



UNIUNEA EUROPEANĂ



GUVERNUL ROMÂNIEI



Instrumente Structurale
2007-2013



Platformă de e-learning și curriculă e-content pentru învățământul superior tehnic

Elemente de Electronică Analogică

53. Amplificatoare elementare cu TBIP

Amplificatoare elementare in regim variabil

2. A. Parametrii de cuadripol ai tranzistorului bipolar

2. A. 1. Scopul lucrării experimentale

Determinarea experimentală a variației parametrilor de cuadripol ai tranzistorului bipolar în funcție de mărimile ce caracterizează punctul static de funcționare (curentul de colector și tensiunea pe joncțiunea colectorului), pentru conexiunile emitor comun și bază comună.

2. A. 2. Noțiuni teoretice

Parametrii de cuadripol ai tranzistorului bipolar se definesc pe schema din fig. (2.1) în care două din mărimile electrice ale cuadripolului sunt mărimi dependente, celelalte fiind independente:

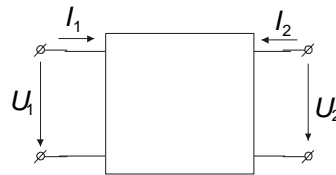


Fig.2.1

Parametrii hibridi sunt definiți din relațiile:

$$\begin{cases} U_1 = H_i I_1 + H_r U_2 \\ I_2 = H_f I_1 + H_o U_2 \end{cases} \quad (2.1)$$

iar parametrii de cuadripol Y din relațiile:

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 \\ I_2 = Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 \end{cases} \quad (2.2).$$

În analiza și proiectarea circuitelor cu tranzistoare bipolare care funcționează la frecvențe joase, este convenabilă utilizarea parametrilor hibridi, ușor de măsurat, iar la frecvențe mari sunt preferați parametrii Y pentru care se pot pune ușor în evidență conductanța în paralel cu capacitatea corespunzătoare.

Parametrii de cuadripol depind de punctul static de funcționare, dependența aceasta punându-se în evidență prin utilizarea circuitului echivalent Giacoletto, reprezentat în fig. (2.2), pentru conexiunea emitor comun; parametrii circuitului echivalent Giacoletto sunt independenți de frecvență până la valori ale frecvenței semnalului apropiate de f_α . Același circuit echivalent se poate desena și pentru conexiunea bază comună, ca în fig. (2.3).

Parametrii circuitului echivalent Giacoletto depind de punctul static de funcționare prin intermediul pantei S , direct proporțional cu curentul de colector al tranzistorului.

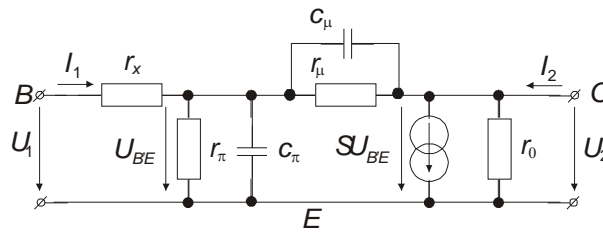


Fig.2.2

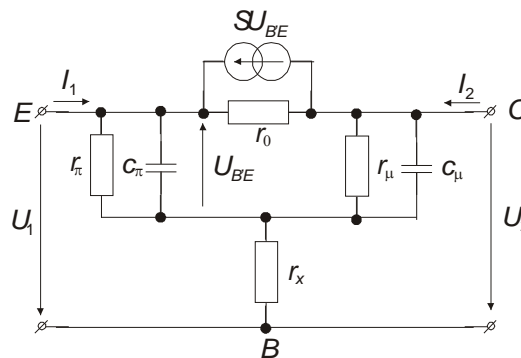


Fig.2.3

Se deduc relațiile:

$$r_{\pi} \cong \frac{\beta_0}{S} \quad (2.3)$$

$$S \cong \frac{\alpha_0 q}{kT} I_c \quad (2.4)$$

$$r_0 \cong K \frac{\alpha_0}{S} \quad (2.5)$$

$$\frac{1}{r_{\mu}} \cong g_{cn} - \frac{S}{\beta_0 K} \quad (2.6)$$

în care K este factorul de modulație a grosimii bazei (dependent de tensiunea de pe joncțiunea colectorului), α_0 este factorul de curent al tranzistorului în conexiunea bază comună iar g_{cn} este conductanța naturală a colectorului (și ea dependentă de punctul static de funcționare), toți acești parametri fiind parametrii circuitului echivalent natural Early al tranzistorului.

Factorul de curent al tranzistorului depinde de curentul de colector (atât la curenți mici datorită recombinării din regiunea de trecere cât și la curenți mari datorită scăderii eficienței emitorului) precum și de tensiunea de pe joncțiunea colectorului (datorită variației lungimii efective a bazei în funcție de aceasta).

Parametrul H_i se definește conform relației:

$$H_i = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} \quad (2.7)$$

La frecvențe joase, în schema echivalentă Giacoletto, reactanțele capacitive sunt neglijabile, astfel că se obține:

pentru conexiunea emitor comun:

$$h_i = r_x + \frac{r_{\pi} r_{\mu}}{r_{\pi} + r_{\mu}} \cong r_x + r_{\pi} \cong \frac{\beta_0}{S} \quad (2.8)$$

pentru conexiunea bază comună:

$$h_{ib} = \frac{1}{\frac{1}{r_0} + \frac{1 + S r_{\pi}}{r_{\pi} + r_x \parallel r_{\mu}}} \cong \frac{r_x + r_{\pi}}{S r_{\pi}} \cong \frac{r_x + r_{\pi}}{\beta_0} \quad (2.9)$$

(s-au folosit inegalitățile obișnuite între parametrii circuitului Giacoletto:

$r_x \ll r_{\pi} \ll r_0, r_{\mu}; \beta_0 \gg 1$, satisfăcute în majoritatea cazurilor).

Se constată o dependență invers proporțională de curentul de colector și o dependență mult mai mică de tensiunea de pe joncțiunea colectorului.

Parametrul H_f se definește conform relației:

$$H_f = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{U_2=0} \quad (2.10)$$

Din schema echivalentă Giacoletto, se deduc:

pentru conexiunea emitor comun:

$$h_f = \frac{S - \frac{1}{r_\mu}}{\frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{r_\mu}} \cong Sr_\pi \cong \beta_0 \quad (2.11)$$

pentru conexiunea bază comună:

$$h_{fb} = -\frac{S - \frac{1}{r_\mu}}{S + \frac{1}{r_\pi}} \cong -\frac{Sr_\pi}{1 + Sr_\pi} = -\frac{\beta_0}{1 + \beta_0} = -\alpha_0 \quad (2.12).$$

Se constată că dependența parametrilor de cuadripol de semnal mic, h_f , respectiv h_{fb} , de punctul static de funcționare este aproximativ aceeași ca și cea a factorilor de curent α_0 , respectiv β_0 .

Parametrul H_r se definește conform relației (2.13).

$$H_r = \frac{U_1}{U_2} \Big|_{I_1=0} \quad (2.13)$$

și, **pentru conexiunea emitor comun** a tranzistorului are expresia:

$$h_r = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_\mu} \quad (2.14)$$

fiind dependent atât de curentul de colector (în special prin r_π), cât și de tensiunea pe joncțiunea colectorului.

Parametrul Y_{21} se definește conform relației:

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0} \quad (2.15)$$

și are expresiile:

pentru conexiunea emitor comun:

$$y_{21e} = \frac{S - \frac{1}{r_\mu}}{1 + \frac{r_x}{r_\pi \parallel r_\mu}} \cong \frac{S}{1 + \frac{r_x}{r_\pi}} \cong \frac{\beta_0}{r_x + r_\pi} \quad (4.16)$$

pentru conexiunea bază comună:

$$y_{21b} = - \left(\frac{1}{r_0} + \frac{1}{r_\pi + r_\mu + \frac{(r_\pi + r_\mu)}{r_x}} + \frac{Sr_\pi}{r_\pi + r_x \parallel r_\mu} \right) \cong - \frac{S}{1 + \frac{r_x}{r_\pi}} \quad (2.17).$$

Se constată că $y_{21e} \cong y_{21b}$, iar dependența lor de punctul static de funcționare este descrisă prin dependența parametrilor S și r_x în funcție de curentul de colector I_c și de tensiunea de pe joncțiunea colectorului; la curenți de bază relativ mici, rezistența distribuită a bazei este constantă.

Parametrii de cuadripol prezentați mai sus sunt dependenți de frecvență, de aceea măsurarea lor trebuie să se facă la o frecvență a semnalului la care reactanțele capacităților din circuit să poată fi neglijate.

Măsurarea parametrilor de cuadripol se face cu ajutorul schemei din fig. (2.4).

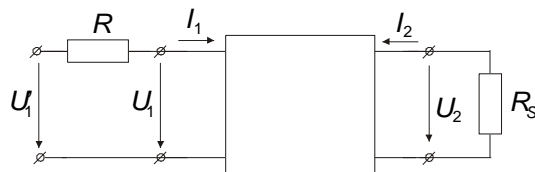


Fig.2.4

Cu notațiile din fig. (2.4) și cu relațiile (2.1) și (2.2) se deduc următoarele expresii:

amplificarea de curent:

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{H_i}{1 + H_o R_s} \quad (2.18)$$

impedanța de intrare:

$$Z_i = \frac{U_1}{I_1} = \frac{H_i + R_s \Delta H}{1 + H_o R_s} \quad (2.19)$$

transadmitanța:

$$Y_{tr} = \frac{I_2}{U_1} = \frac{Y_{21}}{1 + Y_{22} R_s} \quad (2.20)$$

unde ΔH este determinantul parametrilor H , iar aceștia pot fi parametrii hibridi ai tranzistorului în oricare din conexiuni.

Dacă R_s are valori foarte mici, atunci se pot neglija termenii $H_o R_s$ și $Y_{22} R_s$ în comparație cu 1 și $R_s \Delta H$ în comparație cu H_i , astfel încât se deduc relațiile:

$$H_f = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{R_s \rightarrow 0} \quad (2.21)$$

$$H_i = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{R_s \rightarrow 0} \quad (2.22)$$

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{R_s \rightarrow 0} \quad (2.23)$$

Întucât I_1 și I_2 nu pot fi mășurați direct, pentru schema din fig. (2.4) se obțin următoarele relații de calcul:

$$H_f = \frac{U_1}{U'_1 - U_1} \frac{R}{R_s} \quad (2.24)$$

$$H_i = \frac{U_1}{U'_1 - U_1} R \quad (2.25)$$

$$Y_{21} = \frac{U_2}{U_1} \frac{1}{R_s} \quad (2.26).$$

Pentru ca măsurătorile să fie corecte, este necesar ca $R_S \rightarrow 0$ (în lucrare $R_S = 100 \Omega$) iar rezistența de polarizare a bazei să fie cât mai mare în comparație cu H_i (în lucrare se folosesc generatoare de curent pentru polarizare).

Parametrul h_r se determină prin aplicarea unei tensiuni pe colectorul tranzistorului (emitorul fiind la masă) și măsurarea tensiunii obținută la intrare; și aici se impune condiția ca rezistența de polarizare a bazei să fie foarte mare.

Se obține relația:

$$h_r = \frac{U_1}{U_2} \quad (2.27)$$

U_2 fiind tensiunea aplicată de la generator, la ieșire.

2. A. 3. Desfășurarea lucrării experimentale

Se identifică montajul din fig. (2.5). Tranzistorul de testat, T , are terminalele accesibile la bornele 6 (baza), 7 (emitorul) respectiv 8 (colectorul).

Pentru polarizarea tranzistorului de folosesc generatoare de curent realizate cu tranzistoarele T' și T'' ; tensiunea de alimentare a generatorului de curent se ia între 5 și 10 V (cu + la borna 2 pentru conexiunea emitor comun respectiv cu - la

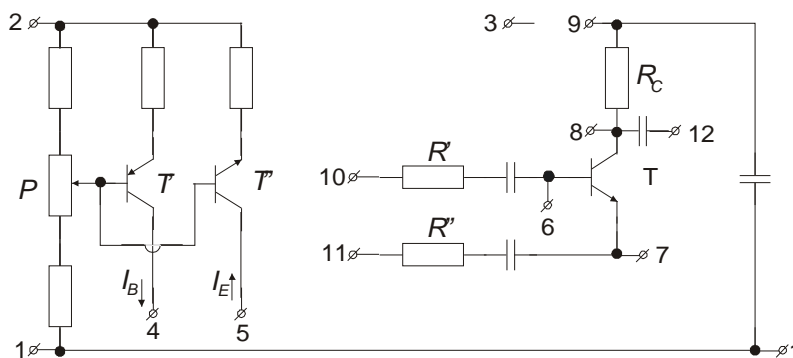


Fig.2.5

borna 2 pentru conexiunea bază comună). Curentul se reglează cu potențiomerele P .

Astfel, conexiunea emitor comun a tranzistorului T se realizează cuplând borna 7 la masă (borna 1) și legând împreună bornele 4 și 6. Polarizarea colectorului se face la borna 3 cu tensiunea pozitivă față de masă, prin intermediul unui miliampermetru conectat între bornele 9 și 3. Curentul de bază se reglează cu potențiometrul P și din sursa de alimentare aplicată la borna 2.

În mod asemănător, conexiunea bază la masă se realizează cuplând borna 6 la masă (borna 1) și bornele 5 și 7 împreună; curentul de emitor se reglează din aceleși potențiometru P .

În ambele cazuri, tensiunea se măsoară la bornele 8 față de masă.

Semnalul variabil sinusoidal, U'_1 , de frecvență 1 kHz, se aplică la borna 10 (pentru montajul emitor comun), respectiv la borna 11 (pentru conexiunea bază comună), tensiunea de la intrarea tranzistorului, U_1 , se măsoară la borna 6 (pentru conexiunea emitor comun), respectiv la borna 7 (pentru conexiunea bază comună), iar tensiunea de ieșire se măsoară la borna 12.

Se realizează circuitul de polarizare pentru conexiunea emitor comun a tranzistorului; se alimentează circuitul cu $E_C = 5\text{ V}$ și se măsoară tensiunea U_{CE} care trebuie să aibă o valoare apropiată de E_C (căderea de tensiune continuă pe rezistența R_C fiind neglijabilă). Se aplică semnal sinusoidal de frecvență 1 kHz (la borna 10), a cărui valoare, U'_1 , se reglează în așa fel încât să se asigure pe bază $U_{1m} = 2\text{ mV}$ (valoare eficace). Se măsoară, cu un milivoltmetru electronic, tensiunile U'_1 și U_2 (tot valori eficace) pentru valorile curentului de colector date în tabelul (2.1).

U_{CE} (V)	5					1	2	5	1	20
I_C (mA)	0.	1	2	5	10	2				
	5									
U'_1 (mV)	Experime									

	nt		
	Simulare		
U_2 (mV)	Experime nt		
	Simulare		
h_i (k Ω)	Experime nt		
	Simulare		
h_f (-)	Experime nt		
	Simulare		
y_{21} (mS)	Experime nt		
	Simulare		

Tabelul 2.1. Parametrii de cuadripol ai tranzistorului bipolar

Se calculează paramerii h_i , h_f și y_{21} cu relațiile (2.24), (2.25) și (2.26) în care $R = R'$.

Se reglează curentul de colector la valoarea $I_c = 2$ mA (valoare ce trebuie menținută constantă permanent) și se alimentează colectorul cu tensiuni ce asigură pentru U_{CE} valorile din tabelul (2.1). Se măsoară U_1' și U_2 atunci când $U_1 = 2$ mV și apoi se calculează parametrii h_i , h_f și y_{21} cu aceleași relații pentru toate valorile tensiunii U_{CE} , completându-se tabelul (2.1).

Pentru conexiunea emitor comun se măsoară parametrul h_r , aplicând la borna 12 semnal sinusoidal de frecvență 1 kHz și valoare eficace $U_2 = 1$ V. Se măsoară tensiunea U_1 la intrarea tranzistorului, pe bază, la borna 6 și se calculează h_r cu relația (2.27).

Se efectuează simularea montajului, completandu-se tabelul (2.1) cu datele obținute și se calculează parametrii de cuadripol. Se compară rezultatele obținute.

Se realizează conexiunea bază comună a tranzistorului; se alimentează colectorul cu $E_C = 5$ V și se măsoară tensiunea U_{CE} care trebuie să fie la circa 5V.

Se aplică semnal sinusoidal la frecvența 1 kHz (la borna 11), a cărui valoare eficace U'_1 se reglează în așa fel încât $U_1 = 2$ mV. Se măsoară tensiunile U'_1 și U_2 pentru aceleași valori ale curenților de colector ca și în cazul conexiuni emitor comun, completându-se un tabel asemănător cu tabelul (2.1). Parametrii de cuadripol h_{ib} , h_{fb} și y_{21b} se vor calcula tot cu relațiile (2.24), (2.25) și (2.26) în care $R = R''$. Se determină parametri de cuadripol și se trec în tabel.

Se efectuează simularea montajului, completandu-se tabelul (2.1) cu datele obținute și se calculează parametrii de cuadripol. Se compară rezultatele obținute.

2. A. 4. Cuprinsul referatului

- schema montajului emitor comun;
- parametrii de cuadripol determinați în punctul static de funcționare caracterizat prin $I_C = 2$ mA și $U_{CE} = 5$ V, valori care vor fi folosite pentru normare;
- tabelul cu rezultatele măsurătorilor;
- variațiile relative (normate) ale parametrilor de cuadripol;
- variațiile relative (normate) ale parametrilor de cuadripol în funcție de curentul de I_C și de tensiunea U_{CE} reprezentate grafic la scară dublu logaritmică (pentru U_{CE} se ia scară liniară);
- valorilor măsurate pentru h_r ;
- schema montajului bază comună;
- parametrii de cuadripol determinați în punctul static de funcționare

caracterizat prin $U_{CB} = 5 \text{ V}$ și $I_C = 2 \text{ mA}$;

- tabelul cu rezultatele măsurătorilor și calculele efectuate și graficele corespunzătoare;
- calculul parametrilor h_{ib} , h_{fb} și y_{21b} pentru fiecare valoare a curentului de colector cu relațiile (2.8), (2.9) și (2.16) în care panta S se calculează cu relația (2.3), β_0 ia valoarea lui h_f obținută pentru cazul în care $I_C = 2 \text{ mA}$ și $U_{CE} = 5 \text{ V}$ iar $r_x = 30 \Omega$; se vor compara rezultatele cu valorile măsurate.

2. B. Tranzistorul bipolar in regim variabil

2. B. 1. Scopul lucrării experimentale

Se studiază funcționarea tranzistorului bipolar într-un circuit de amplificator elementar (montaj cu emitorul la masă) la semnale mici și se determină dependența principalilor parametri ai amplificatorului (amplificări de tensiune și de curent, impedanțe de intrare și de ieșire) de impedanța de sarcină și de frecvență.

2. B. 2. Noțiuni teoretice

Amplificarea de tensiune a amplificatorului cu un tranzistor în montaj emitor la masă (EM), a cărei schemă de principiu este dată în fig.(2.6), este data de relația:

$$A_u = -\frac{h_f Z_s}{h_i + Z_s \Delta h} \quad (2.28).$$

Se constată că, pentru $Z_s \rightarrow \infty$, amplificarea de tensiune tinde la valoarea

$A_{u\infty} = -\frac{h_f}{\Delta h}$, cea mai mare valoare care se poate obține, teoretic, cu un montaj elementar cu un tranzistor. Pentru valori mici ale impedanței de sarcină, Z_s , se poate neglija termenul $Z_s \Delta h$ față de h_i și amplificarea de tensiune rămâne proporțională cu impedanța de sarcină.

Deoarece:

$$S = \frac{h_f}{h_i} \quad (2.29)$$

S fiind panta tranzistorului, dependentă de punctul static de funcționare, pentru valori mici ale impedanței de sarcină, se poate scrie :

$$A_u \approx -SZ_S \quad (2.30)$$

relație care permite determinarea pantei tranzistorului.

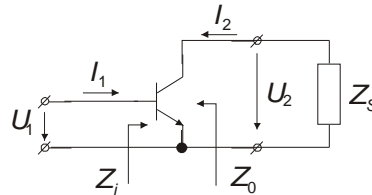


Fig.2.6

Pentru schema electrică din fig. (2.13), pe care se vor efectua măsurătorile, impedanța de sarcină a tranzistorului va fi formată din rezistența de sarcină a tranzistorului, R_S , în paralel cu rezistența, R_C , necesară pentru polarizarea tranzistorului, astfel că se va considera: $Z_S = R_S \parallel R_C$.

Determinarea amplificării de tensiune se face prin măsurarea tensiunilor și din fig. (2.6), aplicându-se relația:

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} \quad (2.31).$$

Impedanța de intrare a amplificatorului din fig. (2.6) este puțin dependentă de impedanța de sarcină, deoarece, în relația (2.32) termenii $Z_S h_o$ și $Z_S \Delta h$ pot fi neglijați pentru valori uzuale ale impedanței de sarcină Z_S :

$$Z_i = \frac{h_i + Z_S \Delta h}{1 + Z_S h_o} \quad (2.32).$$

Pentru valori mici (relativ mici) ale lui Z_S , se obtine :

$$Z_i = h_i \quad (2.33)$$

relație care permite măsurarea parametrului h_i .

Pentru schema electrică din fig. (2.13), impedanța de intrare măsurată este influențată de circuitul de polarizare; în cazul utilizării generatorului de curent de bază, având în vedere și valorile nu prea mari ale impedanței de intrare a tranzistorului, se poate aprecia că: $Z_{int} = Z_i$.

Conform definiției, impedanța de intrare în amplificator este:

$$Z_{\text{int}} = \frac{U_1}{I_1} \quad (2.34)$$

Curentul I_1 se măsoară indirect, așa cum rezultă din fig.(2.7) prin măsurarea căderii de tensiune la bornele unei rezistențe adiționale R' , astfel încât relația de calcul devine:

$$Z_{\text{int}} = \frac{U_1}{U'_1 - U_1} R' \quad (2.35)$$

Amplificarea de curent a amplificatorului din fig. (2.6) se calculează cu relația:

$$A_i = \frac{h_f}{1 + h_o Z_s} \quad (2.36)$$

și depinde de Z_s numai pentru valori mari ale acesteia.

Pentru valori mici ale impedanței de sarcină, se obține :

$$A_i = h_f \quad (2.37)$$

relație care permite determinarea parametrului h_f al tranzistorului considerat în conexiunea emitor comun.

Amplificarea de curent se determină tot cu schema din fig.(2.7), cu relația (2.38).

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_2}{Z_s} \frac{R'}{U'_1 - U_1} = \frac{U_2}{U'_1 - U_1} \frac{R'}{Z_s} \quad (2.38)$$

Impedanța de ieșire este dependentă de impedanța generatorului de semnal, conform relației:

$$Z_0 = \frac{h_i + Z_g}{1 + Z_g h_o} \quad (2.39)$$

și poate fi cuprinsă între limitele $\frac{h_i}{\Delta h}$ (pentru $Z_g = 0$) și $\frac{1}{h_o}$ (pentru $Z_g \rightarrow \infty$).

Pentru valori mari ale rezistenței generatorului de semnal, se obține relația aproximativă :

$$Z_0 \approx \frac{1}{h_o} \quad (2.40)$$

relație care permite determinarea parametrului h_o al tranzistorului considerat în conexiunea emitor comun.

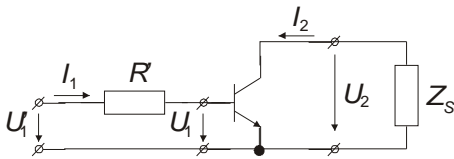


Fig.2.7

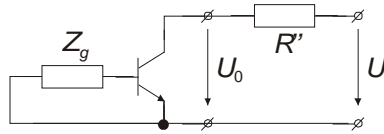


Fig.2.8

Măsurarea impedanței de ieșire se poate face cu schema din fig. (2.8), pentru care se deduce relația:

$$Z_0 = \frac{U_0}{U'_0 - U_0} R'' \quad (2.41)$$

Această metodă se poate aplica pentru circuitul din fig. (2.13), în care $R'' = R_C$, cu condiția ca între bornele 2 și 3 (la borna 3 se aplică generatorul de semnal, U'_0) să se introducă o bobină de șoc pentru a nu se scurtcircuita generatorul de semnal prin bateria de alimentare, dar care să asigure închiderea curentului continuu de colector al tranzistorului.

Impedanța de ieșire a amplificatorului se poate determina și cu schema din fig. (2.9), în care se măsoară tensiunea de ieșire în gol, U'_2 , pentru $R_S \rightarrow \infty$, respectiv în sarcină, U_2 , pentru $R_S = 20 \text{ k}\Omega$, menținând tensiunea generatorului de semnal constantă. Se obține:

$$Z_{ies} = R_S \left(\frac{U'_2}{U_2} - 1 \right) \quad (2.42)$$

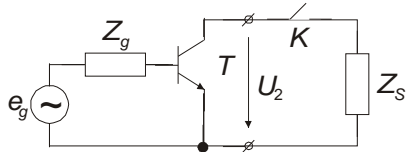


Fig.2.9

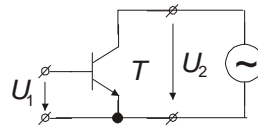


Fig.2.10

Impedanța de ieșire astfel calculată va fi formată din impedanța de ieșire din tranzistor, calculabilă cu relația (2.39), în paralel cu rezistența R_C (vezi fig. (2.13)), adică :

$$Z_{ies} = R_C \parallel Z_0 \quad (2.43)$$

În această metodă, rezistența finită a sursei de semnal, e_g , introduce erori în măsurarea dependenței impedanței de ieșire de impedanța Z_g , în special pentru valori mici ale acesteia.

Măsurarea parametrului h_r al tranzistorului se face conform schemei din fig. (2.10), în care se aplică tensiunea U_2 la ieșire și se măsoară tensiunea U_1 de la intrare, în gol. Rezultă :

$$h_r = \frac{U_1}{U_2} \quad (2.44)$$

Valoarea maximă a tensiunii de ieșire, ce se obține fără distorsiuni majore, este determinată atât de poziția punctului static de funcționare, cât și de rezistența de sarcină, așa cum se vede în fig. (2.11), unde, în planul caracteristicilor statice de ieșire ale tranzistorului, sunt trasate dreapta statică de funcționare, cu panta determinată de R_C și dreapta dinamică corespunzătoare impedanței de sarcină

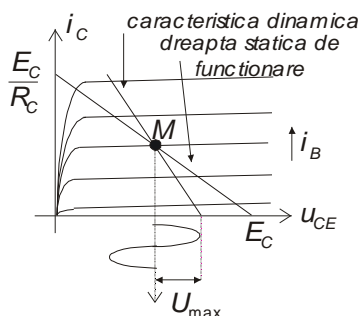


Fig.2.11

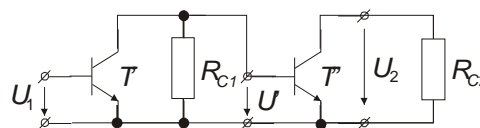


Fig.2.12

$R_C \parallel R_S$.

În cazul cuplării a două etaje în cascadă, amplificarea de tensiune a primului etaj este micșorată datorită încărcării pe care o produce cel de-al doilea etaj. Pentru circuitul din fig. (2.12) (schemă de principiu), amplificarea de tensiune va fi :

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U'} \frac{U'}{U_1} = A_{u1} A_{u2} = \frac{-h'_f Z_{S1}}{h'_i + Z_{S1} \Delta h'} \frac{-h''_f Z_{S2}}{h''_i + Z_{S2} \Delta h''} \quad (2.45)$$

unde:

$$Z_{S1} = R_{C1} \parallel Z''_{int} = R_{C1} \parallel R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel \frac{h''_i + R_{S2} \Delta h''}{1 + h''_o R_{S2}} \approx R_{C1} \parallel R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel h''_i \quad (2.46)$$

(s-a scris Z_{S1} pentru circuitul concret din fig. (2.13)), adică mai mică decât produsul amplificărilor calculate pentru fiecare etaj lucrând separat, în gol.

2. B. 3. Desfășurarea lucrării experimentale

Se identifică montajul din fig. (2.13) în care tranzistorul T_1 este testat. Pentru fixarea curentului de bază se folosește un generator de curent reglabil, realizat cu tranzistorul T_3 , impedența de ieșire oferită fiind de valoare foarte mare, pentru

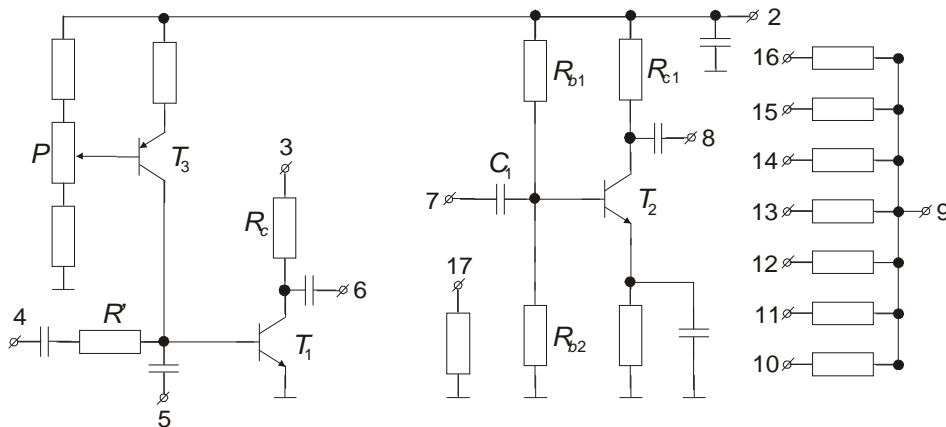


Fig.2.13

semnale variabile. Cel de-al doilea etaj este realizat cu tranzistorul T_2 .

Se conectează un miliampermetru între bornele 2 și 3, se alimentează cu tensiunea $E_c=25\text{ V}$ și se reglează curentul de bază al tranzistorului T_1 (cu potențiometrul P) până când $I_C=1\text{ mA}$ (sau $U_{CE}=5\text{ V}$). Deoarece parametrii de semnal mic ai tranzistorului depind puternic de punctul static de funcționare, în timpul efectuării măsurătorilor se va menține neschimbat punctul static de funcționare al primului tranzistor (pentru aceasta, se vor supraveghea, în permanență, fie curentul colector, fie tensiunea colector-emitor).

Se măsoară dependența de rezistența de sarcină a amplificării de tensiune, a amplificării de curent și a impedanței de intrare. Pentru aceasta, la borna 4 se aplică un semnal sinusoidal cu frecvența de 1000 Hz și cu valoarea eficace $U'_1=100\text{ mV}$. Se vizualizează, cu un osciloscop, tensiunea de ieșire și, dacă semnalul se limitează, se micșorează tensiunea de intrare U'_1 , notându-se valoarea ei, care va fi luată în calcule. Se măsoară tensiunile U_1 (borna 5) și U_2 (borna 6), conform schemei din fig. (2.7) pentru diferite valori ale rezistenței de sarcină. Se conectează borna 9 la masă și ieșirea aplicatorului (borna 6) se va conecta succesiv la bornele 10,11,...,16, realizând diferite impedanțe de sarcină. Rezultatele măsurătorilor se vor trece în tabelul 2.2.

Se vor reprezenta grafic, la scară logaritmică pe abscisă curbele $A_u(Z_s)$, $A_i(Z_s)$ și $Z_i(Z_s)$.

Se vor determina parametrii h_i (Z_i pentru $R_s=0$), h_f (A_i pentru $Z_s=100\ \Omega$), S (din A_u pentru $Z_s=100\ \Omega$) și se va verifica relația (2.29).

$R_s(\text{k}\Omega)$	0	0.1	0.2	0.5	1.05	2.2	6.8	20	∞
$Z_s(\text{k}\Omega)$	0	0.1	0.2	0.5	1	2	5	10	20
$U_1(\text{mV})$	Experiment								
	Simulare								
$U_2(\text{mV})$	Experiment								

	Simulare	
A_u	Experiment	
	Simulare	
A_i	Experiment	
	Simulare	
$Z_i(k\Omega)$	Experiment	
	Simulare	

Tabelul 2.2. Parametrii de regim variabil ai tranzistorului

Se măsoară dependența impedanței de ieșire de rezistența generatorului de semnal, R_g . În acest scop, se introduce în serie cu miliampermetrul o bobină de șoc, se aplică semnal sinusoidal la borna 3 de la un generator prin care nu poate circula curent continuu, cu valoarea eficace de 1 V și cu frecvența de 1000 Hz, iar borna 5 se cuplează succesiv la bornele 9,10,11,...,16. Se fac măsurători pentru $R_g=0$, pentru cele 7 valori ale rezistențelor aflate pe mintaj, pentru $R_g=100\text{ k}\Omega$ (borna 4 la masă) și pentru $R_g \rightarrow \infty$ (numai cu rezistența generatorului de curent din bază). Pentru fiecare valoare a rezistenței de generator, R_g , se măsoară, conform schemei de măsură din *fig.6.3*, tensiunile U_0 și U'_0 și se determină impedanța de ieșire cu relația (6.13), unde $R'' = R_c = 20\text{ k}\Omega$.

Dacă nu se poate folosi o bobină de șoc, atunci se determină impedanța de ieșire prin altă metodă, pentru care se aplică semnal sinusoidal de amplitudine constantă și de frecvență 1000 Hz la borna 9, iar borna 5 se cuplează succesiv la bornele 9 ($R_g=0$),10,11,...,16 și se măsoară tensiunea de ieșire de pe colector cu și fără rezistența de sarcină $R_s=20\text{ k}\Omega$ (borna 17). La fiecare valoare a rezistenței R_g , tensiunea de intrare, e_g (schema de măsură din *fig.6.4*) se reglează în așa fel încât

$U'_2=1000$ mV (în gol). Impedanța de ieșire, Z_0 , se deduce din relația $Z_{ies} = R_c \parallel Z_0$, unde Z_{ies} este impedanța de ieșire măsurată, afectată de rezistența R_c de polarizare și determinată cu relația (6.14).

Rezultatele măsurătorilor se trec într-un tabel și se va reprezenta grafic la scară logaritmică pe abscisă dependența $Z_0(R_g)$. Pentru parametrul h_{22} , se va adopta conform relației (6.2) inversul impedanței de ieșire determinate pentru $R_g \rightarrow \infty$.

4 Se măsoară parametrul h_{12} al tranzistorului, aplicând un semnal sinusoidal de valoare eficace $U_2=1000$ mV și frecvență 1000 Hz, la borna 6 și măsurând tensiunea obținută la intrarea tranzistorului (borna 5) în gol.

Având determinați toți parametrii h , se calculează cu ajutorul relațiilor (6.1), (6.5), (6.8), și (6.11) amplificările de tensiune și de curent și impedanța de intrare pentru $Z_s = R_c \parallel R_s = 10$ k Ω și, respectiv, impedanța de ieșire pentru $R_g = 10$ k Ω și, apoi, se compară cu măsurători directe efectuate la punctele 2 și 3.

5. Se conectează în cascadă cele două etaje de amplificare (bornele 6 și 7 împreună), se aplică la intrare (borna 5) semnal sinusoidal de frecvență 1000 Hz și cu o valoare eficace a tensiunii la ieșirea celui de-al doilea tranzistor de 1 V. Se măsoară, U_1 (borna 6) și U_2 (borna 8) și se determină amplificările A_{u1} și A_{u2} și amplificarea totală, A_u , verificându-se relațiile (6.17) și (6.18).

Se va presupune că tranzistorul T_2 este identic cu tranzistorul T_1 și lucrează într-un punct de funcționare apropiat de al acestuia, ceea ce se poate verifica prin măsurători simple în c.c.

6. Se reglează punctul de funcționare astfel încât $U_{CE}=10$ V (pentru tranzistorul T_1). Se aplică semnal sinusoidal de frecvență 1 kHz la borna 5 și se studiază efectul rezistenței de sarcină asupra tensiunii maxime ce poate fi obținută la ieșire fără distorsiuni majore ale formei de undă. Pentru fiecare rezistență de sarcină (borna 6 fiind cuplată succesiv la bornele 9,10,11,...,16, iar borna 9 la masă), se mărește tensiunea de intrare până când semnalul de ieșire începe să se

deformeze și se notează amplitudinea acestei tensiuni (măsurarea ei se poate face și direct cu ajutorul osciloscopului).

Se va reprezenta grafic la scară semilogaritmică $U_{max}(R_s)$.

Pentru $R_s=2.2\text{ k}\Omega$, se mărește tensiunea de intrare astfel încât semnalul de ieșire să fie distorsionat puternic. Se va desena forma de undă de la ieșire. Se va determina, teoretic, valoarea maximă a tensiunii de ieșire nedistorsionate pentru $R_s=20\text{ k}\Omega$ și se va compara cu valoarea măsurată.

7. Referatul va conține:

- schemele electrice ale celor două etaje de amplificare cu valorile tuturor elementelor;
- tabelul 6.1 cu valorile determinate pentru A_u, A_i și Z_i ;
- tabelul cu valorile determinate pentru Z_0 și schema care a fost folosită pentru această măsurătoare;
- curbele $A_u(Z_s), A_i(Z_s), Z_i(Z_s)$ și $Z_0(Z_g)$ reprezentate pe hârtie milimetrică la scară logaritmică pe abscisă și liniară pe ordonată; curbele se vor trasa printre puncte astfel încât să se obțină variațiile cunoscute teoretic;
- parametrii h ai tranzistorului determinați în lucrare și valorile calculate pentru A_u, A_i, Z_i și Z_0 în condițiile specificate la punctul 4;
- rezultatele măsurătorilor privind cuplarea în cascadă a celor două amplificatoare precum și calculele teoretice corespunzătoare;
- graficul $U_{max}(R_s)$, forma de undă de la ieșirea tranzistorului T_1 și calculul lui U_{max} pentru $R_s=20\text{ k}\Omega$.

C. Conexiunile fundamentale ale tranzistorului bipolar

1. Scopul lucrării: măsurarea performanțelor amplificatoarelor elementare realizate cu tranzistoare bipolare în cele trei conexiuni fundamentale precum și ale amplificatorului cu sarcină distribuită.

2. Cele trei scheme fundamentale și amplificatorul cu sarcină distribuită sunt prezentate în fig.7.1, sub forma schemelor de principiu. Pentru fiecare din ele se definesc :

-amplificarea de tensiune : $\frac{U_2}{U_1}$ (pentru Z_s dat) ;

-amplificarea de curent : $\frac{I_2}{I_1}$ (pentru Z_s dat) ;

-amplificarea de intrare : $\frac{U_1}{I_1}$ (pentru Z_s dat) ;

-
(pentru

amplificarea de ieșire :
 R_g dat) ;

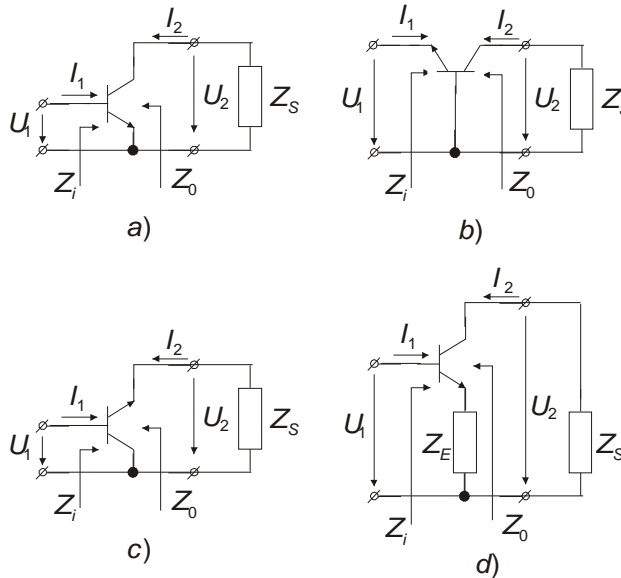


Fig.2.14

În ceea ce privește comportarea la frecvențe înalte, cele patru montaje sunt caracterizate prin frecvențe limite de sus de valori diferite (frecvențele la care modulul amplificării de tensiune scade cu 3 dB față de valoarea de la frecvențe medii).

3. Pentru cele patru scheme din fig.7.1, mărimile caracteristice (mai puțin frecvența limită de sus) se determină, teoretic, cunoscând parametrii h ai tranzistorului în punctul static de funcționare. În relațiile de calcul, date în tabelul 7.1, Z_s este impedanța de sarcină, Z_g este impedanța generatorului de semnal, care nu este reprezentată în fig.7.1. iar $[h]$ sunt parametrii hibridi ai tranzistorului în conexiunea EC în punctul static de funcționare considerat. În fiecare caz în parte sunt trecute și relațiile aproximative de calcul valabile dacă : $h_o Z_s \ll 1$, $h_r \ll 1$, $\Delta h \ll 1$, $h_f \ll 1$ condiții îndeplinite frecvent în practică (și în circuitul testat).

În tabel s-au folosit notațiile : $\Delta h = h_i h_o - h_r h_f$, $N = h_f + 1 - h_r + \Delta h$.

	EC	BC	CM
A_u	$-\frac{h_f Z_s}{h_i + \Delta h \cdot Z_s} \approx -S Z_s$	$\frac{(h_f + \Delta h) Z_s}{h_i + \Delta h \cdot Z_s} \approx S Z_s$	$\frac{(h_f + 1) Z_s}{h_i + (h_f + 1) Z_s} \approx 1$
A_i	$\frac{h_f}{1 + h_o \cdot Z_s} \approx h_f$	$-\frac{h_f + \Delta h}{N + h_o \cdot Z_s} \approx -1$	$-\frac{h_f + 1}{1 + h_o \cdot Z_s} \approx -h_f$
Z_i	$\frac{h_i + Z_s \cdot \Delta h}{1 + h_o \cdot Z_s} \approx h_i$	$\frac{h_i + Z_s \cdot \Delta h}{N + h_o \cdot Z_s} \approx \frac{1}{S}$	$\frac{h_i + N \cdot Z_s}{1 + h_o \cdot Z_s} \approx h_i + h_f Z_s$
Z_o	$\frac{h_i + R_g}{\Delta h + R_g \cdot h_o}$	$\frac{h_i + N \cdot Z_g}{\Delta h + Z_g \cdot h_o}$	$\frac{h_i + Z_g}{N + Z_g \cdot h_o} \approx \frac{1}{S} + \frac{Z_g}{h_f}$

Tabelul 7.1

A_u	$-\frac{Z_c}{Z_e}$
A_i	h_f
Z_i	$h_i + (h_f + 1)Z_e$

4. Pentru determinarea amplificării de tensiune, a amplificatorului de curent și a impedanței de intrare se folosește schema de măsurare din fig.7.2. Se deduc ușor relațiile : $A_u = \frac{U_2}{U_1}$ (7.1), $A_i = \frac{U_2}{U'_1 - U_1} \frac{R'}{R_S}$ (7.2), $Z_{int} = \frac{U_1}{U'_1 - U_1} R'$ (7.3).

În privința impedanței de intrare, se observă că, în cazul schemei concrete utilizate (fig.7.4), impedanța de intrare calculată cu relația (7.3) pentru schema din fig.7.2 este afectată de prezența circuitului de polarizare, astfel că, pentru montajele emitor la masă (EM), colector la masă (CM) și cu sarcină distribuită (SD), la care intrarea se face pe bază, se obține : $Z_{int} = Z_i \parallel R_{b1} \parallel R_{b2}$ (7.4) iar pentru montajul bază la masă, la care semnalul se aplică pe emitor, se obține:
 $Z_{int} = Z_i \parallel R_{e1}$ (7.4').

În aceste relații, Z_i este impedanță de intrare definită pentru schema de principiu din fig.7.1 și calculabilă cu relațiile din tabelul 7.1, pentru fiecare schemă în parte.

De asemenea, în tabelul 7.1, prin Z_s se va înțelege combinația, în paralel, a rezistenței de sarcină, R_s , adăugate din exterior și a rezistenței R_c (pentru montajele EM, BM, și SD), respectiv R_{e1} (pentru montajul CM), necesare pentru polarizarea corectă a tranzistorului în curent continuu.

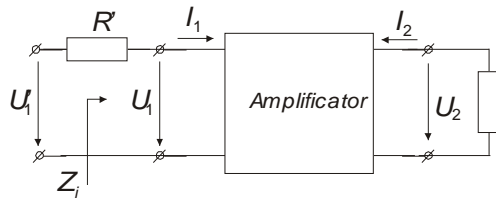


Fig.2.15

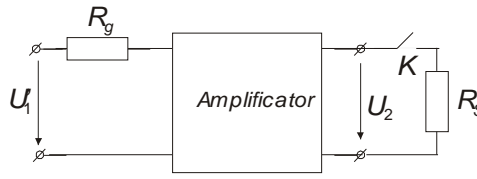


Fig.2.16

5. Pentru determinarea impedantei de ieșire se folosește schema de măsură din fig.7.3, în care R_g este rezistența de ieșire a generatorului de semnal. Se deduce relația: $Z_{ies} = R_s \left(\frac{A_\infty}{A} - 1 \right) = R_s \left(\frac{U_{2\infty}}{U_2} - 1 \right)$ (7.5) unde $U_{2\infty}$ este tensiunea de ieșire în gol ($R_s \rightarrow \infty$), iar U_2 este aceeași tensiune de ieșire măsurată cu rezistența de sarcină R_s , ambele pentru aceeași tensiune de intrare U_1' .

De remarcat faptul că impedanța de ieșire măsurată, Z_{ies} , este dată de impedanța de ieșire Z_0 definită pentru schema de principiu, în paralel cu rezistența R_c (pentru montajele EM, BM și SD), adică $Z_{ies} = Z_0 \parallel R_c$ (7.6) respectiv cu rezistența R_{e1} (pentru montajul CM), adică : $Z_{ies} = Z_0 \parallel R_{e1}$ (7.6').

6. Frecvența de tăiere superioară (frecvența limită de sus) se determină cu circuitul din fig.7.2, cu $R' = 0$ și fără rezistența de sarcină din exterior. Frecvența limită de sus se deduce din relația : $U_2(f_{\max}) = \frac{U_{20}}{\sqrt{2}}$ (7.7) unde U_{20} este valoarea tensiunii de ieșire în bandă (la 1kHz), la aceeași amplitudine a semnalului de intrare.

1. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

1. Se identifică montajul din fig.7.4, în care se folosește un tranzistor de tipul BC 108 B.

Se alimentează montajul cu $E_C = 18\text{ V}$ (la borna 2 față de masă) și se măsoară, cu un voltmetru de curent continuu, punctul static de funcționare. Întrucât se obțin $I_C = 2\text{ mA}$ și $U_{CE} = 5\text{ V}$ pentru verificarea rezultatelor experimentale, se vor lua parametrii h din catalog, adică $h_i = 4.5\text{ k}\Omega$, $h_f = 330$, $h_r = 2.8 \cdot 10^{-4}$, $h_o = 30\text{ }\mu\text{S}$.

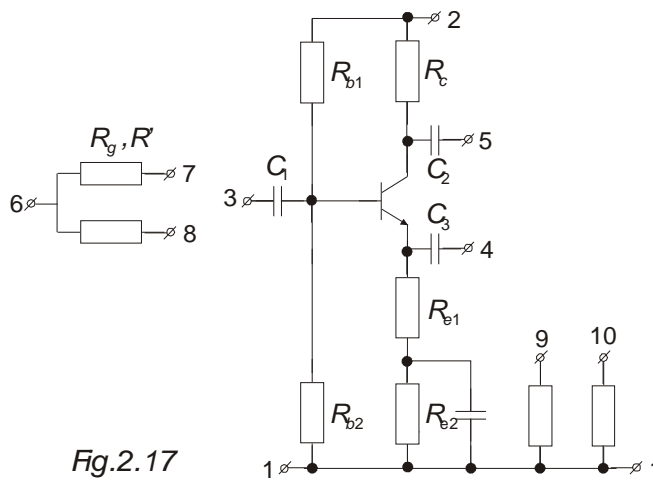


Fig.2.17

Se realizează, pe rând, cele patru scheme de amplificatoare elementare, EM, BM, CM, și SD, folosind, în mod convenabil, condensatoarele C_1 , C_2 și C_3 . Se vor măsura amplificarea de tensiune, amplificarea de curent și impedanța de intrare cu schema din fig.7.2, iar impedanța de ieșire cu schema din fig.7.3. Rezultatele se vor trece în tabelul 7.2, în care sunt precizate și nivelele de tensiune ce se aplică la intrarea fiecărui amplificator. În același tabel, se vor trece și rezultatele măsurării frecvenței limită de sus cu schema din fig.7.3.. Frecvența limită de sus se va măsura folosind etalonarea în dB a milivolmetrului de curent alternativ utilizat în lucrare .

3. Se calculează A_u , A_i și Z_i pentru valorile rezistenței de sarcină specificate în tabelul 7.2 precum și Z_0 impedanța de ieșie, pentru $R_g = 1 \text{ k}\Omega$, cu relațiile din tabelul 7.1; se calculează Z_{int} și Z_{ies} cu relațiile (7.4) și (7.4'), respectiv (7.6) și (7.6') și se completează tabelul 7.2.

4. Referatul va conține:

- schemele de măsurare și relațiile de calcul pentru amplificările de tensiune și de curent și pentru impedanțele de intrare și de ieșire;
- schema de măsurare a frecvenței limită de sus;
- tabelul 7.2 cu rezultatele măsurărilor;
- valorile calculate pentru A_u , A_i , Z_i , Z_0 , Z_{int} și Z_{ies} cu relațiile din tabelul 7.1 și cu celelalte relații de calcul date;
- comentarea eficienței formulelor aproximative pentru amplificările de tensiune și de curent și pentru impedanța de intrare.

$E_C = 18V, f = 1kHz$	EM	BM	CM	SD
$R'(k\Omega)$	56	1	56	56
$R_S(k\Omega)$	10	10	1	10
$U_1(mV)$	5	5	200	100
$U'_1(mV)$	experiment			
	simulare			
$U_2(mV)$	experiment			
	simulare			
A_u	experiment			
	simulare			
	teoretic			
A_i	experiment			
	simulare			
	teoretic			
$Z_{int}(k\Omega)$	experiment			
	simulare			
$Z_i(k\Omega)$	experiment			
	simulare			
	teoretic			

PSF	$I_C =$		$U_{CE} =$			
$E_C = 18V$ $f = 1kHz$			EM	BM	CM	SD
$A_u = \frac{U_2}{U_1}$ $A_t = \frac{U_2}{U_1 - U_1} \cdot \frac{R}{R_s}$ $Z_{int} = \frac{U_1}{U_1 - U_1} \cdot R$	R	k Ω	56	1	56	56
	R_s	k Ω	10	10	1	10
	U_1	mV	5	5	200	100
	U_1	mV				
	U_2	mV				
	A_u	-				
	A_t	-				
	Z_{int}	k Ω				
$Z_{tes} = R_s \left(\frac{U_{2\infty}}{U_2} - 1 \right)$	R_g	k Ω	1	1	1	1
	R_s	k Ω	10	10	1	10
	U_g	mV	5	2000	200	100
	U_2	mV				
	$U_{2\infty}$	mV				
	Z_{tes}	k Ω				
$U_{20} = U_2(1kHz)$ $U_2(f_{max}) = \frac{U_{20}}{\sqrt{2}}$	U_{20}	dB	0	0	-10	0
	U_2	dB	-3	-3	-13	-3
	f_{max}	kHz				
Se folosesc relațiile din tabelul 7.1 și celelalte formule din lucrare	A_u	-				
	A_t	-				
	Z_i	k Ω				
	Z_0	k Ω				
	Z_{int}	k Ω				
	Z_{tes}	k Ω				

Tabelul 7.2

Tabel 5.2 Determinarea amplificării de tensiune și de curent, precum și a impedanței de intrare