diferențialei logaritmice).

2. Punți în radiofrecvență (RF)

În radiofrecvență, cea mai utilizată punte este puntea Schering de tip serie și paralel, fig. 5 a) și b). Echilibrarea se face prin reglarea condensatoarelor variabile C_1, C_3 în două faze: fără Z_x și apoi cu Z_x conectat la bornele punții. Puntea serie se echilibrează în prima fază cu bornele Z_x în scurtcircuit, iar cea derivație, cu bornele Z_x în gol. Pentru puntea serie se pot scrie relațiile:

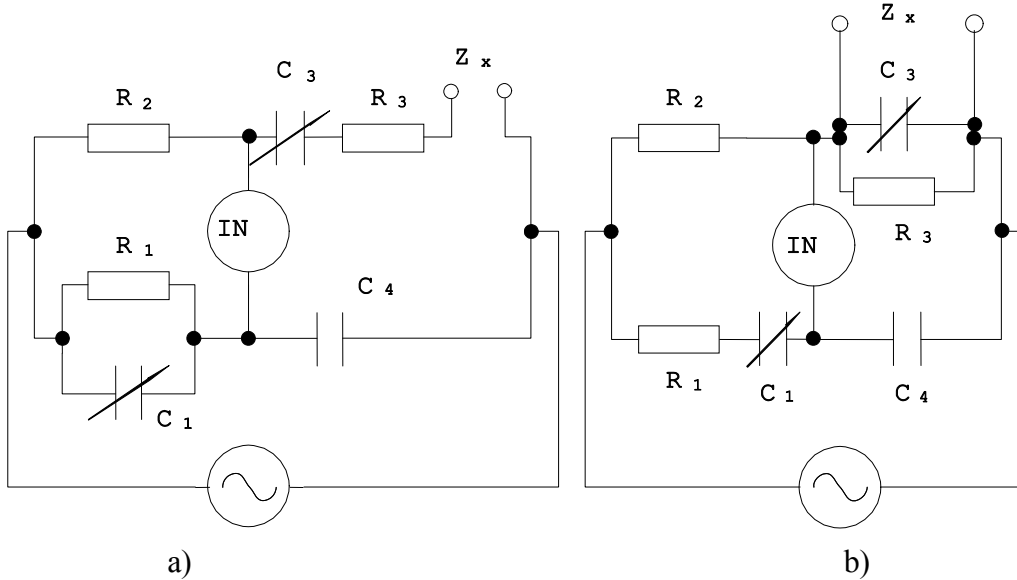


Figura 5

- cu bornele Z_x în scurtcircuit:

$$\underline{Z}_{31} = \underline{Y}_{11} \cdot \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_4 = \left(\frac{1}{R_1 + j\omega C_{11}} \right) \cdot \frac{R_2}{j\omega C_4} = R_2 \frac{C_{11}}{C_4} + \frac{R_2}{j\omega R_1 C_4} \quad (11)$$

- cu impedanța conectată la bornele Z_x :

$$\left. \begin{aligned} \underline{Z}_x + \underline{Z}_{32} &= R_2 \frac{C_{12}}{C_4} + \frac{R_2}{j\omega R_1 C_4} = \underline{Z}_{31} + R_2 \frac{\Delta C_1}{C_4} \quad (a) \\ \underline{Z}_{31} - \underline{Z}_{32} &= \frac{1}{j\omega} \left(\frac{1}{C_{31}} - \frac{1}{C_{32}} \right) = j \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_{32}} - \frac{1}{C_{31}} \right) \quad (b) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

$$\text{deci impedanța va fi: } \underline{Z}_x = R_x + jX_x = R_2 \frac{\Delta C_1}{C_4} + j \frac{1}{\omega} \Delta \left(\frac{1}{C_3} \right) \quad (c)$$

Pentru puntea paralel pot fi scrise relațiile:

- cu bornele Z_x în gol:

$$\underline{Y}_{31} = \underline{Z}_{11} \underline{Y}_2 \underline{Y}_4 = \frac{1}{R_3} + j\omega C_{31} = \frac{C_4}{C_{11} R_2} + j\omega C_4 \frac{R_1}{R_2} \quad (13)$$

- cu impedanța conectată la bornele Z_x :

$$\underline{Y}_x + \underline{Y}_{32} = \underline{Z}_{12} \underline{Y}_2 \underline{Y}_4 = \frac{C_4}{C_{12} R_2} + j\omega C_4 \frac{R_1}{R_2} = \underline{Y}_{31} + \frac{C_4}{R_2} \left(\frac{1}{C_{12}} - \frac{1}{C_{11}} \right) \quad (14)$$

Din relațiile (12) și (13) rezultă valoarea admitanței:

$$\underline{Y}_x = \frac{1}{\underline{Z}_x} = G_x + jB_x = \frac{C_4}{R_2} \cdot \Delta \left(\frac{1}{C_1} \right) + j\omega \cdot \Delta(C_3) \quad (15)$$

Măsurările pe rezistențe, inductanțe și condensatoare se pot face cu aceste punți până la frecvența de 300 MHz.

II. Q- METRUL

Q- metrul lucrează pe baza fenomenului de rezonanță serie. La rezonanță tensiunea pe C_V , figura 6, este de Q ori tensiunea U_1 - neglijând rezistența r - de ordinul miliohmilor:

$$\omega^2 = \frac{1}{L \cdot C_V} \quad (16.a); \quad U_2 = Q \cdot U_1 \quad (16.b)$$

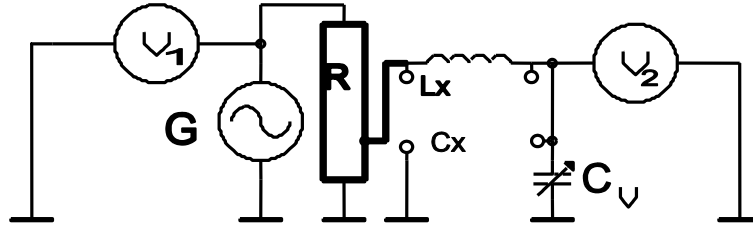


Figura 6

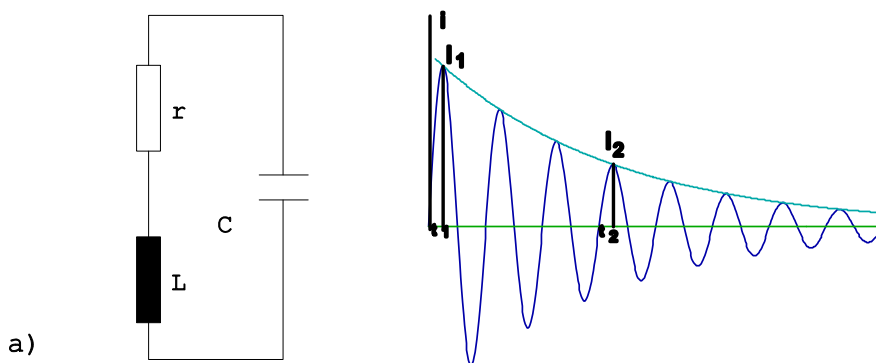
Știind frecvența, capacitatea și măsurând Q , se obțin informațiile despre bobina L :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_V} \quad (a); \quad Q = \frac{\omega L}{r} \quad (b); \quad r = \frac{\omega L}{Q} = \frac{1}{2\pi f C_V Q} \quad (c) \quad (17)$$

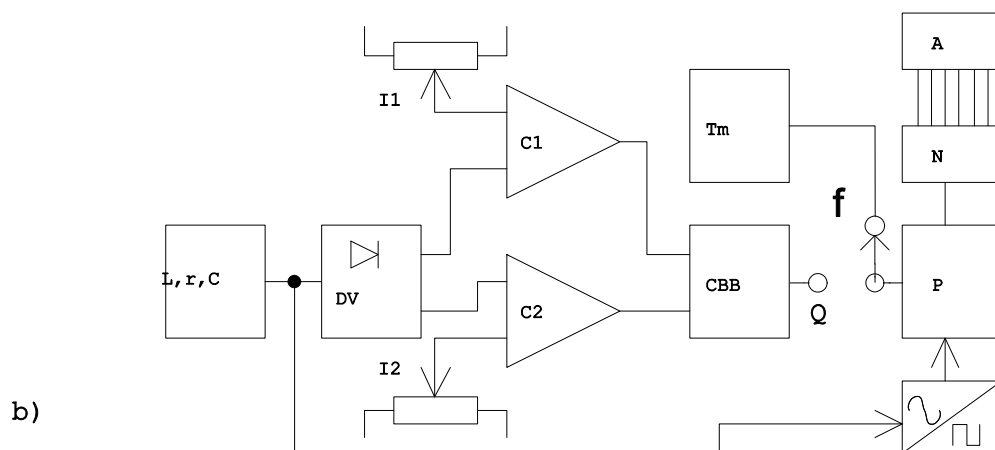
$$Z_L = r + j\omega L = \frac{1}{2\pi f C_V Q} + j \frac{1}{2\pi f C_V} = \frac{1}{2\pi f C_V} \left(\frac{1}{Q} + j \right) \quad (18)$$

Q- metrul digital, figura nr. 7, are la bază amortizarea oscilațiilor libere într-un circuit rezonant L, r, C :

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + r \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0 \quad (19)$$



a)



b)

Figura 7

Este un sistem de ordinul 2, de pulsație proprie:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}} = \sqrt{\frac{1/C}{L}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (20)$$

și factor de amortizare:

$$\zeta = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 \cdot a_2}} = \frac{r}{2 \cdot \sqrt{L/C}} = \frac{r}{2 \cdot L \cdot \omega_0} = \frac{1}{2Q} \quad (21)$$

Pentru $Q > 0,5$ $\zeta < 1$ - circuitul este subamortizat - ceea ce va conduce la oscilații sinusoidale - ca soluție a ec. (15):

$$i = A \exp(-\zeta \omega_0 t) \sin(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t + \varphi); \quad \zeta \cdot \omega_0 = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{r}{2L} \quad (22)$$

Alegând momentul inițial t_1 , rezultă că:

$$i = I_1 \cdot \exp\left(-\frac{r}{2L} t\right) \cos\left[\omega_0 \left(1 - \frac{1}{2} \zeta^2\right) t\right] \quad (23)$$

$$t_2 - t_1 = \frac{2L}{r} \ln K = \frac{2Q}{\omega_0} \cdot \ln K = N \cdot T = N \frac{2\pi}{\omega} \quad (24)$$

Dacă $I_2 = I_1 / K$, rezultă că:

$$\omega = \omega_0 \left(1 - \frac{1}{2} \zeta^2\right) \text{ Deoarece } \zeta \ll 1, \quad \omega \cong \omega_0 \quad (25)$$

$$N = \frac{Q}{\pi} \cdot \ln K \quad (26)$$

Alegând I_2 astfel încât $\ln K = \pi$, relația (26) devine: $N = Q$ (27).

Schema din figura 7b) conține pe lângă circuitul oscilant un detector de vârf ce asigură detectarea nivelelor I_1 și I_2 - ce comandă un CBB - care la rândul său comandă deschiderea și închiderea porții P . Impulsurile formate din semnalul amortizat sunt trecute spre numărător și numărate iar după decodificare sunt afișate - rezultând Q . Schimbând S pe poziția f se numără impulsurile într-un timp dat $T_m = N_f T$ (28) rezultă $N_f = T_m / T = T_m \cdot f$ (29). De fapt, cele două numărătoare pot funcționa în paralel, ca în schema din figura 8.

Având valorile pentru C , f și Q , rezultă:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} \text{ (a); } r = \frac{2\pi f L}{Q} = \frac{1}{2\pi f C Q} \text{ (b); } Z_L = \frac{1}{2\pi f C} \left(\frac{1}{Q} + j\right) \text{ (c)} \quad (30)$$

Precizia acestor Q- metre este de ordinul 1- 2 % la măsurarea factorului de calitate și 0,1 - 0,2% la măsurarea frecvenței la care se mai adaugă eroarea afișajului de $\pm 1/N$.

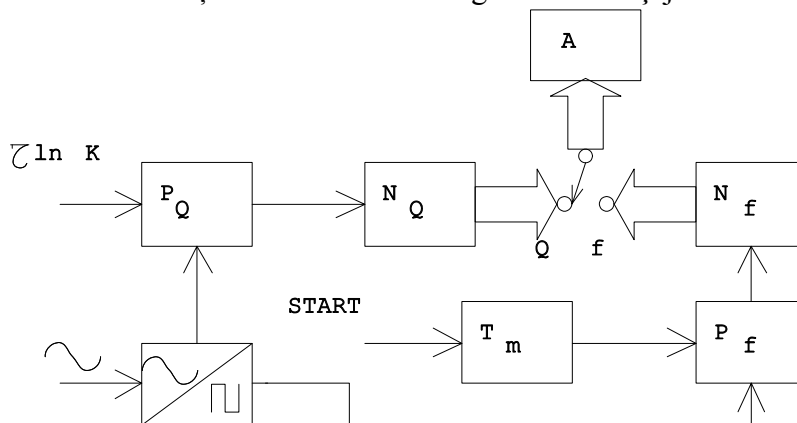


Figura 8

III. IMPEDANȚMETRUL VECTORIAL

Este un aparat de măsurare în coordonate polare ce dă rezultatul în modul și fază pentru o anumită frecvență a semnalului de test sau într-o bandă de frecvență când dispozitivul de afișare este adecvat (ecran panoramic). Schema bloc simplificată a impedanțmetrului vectorial este dată în fig. 9, în care:

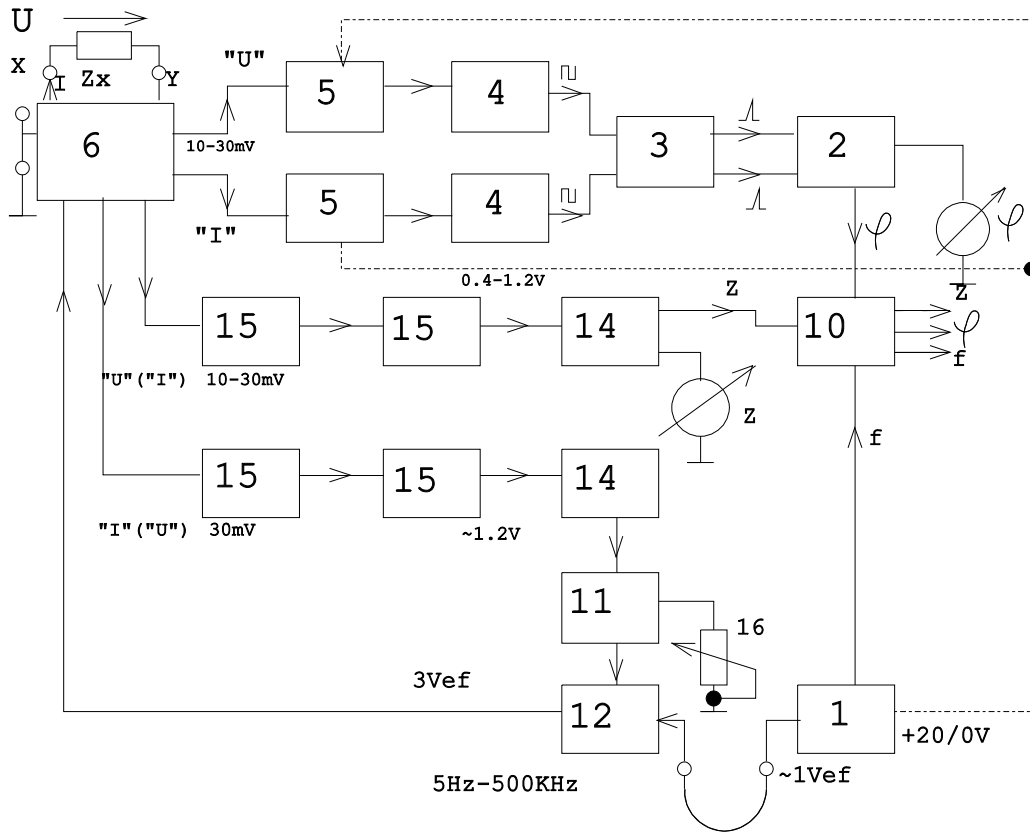


Figura 9

1= generator de semnal; 2= detector de fază; 3= formator de impulsuri; 4= limitator; 5= filtru; 6= etajul de intrare; 10= ieșiri analogice; 11= stabilizator nivel; 12= amplificator controlat; 14= detector; 15= amplificator; 16= calibrare; Z= afișare modul; φ = afișare fază.

Funcționarea sa diferă la măsurarea impedanțelor reduse (sub 1 k Ω) față de cea la măsurarea impedanțelor mari. În primul caz impedanțmetrul menține constant curentul prin impedanța de măsurat, iar în al doilea caz menține constantă tensiunea la bornele acesteia, cealaltă mărime reprezentând o măsură a impedanței respectiv admitanței. Se pot scrie relațiile:

- la măsurarea impedanțelor reduse:

$$\underline{Z}_x = \frac{U_x}{I_x} = \frac{U_x}{I_x} (\arg U_x - \arg I_x) \quad (a); \quad I_x = I = ct. \quad (b); \quad \underline{Z}_x = \frac{U_x}{I} \arg U_x \quad (c) \quad (31)$$

- la măsurarea impedanțelor mari:

$$\underline{Y}_x = \frac{1}{\underline{Z}_x} = \frac{I_x}{U_x} = \frac{I_x}{U_x} \arg I_x \quad (32)$$

Curentul constant este cuprins între 1 mA și 3 μ A iar tensiunea constantă este între 3 V și 3 mV, funcție de domeniul de măsurare. Faza între mărimea menținută constantă și semnalul metrologic este măsurată cu un fazmetru cu circuit basculant și afișată în grade. Afișarea

modulului impedanței se face pe o scară liniară în primul caz și inversă în al doilea. Dacă se aleg frecvențe de valori date de relația rezultă valoarea componentelor considerate pur reactive, deoarece: deci: sau . Faptul că aparatul are scări reciproce permite citirea directă a valorii componente reactive ținând cont de frecvența semnalului și de gama de măsurare a modulului. Când faza este diferită de valorile 0 sau $\pm 90^\circ$ rezultatele trebuie corectate cu $\sin\varphi$ și $\cos\varphi$:

$$f = \frac{10^i}{2\pi} \quad (\text{a}), \quad i=1,2,\dots \quad (\text{b}) \quad (33)$$

$$\omega = 2\pi f = 10^i \quad (\text{a}); \quad \sin\varphi = \pm 1 \quad (\text{b}) \quad (34)$$

$$L = \frac{\rho}{\omega} = \rho \cdot 10^{-i} \quad (35); \quad C = \frac{1}{\rho \cdot \omega} = \frac{10^{-i}}{\rho} \quad (36)$$

$$\underline{Z}_x = R + jX = \rho \cos\varphi + j\rho \sin\varphi \quad (\text{a}); \quad Q = \text{tg}\varphi \quad (\text{b}); \quad \text{tg}\delta = \text{ctg}\varphi \quad (\text{c}) \quad (37)$$

$$L = 10^{-i} \rho \sin\varphi \quad (38) \quad \text{sau:} \quad C = 10^{-i} \frac{1}{\rho \sin\varphi} \quad (39)$$

Astfel de aparate permit măsurări de componente pasive reduse la un dipol echivalent cu erori de 5 % pentru modul și $\pm 6^\circ$ pentru fază.

IV. VOLTMETRUL VECTORIAL

Voltmetrul vectorial realizează măsurarea a două tensiuni, din care una este considerată referință, schimbând frecvența la una fixă, de regulă prin eşantionare coerentă. Dacă perioada impulsurilor de eşantionare se alege conform relației:

$$T_E = m \cdot T + \frac{T}{n}, \quad m, n \in \mathbb{N} - \{0\} \quad (40), \quad \text{atunci perioada semnalului după eşantionare va fi:}$$

$$T_{FI} = m \cdot n + 1 \quad (41).$$

În fig. 10 este dat principiul eşantionării coerente, explicat pe un semnal sinusoidal, iar în fig. 11 este dată schema bloc simplificată a voltmetrului vectorial BM553 ce măsoară pe acest principiu tensiuni între 1 mV și 1V până la frecvența de 1 GHz. Cele două semnale fiind eşantionate în același moment de timp, informația de fază relativă este păstrată cu suficientă precizie. Canalul A este destinat semnalului de referință pe baza căruia se realizează sincronizarea voltmetrului vectorial. Frecvența semnalului intermediar este de 20 kHz. Valorile amplitudinilor și fazei relative sânt convertite numeric și afișate sau prelucrate în blocul de calcul pentru a obține alte mărimi.

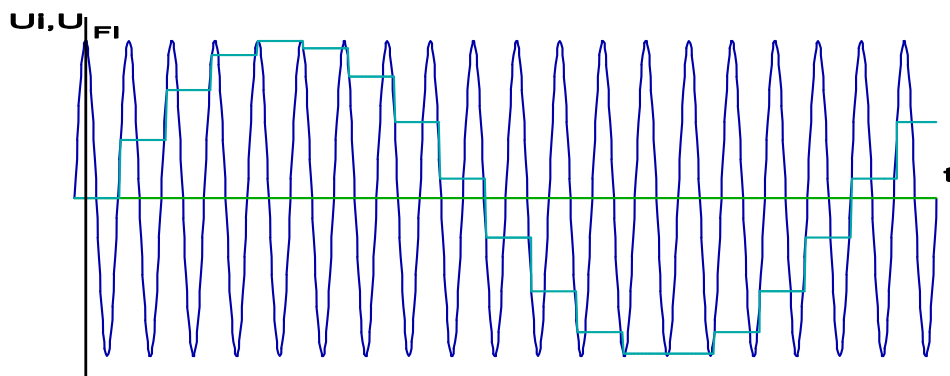


Figura 10

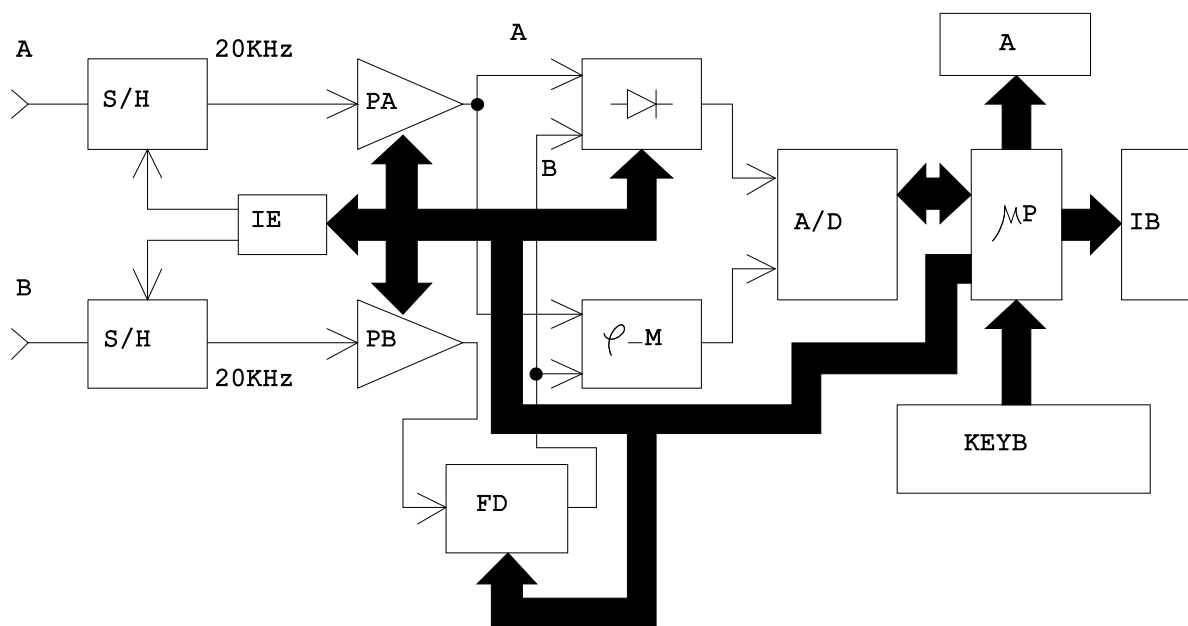


Figura 11

1. Descrierea voltmetrului vectorial BM 553

BM 553 prezintă două canale de intrare la care sunt aduse tensiunile cu două minisonde ce permit un acces ușor la diferite obiecte de măsură. Se pot afișa simultan datele despre tensiune și fază sau alte valori selectate de operator prin butoanele de pe panoul frontal, ca de exemplu R , L , C , Z , Y , B/A , liniar sau logaritmic. Instrumentul poate converti semnalele de intrare de înaltă frecvență din gama 0,1- 1.000 MHz la o frecvență intermediară fixă IF de 20 kHz la cele două ieșiri corespunzătoare canalelor A și B de intrare, amplitudinile IF fiind aceleași cu amplitudinile HF și faza relativă φ_{BA} la IF de 20 kHz fiind identică cu faza φ_{BA} a semnalelor de HF. Din acest motiv, împreună cu un osciloscop uzual, BM553 este capabil să urmărească semnale de HF pentru observarea amplitudinii și formei de undă, pentru determinarea gradului de modulație în amplitudine. Pe lângă măsurările directe de fază și tensiune, BM553 permite măsurările de câștig, atenuare, factor de reacție, întârziere de grup.

Caracteristici tehnice ale voltmetrului vectorial BM 553

Gama de frecvență este cuprinsă între 0,1 și 1000MHz fiind împărțită în 14 trepte.

Măsurări de tensiune:

- canalul A: de la 1mV la 1000 mV în 7 trepte de 10dB

- canalul B: de la 30 μ V la 1.000 mV în 10 trepte de 10 dB

Erori: $\pm 1,5$ % eroare de bază și între ± 4 % și ± 8 % eroare adițională funcție de creșterea domeniului de frecvență și nivelul de tensiune.

Măsurarea raportului de tensiuni

Se poate măsura raportul dintre fiecare din intrări și o mărime de referință în gamele:

- canalul A - 60 dB până la + 60 dB

- canalul B - 90 dB până la + 90 dB;

sau raportul dintre tensiunile celor două canale B/A de la - 90 dB până la + 60 dB.

Erori ± 1 % eroare de baza și $\pm 3,5$ % pentru $f < 250$ MHz respectiv ± 5 % pentru $f > 250$ MHz eroare adițională.

Măsurarea fazei

În domeniul de la - 180° la +180° cu toleranța de $\pm 0, 5^\circ$ la tensiunea de 100 mV în

ambele canale plus toleranța adițională datorată frecvenței între $\pm 4^\circ$ și 7° și cea datorată tensiunii: $\pm 0,06^\circ/\text{dB}$ față de nivelul de 100 mV.

Măsurarea componentelor R, L, C:

Obiectul măsurat trebuie fixat în dispozitivul 1AF88737 și BM553 se conectează cu un frecvențmetru (de ex. BM640) prin interfața IEC 625 în regimul Lon-Ton. Pentru frecvențe între 0,1 și 100 MHz avem domeniile:

- pentru R: de la 0,1 Ω la 100 k Ω (1M Ω)
- pentru C: de la 1 pF la 100 nF (1 μ F)
- pentru L: de la 0,1 μ H la 100 mH (1H)

Eroarea de bază este $\pm 6\%$ la 1MHz. Afișarea este în forma R_s, L_s sau R_p, C_p .

Măsurarea impedanței Z și admitanței Y:

Se folosesc aceleași accesorii ca și mai sus. Pentru frecvențe între 0,1 și 1000 MHz se obțin valori astfel:

- Z, R, X: de la 0 la 999 Ω
- Y, G, B: de la 0,1 la 999 mS

2. Utilizarea voltmetrului vectorial la măsurarea impedanței

Schema în care voltmetrul vectorial poate măsura impedanțe este dată în figura 12. Dacă nu se dispune de un frecvențmetru interfațabil pentru a transmite informația de frecvență blocului de calcul al voltmetrului, nu se poate obține informația directă despre componentele L_s, R_s respectiv C_p, R_p ceea ce constituie complicare a măsurării. Impedanța conectată în adaptorul de măsurare va conduce la relațiile între tensiunile măsurate pe canalele A și B:

$$\frac{U_A - U_B}{Z_x} = \frac{U_B}{Z_0} \quad (42); \quad Z_x = R_x + jX_x = R_0 \left(\frac{1}{U_B/U_A} \cos \varphi - 1 \right) - jR_0 \frac{1}{U_B/U_A} \sin \varphi \quad (43)$$

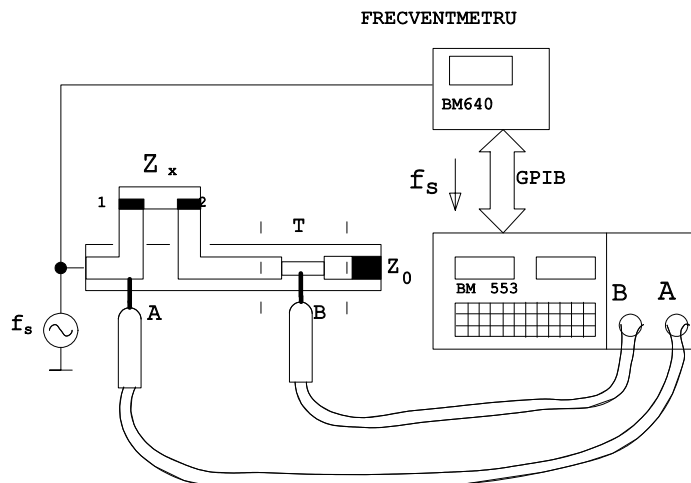


Figura 12

V. LUCRĂRI DE EFECTUAT ÎN LABORATOR

1. Se vor studia comparativ metodele și aparatele de măsurare vectorială pentru impedanțe;

2. Se vor măsura componente R, L, C la frecvență joasă și radiofrecvență prin metodele prezentate. Se vor verifica relațiile ce descriu modelarea serie și paralel a componentelor L și C prin măsurarea în ambele configurații în cazul metodelor de punte.

3. Pe baza rezultatelor obținute pentru componentele măsurate și a erorilor limită estimate se vor caracteriza metodele de măsurare utilizate evidențindu-se avantajele și dezavantajele.