Lucrare de laborator 5

Măsurarea impedanţelor

Scop: Măsurarea impedanţelor folosind diverse metode de măsură, compararea configurațiilor 2T și 4T, utilizarea unui LCR metru, construirea și etalonarea unui ohmetru numeric (convertor rezistență-tensiune) cu AO.

Breviar teoretic

În regim sinusoidal se definesc impedanţa $Z = \frac{\underline{U}}{\underline{I}}$ şi admitanţa $Y = \frac{\underline{I}}{\underline{U}} = \frac{1}{Z}$, unde $\underline{U}$ şi $\underline{I}$ reprezintă fazorii tensiunii şi intensităţii curentului electric din figura 1a.

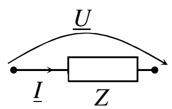


Figura 1a

În general aceste mărimi sînt mărimi complexe, putînd fi scrise sub forma *algebrică*

$$Z = R + jX, Y = G + jB$$

R – rezistenţa serie

X – reactanţa serie (*X* >0 pentru impedanţe inductive, *X* <0 pt. impedanţe capacitive)

G – conductanţa paralel

B – susceptanţa paralel (*B* <0 pentru admitanţe inductive şi *B* >0 pentru admitanţe capacitive)

Relaţia de legătură între mărimile impedanţei şi ale admitanţei este:

$$R = \frac{G}{G^2+B^2} \qquad X = -\frac{B}{G^2+B^2}$$

În forma *exponenţială*, admitanţa şi impedanţa se pot scrie

$$Z = |Z| \cdot e^{j\varphi_Z} \text{ respectiv } Y = |Y| \cdot e^{j\varphi_Y}$$

$$\text{unde } \varphi_Z = \varphi_U - \varphi_I = -\varphi_Y \text{ şi } |Z| = \frac{|U|}{|I|} = \frac{1}{|Y|}$$

Modelul unei reactanţe cu pierderi

O reactanţă cu pierderi este un grup L,R sau C,R (pierderile reprezintă disipația de putere pe rezistenţa R), avînd la frecvenţa *f* un factor de calitate *Q*. Pentru aceasta sînt posibile două modele de circuit: serie si paralel. În figura 1b sînt desenate cele 2 modele pentru o reactanţă cu pierderi.

X poate fi reactanţa unei bobine, respectiv condensator:

$$X_L = \omega L, \qquad X_C = -\frac{1}{\omega C}$$

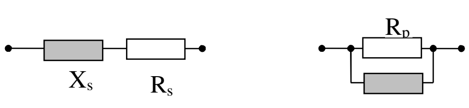


Figura 1b

Pentru o impedanță se definește factorul de calitate $Q = \frac{P_{reactivă}}{P_{activă}}$. Plecînd de la această definiție, factorul de calitate pentru fiecare din cele două modele se poate exprima astfel:

$$Q = Q_s = \frac{I^2|X|}{I^2 R} = \frac{|X|}{R} = \frac{|X_s|}{R_s} = \frac{\omega L_s}{R_s} = \frac{1}{\omega R_s C_s}$$

$$Q = Q_p = \frac{\frac{U^2}{|X|}}{\frac{U^2}{R}} = \frac{R}{|X|} = \frac{R_p}{|X_p|} = \frac{R_p}{\omega L_p} = \omega R_p C_p$$

Egalînd cele două relații de mai sus se obțin relațiile de legătură dintre modelul serie și paralel, pentru o frecvență fixată:

$$X_p = X_s\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right) = X_s(1 + D^2)$$

$$R_p = R_s(1 + Q^2)$$

Relația de echivalență intre reactanțe se mai poate scrie în funcție de tipul reactanței, capacitivă respectiv inductivă, astfel:

$$L_p = L_s(1 + 1/Q^2) \qquad C_s = C_p(1 + 1/Q^2) \tag{1}$$

Pentru o reactanţă cu pierderi se defineşte tangenta unghiului de pierderi, *D*,

$$D = \frac{1}{Q}$$

Măsurarea la LCR-metru a componentelor în curent alternativ

LCR-metrul numeric, numit și *punte cu echilibrare automată – ABB – Auto Balancing Bridge* măsoară automat partea reală și imaginară a tensiunilor pe sursa de alimentare și componenta necunoscută. Pe baza acestor valori el calculează mărimile R_S, C_S, R_P, C_P, Q etc prezentate anterior.

Calculul efectuat de aparat se bazează pe diagramele fazoriale din Figura 2:

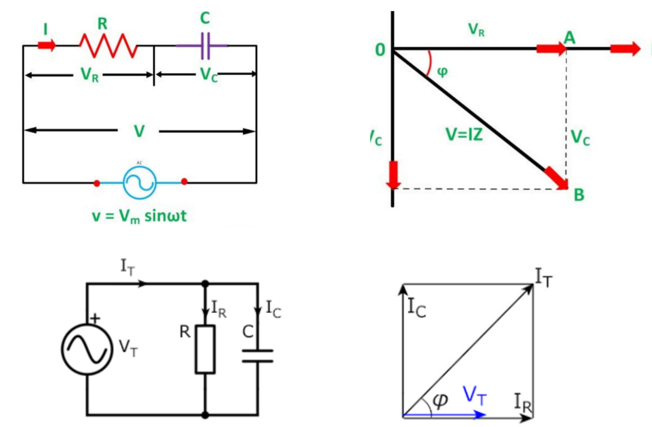


Figura 2: Diagramele fazoriale ale tensiunii și curentului printr-o impedanță complexă

Pentru un grup RC serie în regim sinusoidal, pe figura 2 se definesc unghiurile φ , δ și următoarele ecuații:

$\mathrm{tg}\,\varphi = |V_C| / V_R \quad Q = |X_C| / R = 1/\omega RC \quad \delta = 90 - \varphi \quad D = \mathrm{tg}\,\delta = 1/Q$

iar pentru RC paralel:

$\mathrm{tg}\,\varphi = |I_C| / I_R \quad Q = R / |X_C| = \omega RC$

Măsurări la rezonanță pentru un circuit RLC

Măsurările de pînă acum erau făcute la o frecvență oarecare, selectată de utilizator. Se știe că un circuit RLC, Figura 3, are o frecvență de rezonanță $f_0=1/(2\pi\sqrt{LC})$. La rezonanță, $X_L = |X_C|$ și impedanța circuitului devine minimă, egală cu rezistența r. În acest caz, un circuit pur LC (cu r=0) ar avea Q=∞.

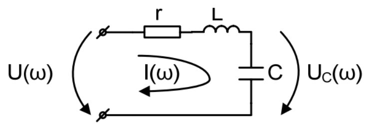


Figura 3: Circuit rezonant RLC

Tensiunea pe condensator la frecv. $f=f_0$ este de Q ori mai mare decît tensiunea de alimentare U:

$$u_c(\omega)=\frac{|I|}{\omega C}=\frac{1}{\omega C}\frac{U}{\sqrt{r^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)}}\Bigg|_{\omega=\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}}=\frac{1}{\omega_0 Cr}U=\frac{\omega_0 L}{r}U=QU$$

Prin urmare, o metodă de măsură a Q este măsurarea la frecvența de rezonanță a raportului între modulul $|U_C|$ și U (semnificația modului fiind tensiunea citită de voltmetru):

$$Q=\frac{|U_C|}{U} \tag{2}$$

O altă metodă de măsurare a lui Q este dezacordarea circuitului față de rezonanță, și determinarea benzii la -3dB în jurul f_0, la care amplitudinea $|U_C|$ scade cu 3dB (0.707 în raport) față de maximul la rezonanță (Figura 4).

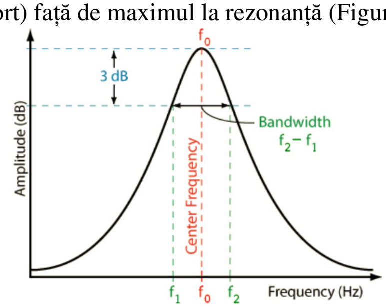


Figura 4: Caracteristica de amplitudine pentru un circuit RLC rezonant

Această scădere are loc atît în stînga (la frecv. $f_1<f_0$) cît și în dreapta, la $f_2>f_0$, prin urmare, spre deosebire de un FTJ sau FTS care au o singură frecvență de -3dB (tăiere), acest circuit ***are două frecvențe de tăiere f_1 și f_2*** și se numește filtru trece-bandă FTB (*engl: band-pass filter BPF*). Banda la -3dB se definește ca $B=f_2-f_1$. În acest caz factorul de calitate este:

$$Q=\frac{f_0}{f_2-f_1}=\frac{f_0}{B}$$

Comportarea în frecvență a unui grup LC serie

Impedanța circuitului LC serie depinde puternic de frecvență și este

$$Z(\omega)=j\omega L+\frac{1}{j\omega C}$$

Dacă este preponderent efectul capacitiv, atunci impedanța se poate scrie

$$Z(\omega)=\frac{1}{j\omega C}(1-\omega^2 LC)=\frac{1}{j\omega\frac{C}{1-\omega^2 LC}}=\frac{1}{j\omega C_e}$$

unde

$$C_e=\frac{C}{1-\omega^2 LC}$$

Capacitatea echivalentă variază cu frecvența. Mai mult, după ce frecvența crește peste frecvența de rezonanță:

$$\omega_r=\frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{3}$$

capacitatea își schimbă semnul (după frecvența de rezonanță va predomina efectul inductiv), unde

$$L_e=L\left(1-\frac{1}{\omega^2 LC}\right) \tag{4}$$

Comportarea în frecvență a unui grup LC paralel

Admitanța circuitului LC paralel este

$$Y(\omega)=j\omega C+\frac{1}{j\omega L}$$

Dacă este preponderent efectul inductiv atunci admitanța se poate scrie

$$Y(\omega)=\frac{1}{j\omega L}(1-\omega^2 LC)=\frac{1}{j\omega\frac{L}{1-\omega^2 LC}}=\frac{1}{j\omega L_e}$$

unde inductanța echivalentă văzută la borne este:

$$L_e=\frac{L}{1-\omega^2 LC}$$

Se observă că inductanța echivalentă variază cu frecvența. Mai mult, după ce frecvența crește peste frecvența de rezonanță $\omega_r=\frac{1}{\sqrt{LC}}$, inductanța își schimbă semnul (după frecvența de rezonanță va predomina efectul capacitiv), unde

$$C_e=C\left(1-\frac{1}{\omega^2 LC}\right)$$

Observație: Cele două modele prezentate anterior sînt folosite și pentru cazul variației cu frecvența a elementului reactiv (*L*, *C*) datorită reactanței parazite (C_{pz}, L_{pz}). De exemplu, la măsurarea unei bobine reale, în practică există o capacitate parazită paralel, care face ca valoarea măsurată a bobinei să fie de forma L_e de mai sus, și să varieze cu frecvența.

Principiul măsurării cuadripolare (4T)

Atunci cînd se măsoară impedanţe mici, sau cînd sondele de măsură au lungime mare (măsurare la distanţă), impedanţa sondelor şi a rezistentelor de contact poate să nu mai fie neglijabilă, fiind comparabilă cu impedanţa Z_x. Principiul de măsură foloseşte în fiecare capăt al impedanţei două terminale. O pereche de terminale este folosită pentru injectarea curentului prin impedanţa necunoscută Z_x, iar cealaltă pentru măsurarea tensiunii care cade pe Z_x. Conexiunea se numeşte *cuadripolară* datorită celor 4 terminale. Cele 2 perechi de terminale se conectează cît mai aproape de corpul impedanţei.

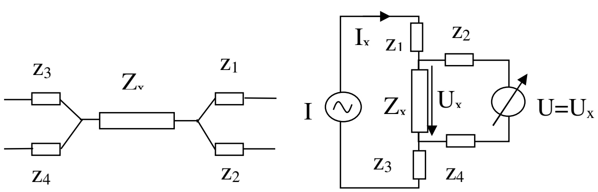


Figura 5a: Modelul cuadripolar (4T)

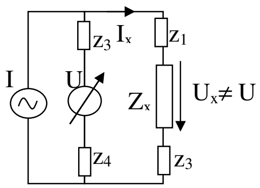


Figura 5b: Modelul bipolar (2T)

Cele 4 impedanţe (nedorite) ale celor 4 borne de măsură sînt z_1, z_2, z_3, z_4. Se observă că z_2 şi z_4 sînt în serie cu voltmetrul care are impedanţa de intrare foarte mare deci sînt neglijabile. z_1 şi z_3 apar în serie cu sursa de curent, cu impedanţa internă mare, aşadar devin şi ele neglijabile. Aceasta schemă permite deci minimizarea efectului celor 4 impedanţe nedorite, făcîndu-le sa apară în serie cu alte impedanţe mari care există deja în circuit.

Dacă se folosesc doar două terminale (conexiunea bipolară din figura 5b), nu se mai pot separa căile de „curent" si „tensiune" şi se măsoară impedanţa care include şi impedanţa sondelor:

$$Z_m = Z_x + z_1 + z_3$$

făcîndu-se o eroare sistematică

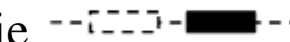
$$\varepsilon_{Z_x}{}^s = \frac{z_1 + z_3}{Z_x}$$

De exemplu, în cazul măsurării unei rezistenţe *R,* folosind pentru conectare cabluri avînd rezistenţa *r,* se obţine eroarea sistematică, în cazul folosirii configuraţiei bipolare (se folosesc doar două terminale):

$$\varepsilon_R{}^s = \frac{2r}{R}$$

Principiul măsurării tripolare (3T)

În conexiunea 4T putem elimina efectul impedanțelor parazite *mici* punîndu-le în *serie* cu alte impedanțe (deja existente) mai *mari*.
În conexiunea 3T putem elimina efectul impedanțelor parazite *mari* punîndu-le în *paralel* cu alte impedanțe (deja existente) mai *mici*.

În figură se vede cum capacitatea parazită C_P apare în paralel pe impedanța necunoscută Z_X la măsurarea cu cu 2 terminale (sondele de măsură care au rezistență și inductanță parazită serie 

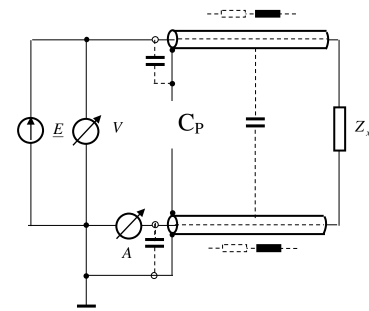


Figura 6: Principiul măsurării tripolare

În cazul Z_X mare, aceste elemente parazite serie de impedanță mult mai mică nu contează, dar C_p contează căci la C_P mic, reactanța X_P=1/ωC_P este mare, comparabilă cu Z_X.

Conexiunea tripolară sau 3T (Figura 6) introduc al treilea „terminal" sub forma ecranelor cablurilor coaxiale, legate împreună la masă. În acest caz, capacitatea parazită C_P se formează între elementele de circuit de arie mai mare (ecranul este mai mare decît conductorul interior). Întrucît cele 2 ecrane sînt echipotențiale, prin C_P nu mai trece curent, deci efectul său este eliminat. Cea mai uzuală aplicație a măsurării Z_X mari este *măsurarea C_X mici*.

De exemplu, la f=1KHz, C=1pF are X_C= 0.159 MΩ, iar capacitățile parazite uzuale sînt mai mari decît acest C (zeci de pF). În aceste condiții, măsurarea 2T produce erori mult mai mari decît 3T.

Principiul măsurării pentapolare (5T)

Măsurarea 5T reprezintă combinarea 4T cu 3T, adică se folosesc 4 cabluri coaxiale, avînd astfel cele 4 terminale (conductorii centrali) plus cele 4 ecrane conectate între ele, care formează un singur terminal dpdv electric : 4+1=5 (Figura 7):

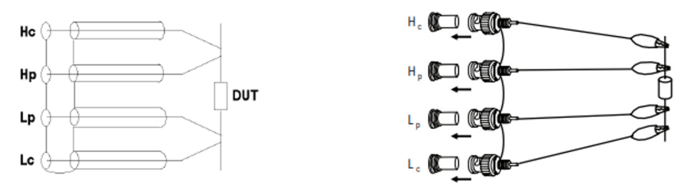


Figura 7: Principiul măsurării pentapolare

Cele 4 borne (notate H_C, H_P, L_P, L_C pe desen) sînt sub forma unor mufe BNC, care sînt implicit pentru cablu coaxial, iar ecranele sînt conectate împreună intern la instrument. Două cîte 2 borne din cele 4 se unesc pe terminalul impedanţei necunoscute. Pt. a simplifica modul de conectare, se folosesc 2 crocodili speciali (eng. *Kelvin Clips)* - Figura 8, la fiecare ajungînd cîte 2 fire, iar cele 2 „fălci" metalice sînt izolate între ele şi se ating doar pe terminal.

Figura 8: *Kelvin Clip :* unul dintre cei 2 crocodili speciali pentru conexiuni 4T

Ohmetru realizat cu amplificator operaţional

Ohmetrele realizate numai din componente pasive şi o sursă de tensiune (baterie), aşa cum se întîlnesc în compunerea multimetrelor analogice, au dezavantajul unei scări neliniare: dîndu-se o sursa de tensiune de valoare E, obţinem $I=E/R_x$, aşadar curentul care circulă prin instrumentul de măsură este proporţional cu inversul rezistenţei. Aceasta nu este o problema gravă în cazul unui instrument analogic (cu ac indicator), deoarece se desenează o scară suplimentară cu gradaţii după legea 1/R.

În cazul multimetrelor numerice însă, este esenţială obţinerea unei scări liniare, deoarece prin excelenţă voltmetrul numeric din compunerea multimetrului este liniar, şi orice mărime care se doreşte măsurată trebuie sa fie convertită într-o tensiune după o relaţie liniară.

O soluţie care foloseşte componente active este dată în schema din figura 9

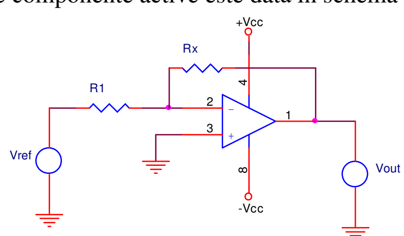


Figura 9: Ohmetru cu scara liniară, varianta cu sursă dublă

Datorita configuraţiei inversoare, relaţia de conversie este:

$$V_{out} = -\frac{R_x}{R_1} V_{ref}$$

adică o relaţie de proporţionalitate directă între V_{out} şi R_x. Pe baza acestei relaţii se poate obţine valoarea rezistenţei necunoscute din valoarea citită pe voltmetru.

$$V_{out} = K \cdot R_x \qquad (5)$$

unde $K = \frac{V_{ref}}{R_1} \left[\frac{V}{\Omega}\right]$ reprezintă constanta de etalonare a ohmetrului. Semnul minus a fost omis, deoarece se poate elimina prin inversarea bornelor voltmetrului.

De exemplu, dacă $V_{ref} = 10V$, iar $R_1 = 10k\Omega$, se obţine $K = 1\frac{V}{k\Omega}$, ceea ce înseamnă că, dacă la ohmetru se conectează o rezistenţă $R_x = 1k\Omega$, voltmetrul va indica la ieşire o tensiune $V_{out} = K \cdot R_x = 1\frac{V}{k\Omega} \cdot 1k\Omega = 1V$. Astfel, valoarea tensiunii indicate de voltmetru în volţi va reprezenta valoarea rezistenţei necunoscute în $k\Omega$.

Un alt parametru de interes pentru ohmetrul realizat este domeniul de măsură, intervalul în care poate măsura rezistenţa R_x. Conform relaţiei (5) domeniul de măsură pentru $R_x$va fi cuprins între valoarea zero şi valoarea $\frac{V_{out\_max}}{K}$, adică depinde de valoarea maximă a tensiunii pe care o poate avea tensiunea de la ieşirea ohmetrului. Valoarea maximă a tensiunii de ieşire este limitată de tensiunea de alimentare a amplificatorului operaţional. Această tensiune poate fi limitată şi de tensiunea de capăt de scară a voltmetrului, daca aceasta este mai mică decît tensiunea de alimentare a AO.

Schema din figura 9 se bazează pe configuraţia inversoare „clasică" a AO, alimentat de la o sursă dublă (+/- Vcc faţă de masă). Existenţa unei surse negative permite obţinerea unei tensiuni negative la ieşire atunci cînd intrarea este pozitivă. În cazul aparatelor portabile însă, alimentate de la o baterie, este neeconomică existenţa unei surse duble.

O soluţie este folosirea unei surse simple de valoare Vcc, şi împărţirea sa în 2 jumătăţi. Astfel se creează o masă locală, „convenţională" (masa pentru semnal), la mijlocul domeniului [0..V_{CC}] cu ajutorul unui divizor rezistiv.

Pe schema din figura 10, masa convenţională, de semnal, avînd simbolul se află la Vcc/2 mai jos faţă de borna (+) a sursei de alimentare, şi la Vcc/2 mai sus faţă de borna de masă a sursei de alimentare.

Prin urmare, am creat două surse, de valoare $+V_{CC}/2$ şi $-V_{CC}/2$ faţă de masa de semnal (referinţă atît pt. semnalul de intrare cît şi de ieşire), pornind de la sursa simplă. Deci, excursia maximă a acestor semnale va fi de +/- Vcc/2 în jurul acestei mase. Putem acum obţine atît tensiuni pozitive, cît şi negative la ieşire, faţă de masa de semnal .

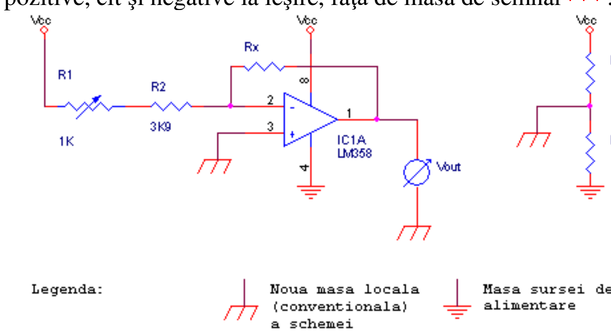


Figura 10: Ohmetru cu scara liniară, varianta cu sursă simplă

Pentru a nu complica schema cu o tensiune adiţională, vom folosi ca tensiune de referinţă, V_{ref} din figura 9 (de la intrare), valoarea Vcc/2 faţă de masa de semnal (adică Vcc faţă de masa de alimentare), deci aceeaşi tensiune ca şi borna 8 a AO. Voltmetrul se va conecta între ieşirea din AO şi masa şi va indica valori negative:

$$V_{out} = -\frac{V_{CC}}{2}\frac{R_X}{R_1+R_2} = -KR_X \quad (6)$$

Pentru o citire ușoară pe voltmetrul numeric, impunem $K=1V/K\Omega$. Întrucît tensiunea dată de sursa din laborator poate varia, am introdus semireglabilul R_1 prin a cărui reglare fină se va aduce valoarea lui K cît mai aproape de 1.

***Observație 1*:** Tensiunea de ieșire a AO nu poate depăși valoarea sursei de alimentare, adică +/- $V_{cc}/2$ față de . Dacă $K=1$ și V_{cc}=9V, rezultă că nu se pot măsura la aceasta schema rezistențe mai mari decît 4.5 KΩ ($R_{x\ cap\ scară} = 4.5K\Omega$). Pentru V_{cc} de la fiecare masă, aceasta valoare va varia corespunzător.

***Observație 2*:** Limita dată de observația 1 nu se atinge, deoarece AO folosit nu are o excursie liniară între valorile extreme ale tensiunilor sale de alimentare (- și +). La unele AO (de exemplu „clasicul" 741) există o diferență de cîțiva V între valoarea maximă a tensiunii care se poate obține la ieșire și tensiunea de alimentare. Prin urmare, dacă s-ar folosi 741 alimentat la 9V, tensiunea minimă de ieșire ar fi de circa 3..4V, și cea maximă 9-3..4 = 5..6V, deci doar circa +/- 1V în jurul valorii de mijloc, care este masa convențională ! Aceste circuite, de generații mai vechi, sînt proiectate explicit pentru a funcționa de la surse duble de valori relativ mari. Circuitul LM358 a fost ales pentru că este optimizat pentru a funcționa de la surse simple (*single supply* sau *single rail*), adică excursia tensiunii de ieșire specificată în catalog pentru alimentarea de la sursa simplă este între 0V și circa V_{cc}-1.5V. Există și AO care pot obține la ieșire tensiuni egale sau foarte apropiate de *ambele* tensiuni de alimentare (*rail-to-rail swing*).

Desfășurarea lucrării

1. ***Realizarea unui ohmetru numeric cu scară liniară***

Se dorește implementarea unui ohmetrului numeric cu scară liniară prezentat în figurile 9 și 10. Se va regla din potențiometru o scară $K=1V/K\Omega$ pentru ohmetrul realizat.

a) *realizarea si etalonarea ohmetrului:*

Se realizează pe machetă schema din figura 10. Se folosește unul dintre cele 2 amplificatoare operaționale disponibile în capsula circuitului LM358. Dispunerea terminalelor este dată în figura 11. Conectarea semireglabilului se va face folosind pinul din mijloc (cursorul) și oricare dintre ceilalți 2 pini. Pentru crearea masei se pot folosi orice valori de rezistențe egale de precizie 1% disponibile, de ordinul KΩ (nu doar 4K99).

Atenție! *Se verifică cu voltmetrul valoarea și polaritatea sursei de alimentare, reglată la* ***valoarea în functie de nr. mesei****, înainte de a alimenta montajul. De asemenea, verificați că la* ***borna neagră*** *a plăcii de test (masa sursei de alimentare) să fie conectată numai sursa, rezistența R4, și pinul 4 al AO. Nu legați din greșeală și masa de semnal tot la această bornă ! Masa de semnal este la Vcc/2 de masa „reală" (borna neagră), deci este masă doar din punct de vedere al semnalului de ieșire. Alegeți altă bornă a plăcii de test pentru a conecta masa*

Atenție! *Pentru a măsura tensiunea de ieșire (negativă), crocodilul negru al voltmetrului se leagă la masa de semnal , conform schemei ! verificați apoi că pe pinii 8, respectiv 4 ai AO măsurați +/- Vcc/2 .*

Pentru etalonare, se introduce în locul lui R_x o rezistență de precizie de 1.00KΩ (sau altă valoare între 1..3KΩ disponibilă la masă, dar obligatoriu de toleranță de 1% - nu are sens să

încercăm să etalonăm un aparat folosind un etalon imprecis!). Dacă rezistența etalon are X.YZ kΩ, se rotește semireglabilul pînă cînd tensiunea indicată pe voltmetru este -X.YZ V. Se obține în felul acesta o scară $K=1V/K\Omega$ pentru ohmetru.

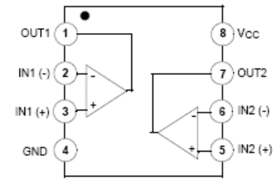


Figura 11: Circuitul integrat LM358

b) Se deconectează rezistența de precizie, folosită pt. etalonare, și se conectează pe rînd în locul ei două rezistențe la alegere, de valori mai mici decît 3.3KΩ. Citind pe afișajul voltmetrului, se determină valorile celor două rezistențe $R_{x1,2\ mas.}$

Se deconectează rezistențele din montaj și se măsoară $R_{x1,2real}$ folosind ohmetrul multimetrului. ***Atenție!*** *nu încercați să măsurați o rezistență conectată in circuit ! rezistența se va deconecta pentru a fi măsurată.* Se calculează erorile relative.

c) Se măsoară $V_{out,max}$ la ieșirea schemei. Cum se obține $V_{out\ max}$? Utilizînd această valoare măsurată, se calculează valoarea de cap de scară $R_{X,CS\ măs}$ care poate fi măsurat cu acest ohmetru.

d) Se măsoară la ohmetrul multimetrului o rezistență R_{x3} între 5..10KΩ; ce valoare indică ohmetrul nostru ($R_{x3\ mas}$)? Calculați eroarea față de valoarea reală. De ce este mult mai mare decît la punctul b)? Pentru a explica eroarea obținută, se măsoară, folosind ohmetrul multimetrului, valoarea la care s-a reglat potențiometrul pentru etalonare, precum si R_2 de pe schemă (scoase de pe placă). Se măsoară și valoarea tensiunii de alimentare. Pe baza lor, din relația (6) se calculează apoi rezistența $R_{X,CS\ calc}$. Cum este $R_{x\ cap\ scară}$ față de $R_{x3\ real}$?

e) Identificați și explicați cauzele de erori ale acestei scheme.

2. ***Măsurarea unor rezistențe mici***

Se vor folosi și compara conexiunea bipolară (2T) și cea cuadripolară (4T) pentru măsurarea rezistențelor de valori mici. Pentru măsurarea bipolară se folosește ohmetrul numeric, și pt. cuadripolară, LCR-metrul (la care se setează modul de afișare **-> VALUE**)

a) Se măsoară în modul bipolar (2T - ohmetru) și cuadripolar (4T - LCR-metru) 4 rezistențe: un fir de lungime de ordinul cm (rezistență de valoare f. mică) și 3 rezistențe fizice de valori *aproximativ* R1=1Ω, R2=10Ω, R3=50Ω (se vor nota valorile nominale folosite). Vom considera că valoarea reală este cea indicată de LCR-metru, înainte de măsurătoare ***verificați*** *că unind crocodilii LCR-metrului valoarea indicată este aproape de 0*, în caz contrar este o problemă cu conexiunile de măsură !

Se calculează eroarea relativă la măsurarea la ohmetru:

$$\varepsilon_R = (R_{2T} - R_{4T})*100/R_{4T} \quad [\%]$$

Observați că pt. valorile foarte mici (în special pentru rezistența firului) erorile la 2T sînt foarte mari, ceea ce era intuitiv, căci încercăm să măsurăm rezistența unui fir folosind alte două fire (sondele de măsură) mai lungi decît el !

Explicați de ce am făcut presupunerea de mai sus (valoarea măsurată în 4T este cea reală).

b) Pentru a măsura rezistențe mici atunci cînd este disponibilă doar conexiunea 2T se poate realiza *corecția erorii sistematice*, considerînd că aceasta este dată în principal de rezistența sondelor de măsură (cabluri): se conectează crocodilii ohmetrului direct între ei. Se notează valoarea indicată ΔR, care nu va fi zero.

Se încearcă determinarea mai precisă a valorii rezistențelor decît la punctul a în conexiunea 2T, făcînd corecția erorii sistematice (se scade valoarea rezistenței cablurilor cu crocodili din valoarea rezistenței 2T). Se determină eroarea relativă a acestei valori față de valoarea 4T:

$$\varepsilon'_R = (R_{2T\ corectat} - R_{4T})\ *100/\ R_{4T} \qquad [\%]$$

Se constată că această eroare este mai mică, totuși, nu este nulă; rezultă că această metodă de corecție nu este la fel de bună ca măsurarea cuadripolară de la a). *Explicați de ce, în special în cazul rezistențelor f. mici (rezistența firului).*

3. *Măsurarea unor condensatoare şi bobine*

a) *măsurarea capacităților*

Se măsoară 3 capacități existente la masă:

- un condensator stiroflex (polistiren) de 100 ... 330pF
- un condensator ceramic multistrat de 10nF... 100nF
- un condensator cu poliester sau polipropilenă de 47nF... 470nF

Figura 12: condensatoare: ceramice, stiroflex, poliester, polipropilenă

- Se notează valoarea nominală C_{NOM}. Dacă nu este scrisă explicit unitatea de măsură (de ex. 1uF) ci doar o valoare numerică ABC, se citește AB*10^C [pF]. De exemplu 101= 10*10^1=100pF.
- Se măsoară folosind modul „capacitate” al multimetrului numeric (DMM=*Digital MultiMeter*) valoarea C_{DMM}
- Apoi se măsoară la LCR-metru. Se trece în modul **MODE -> C/D**, model serie (**CIRCUIT->SERIES**) și se notează valorile C_s și D. Se selectează apoi modelul paralel (**CIRCUIT -> PARALL**) și se notează valoarea C_p. Valoarea lui D este aceeași. Se calculează $Q = \frac{1}{D}$.

Cum sînt *în general* factorii de calitate ai condensatoarelor? ce tip de condensator are Q cel mai mare ? Cum sînt valorile C_s și C_p? De ce? Dintre cele două, ce valoare măsoară DMM?

b) *măsurarea inductanţelor*

Se măsoară inductanța existentă la masă la LCR-metru (*Atenţie! Inductanţele disponibile în laborator arată ca nişte rezistenţe un pic mai groase, marcate în codul culorilor*). Se citeşte valoarea nominală (în codul culorilor).

Se trece în modul **MODE -> L/Q** și se măsoară pentru inductanță modelul serie (L_s și Q), (**CIRCUIT->SERIES**), și modelul paralel (L_p și Q), (**CIRCUIT -> PARALLEL**). Se determină valoarea rezistenței R_s din definiția factorului de calitate. Se calculează Q_{calc} folosind relația de legătură între modelul serie și modelul paralel (relația 1). Se compară Q cu Q_{calc}.

Cum sînt, în general, valorile Q *uzuale* la bobine față de cele de la condensatoare (nu ne referim la cazuri speciale)?

Se măsoară bobina (**MODE -> L/Q, CIRCUIT->SERIES),** la frecvențele $f_1 = 1kHz$,$f_2 = 10kHz$, $f_3 = 33kHz$, $f_4 = 66kHz$, $f_5 = 100kHz$. Frecvența se modifică apăsînd tasta **FREQ**, se introduce valoarea dorită în KHz și apoi se apasă tasta **ENTER**. Cum variază L cu frecvența ? Explicați rezultatele obținute. Modelul reactorului disipativ (L,R) este suficient pentru a modela teoretic acest efect? Cum trebuie completat modelul? Desenați schema echivalentă a modelului completat.

c) Se măsoară inductanța (parazită) a unei *rezistențe* de valoare mică (<100Ω) disponibilă (**MODE -> L/Q, CIRCUIT->SERIES**) la frecvența de 100KHz. Care este cauza principală a apariției inductanței parazite la rezistențele de acest tip ?

4. *Măsurarea unui grup RC*

Se măsoară un grup RC serie, realizat pe *placa de test*, la frecvențele de 1KHz și 100KHz. Se va folosi un condensator de valoare mare (≥ 47nF) și o rezistență de 22...56Ω. Se notează valorile lor nominale. Pentru grupul rezultat, se măsoară capacitatea în **MODE -> C/D :** C_s, C_p și D. Se determină Q folosind valoarea măsurată pentru D. Se calculează Q_{calc} folosind relația de legătură între modelul serie și modelul paralel (relația 1). Se compară Q_{calc} cu Q.

Se determină rezistența grupului RC: se trece în modul de afișare **MODE -> C/R** și se determină valoarea rezistenței pentru modelul serie (R_s) respectiv modelul paralel (R_p).

Urmărind tabelul, care dintre valorile (C_S, C_P) respectiv (R_S, R_P) variază mai mult cu frecvența, și de ce ?

Indicație**: circuitul fizic realizat este serie. Măsurarea în mod serie (SERIES***) a unui circuit serie este măsurarea unui circuit real. În schimb, măsurarea în mod paralel (***PARALL.***) este măsurarea unui circuit* ***echivalent***. *Argumentați pe această bază, care dintre valori variază cu frecv. și de ce.*

5. *Măsurători asupra unui grup LC serie*

a) **Se măsoară comportarea în frecvență a unui grup LC serie**, realizat pe *placa de test*. Se folosește bobina disponibilă si condensatorul de valoare mare (≥ 47nF). Mai întîi se măsoară separat cele 2 componente L,C la LCR-metru la frecvența de 1KHz, și se calculează frecvența de rezonanță $f_{r\ calc}$ (relația 3). Dacă aceasta nu este în intervalul (5, 66KHz), se aleg alte valori L,C.

Se marchează aproximativ valoarea acestei frecvențe sub forma unui asterisc * pe „axa” frecvențelor, reprezentată de linia orizontală de sus a tabelului.

Se măsoară, pe rînd, inductanța (echivalentă) și apoi capacitatea (echivalentă) a circuitului LC *serie* la următoarele frecvențe: $f_1=1kHz$ $f_2=5kHz$, $f_3=12kHz$, $f_4=30kHz$, $f_5=66kHz$, $f_6=100kHz$. Măsurătorile se vor face în modurile de măsură **MODE -> L/Q**, **CIRCUIT->SERIES**, respectiv **MODE -> C/D**, **CIRCUIT->SERIES**.

Ce se întîmplă cu natura impedanței echivalente a grupului (inductivă sau capacitivă) atunci cînd frecvența de măsură depășește frecvența de rezonanță (punctul îngroșat desenat de voi) ?

b) **Determinarea factorului de calitate la rezonanță**

Se completează circuitul cu o rezistență R de aproximativ 33...60 Ω a.î. să devină un circuit RLC serie. Se conectează circuitul la bornele generatorului precum în fig. 3. Se conectează osciloscopul la bornele C pentru a măsura U_C . Desenați schema cu valorile pieselor.

***Indicație**: dpdv teoretic un circuit RLC serie se poate realiza punînd componentele în orice ordine, de exemplu LCR, CLR etc. Dpdv practic observați că atît generatorul cît și osciloscopul folosesc mufe BNC la care ecranul exterior (cilindrul metalic) este conectat la împămîntarea aparatului (și toate împămîntările aparatelor sînt conectate împreună prin ștekerele de priză de tip „schuko"). Aceasta corespunde schemei din fig. 3 în care condensatorul și generatorul au o bornă comună, și anume cea de jos (masa=împămîntarea). Dacă, însă, ați încerca conectarea în ordinea RCL (de exemplu), s-ar constata că L are o bornă comună cu generatorul, nu C. În acest caz, nu ar mai fi posibilă măsurarea U_C cu osciloscopul care are mufe BNC, căci conectînd borna de masă a osciloscopului la borna comună L,C s-ar scurtcircuita condensatorul. Măsurarea ar fi posibilă doar cu un aparat flotant cum este voltmetrul numeric de pe masă, la care nici una din cele 2 borne nu este conectată la împămîntarea aparatului.*

Se măsoară Q_C al condensatorului la rezonanță astfel:

- Se conectează circuitul la generator, se reglează acesta la o amplitudine U_{PP}=400mV_{PP} și o frecvență f=$f_{r\,calc}$ calculată pt. circ. LC (f. de rezonanță nu este afectată de prezența R).
- Se conectează osciloscopul pentru a măsura U_C (atenție la indicația anterioară). Se reglează *fin* frecvența de la generator (tastele săgeți ◄► și reglajul rotativ) pînă cînd amplitudinea tensiunii U_C atinge maximul. Se notează $U_{C\,max}$
- Se conectează osciloscopul pt. a măsura amplitudinea de la generator U_{alim}
- Se calculează Q_C din val. măsurate (relația (2)).

***Observație**: la rezonanță, reactanța condensatorului și bobinei se anulează reciproc și impedanța echivalentă din circuit este doar R (la care se adaugă rezistența internă a generatorului, care este 50Ω). Rezistențele fiind mici, s-ar putea ajunge la intensități mari de curent care să ardă bobina, care este de putere mică. Acesta este motivul pt. care s-a ales o tensiune de alimentare foarte mică.*

c) **determinarea Q prin metoda dezacordului de frecvență**

Se folosește principiul ilustrat în fig. 4. Se reconectează osciloscopul pentru măsurarea U_C. Față de frecvența de rezonanță $f_{r\,măs}$ se caută cele 2 frecvențe f_1 și f_2 la care amplitudinea scade

la -3dB la stînga și dreapta maximului. (valoarea 0.707·$U_{c\,max}$). Se calculează banda la -3dB: B=f_2-f_1 .

Se calculează $Q_{dezacord}$= $f_{r\,măs}$/B.

Întrebări pregătitoare

1. Pentru o bobină se măsoară L_p=400mH și Q=50, la frecvența f=1kHz. Să se determine rezistența R_p și valoarea bobinei pentru modelul serie, L_s.
2. Să se calculeze factorul de calitate pentru un grup RC serie avînd C_s=10nF și R_s=50Ω, la f=1kHz.
3. Să se calculeze factorul de calitate pentru un grup RC paralel avînd C_p=10nF și R_s=1MΩ, la frecvența 1kHz.
4. Se dă un grup LC cu L=1mH și C=100/4π^2 nF. Să se calculeze frecvența de rezonanță a grupului.
5. Se dă un grup LC cu L=10mH și C=1/4π^2 nF. Să se calculeze impedanța circuitului la f=1kHz
6. Pentru o bobină se măsoară L_s=10mH și Q=10, la frecvența f=1kHz. Să se determine rezistența R_s și valoarea bobinei pentru modelul paralel, L_p.
7. Pentru un condensator se măsoară C_s=200nF și Q=1000, la frecvența f=10kHz. Să se determine rezistența R_s și tangenta unghiului de pierderi, $D=tg\delta$.
8. Se măsoară o rezistență folosind conexiunea bipolară (doar două terminale). Valoarea rezistenței este R=50Ω. Rezistența cablurilor este de 0,5Ω. Să se determine eroarea sistematică făcută la măsurarea rezistenței.
9. Pentru o impedanță inductivă se măsoară L_p=202mH și L_s=200mH. Să se determine factorul de calitate al impedanței.
10. Se dă un grup LC care are L=10mH și C=1nF. Să se calculeze frecvența de rezonanță a circuitului.
11. Pentru circuitul din figura 9 să se determine relația dintre rezistența R_x și tensiunea de ieșire.
12. Pentru circuitul din figura 9 să se determine domeniul de măsură pentru rezistența R_x, dacă tensiunea de alimentare este de +/-V_{cc}=+/-5V, rezistența R_1=10kΩ iar voltmetrul are U_{CS}=10V.
13. Să se determine eroarea pe care o face voltmetrul din figura 9 la măsurarea unei rezistențe Rx=500Ω, dacă sursa de tensiune este U_{ref}=5V±1%, rezistența R_1=5kΩ±1%, iar voltmetrul are U_{CS}=10V și clasă de precizie C=0,5%.
14. Un grup LC are L=1mH și C=1nF. Să se determine frecvența de rezonanță a grupului. Ce tip de impedanță va indica LCR metrul pentru o frecvență mai mare decît frecvența de rezonanță?
15. O inductanță are L=1mH și capacitatea parazită C_p=30pF. Ce va indica un LCR metru pentru această inductanță la frecvența f=100kHz?
16. Pentru circuitul din figura 3 se cunosc E=10V, R=5kΩ. Voltmetrul are U_{CS} =3V. Indicația voltmetrului este U=1V. Să se determine R_x și R_{xCS} - rezistența de capăt de scară.