

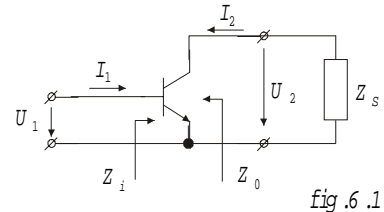
LUCRAREA NR.6

TRANZISTORUL BIPOLAR ÎN REGIM VARIABIL

1.Scopul lucrării : 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.Amplificarea de tensiune a amplificatorului cu un tranzistor în montaj emitor la masă (EM), a cărei schemă de principiu este dată în *fig.6.1*, definită prin raportul $\frac{U_2}{U_1}$ va fi

$$A_u = -\frac{h_{21}Z_S}{h_{11} + Z_S\Delta h} \quad (6.1). \quad \text{Se constată că, pentru } Z_S \rightarrow \infty,$$



amplificarea de tensiune tinde la valoarea $A_{u\infty} = -\frac{h_{21}}{\Delta h}$, 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_{11} și amplificarea de tensiune rămâne proporțională cu impedanța de sarcină. Deoarece $S = \frac{h_{21}}{h_{11}}$ (6.2), S fiind panta tranzistorului, dependentă de punctul

static de funcționare, pentru valori mici ale impedanței de sarcină, se poate scrie : $A_u \approx -SZ_S$ (6.3) relație care permite determinarea pantei tranzistorului.

Pentru schema electrică din *fig.6.8*, 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.6.1*, aplicându-se relația: $A_u = \frac{U_2}{U_1}$ (6.4).

3.Impedanța de intrare a amplificatorului din *fig.6.1* este puțin dependentă de impedanța de sarcină, deoarece, în relația (6.5) termenii $Z_S h_{22}$ și $Z_S \Delta h$ pot fi neglijați pentru valori uzuale ale impedanței de sarcină Z_S : $Z_i = \frac{h_{11} + Z_S \Delta h}{1 + Z_S h_{22}}$ (6.5).

Pentru valori mici (relativ mici) ale lui Z_S , se obține : $Z_i = h_{11}$ (6.5') relație care permite măsurarea parametrului h_{11} .

Pentru schema electrică din *fig.6.8*, 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: $Z_{\text{int}} = Z_i$.

Conform definiției, impedanța de intrare în amplificator este $Z_{\text{int}} = \frac{U_1}{I_1}$ (6.6).

Curentul I_1 se măsoară indirect, așa cum rezultă din *fig.6.2* prin măsurarea căderii de tensiune la bornele unei rezistențe adiționale R' , astfel încât relația de calcul devine $Z_{\text{int}} = \frac{U_1}{U'_1 - U_1} R'$ (6.7)

4. Amplificarea de curent a amplificatorului din fig.6.1 se calculează cu relația:

$$A_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}Z_S} \quad (6.8) \text{ și depinde de } Z_S \text{ numai pentru valori mari ale acesteia.}$$

Pentru valori mici ale impedanței de sarcină, se obține : $A_i = h_{21}$ (6.9) relație care permite determinarea parametrului h_{21} al tranzistorului considerat în conexiunea emitor comun.

Amplificarea de curent se determină tot cu schema din fig.6.2, cu relația:

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_2}{Z_S} \frac{R'}{U_1' - U_1} = \frac{U_2}{U_1' - U_1} \frac{R'}{Z_S} \quad (6.10)$$

5. Impedanța de ieșire este dependentă de impedanța generatorului de semnal, conform relației

$$Z_0 = \frac{h_{11} + Z_g}{1 + Z_g h_{22}} \quad (6.11) \text{ și poate fi cuprinsă între limitele } \frac{h_{11}}{\Delta h} \text{ (pentru } Z_g = 0) \text{ și } \frac{1}{h_{22}} \text{ (pentru } Z_g \rightarrow \infty).$$

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

$$Z_0 \approx \frac{1}{h_{22}} \quad (6.12) \text{ relație care permite determinarea parametrului } h_{22} \text{ al tranzistorului considerat în conexiunea emitor comun.}$$

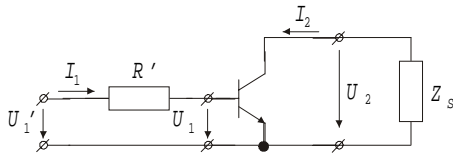


fig .6 .2

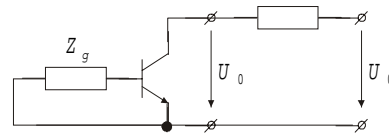


fig .6 .3

Măsurarea impedanței de ieșire se poate face cu schema din fig.6.3, pentru care se deduce

$$\text{relația: } Z_0 = \frac{U_0}{U_0' - U_0} R'' \quad (6.13)$$

Această metodă se poate aplica pentru circuitul din fig.6.8, 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 scurtecircuie generatorul de semnal prin bateria de alimentare, dar care să asigure închiderea curentului continuu de colector al tranzistorului.

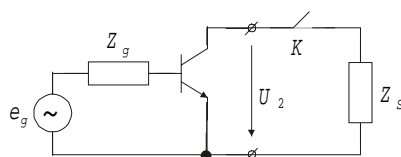


fig .6 .4

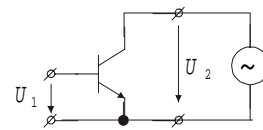


fig .6 .5

Impedanța de ieșire a amplificatorului se poate determina și cu schema din fig.6.4, 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.

$$\text{Se obține } Z_{ies} = R_S \left(\frac{U_2'}{U_2} - 1 \right) \quad (6.14).$$

Impedanța de ieșire astfel calculată va fi formată din impedanța de ieșire din tranzistor, calculabilă cu relația (6.11), în paralel cu rezistența R_C (vezi fig.6.8), adică $Z_{ies} = R_C \parallel Z_0$ (6.15).

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.

6. Măsurarea parametrului h_{12} al tranzistorului se face conform schemei din *fig. 6.5*, în care se aplică tensiunea U_2 la ieșire și se măsoară tensiunea U_1 de la intrare, în gol. Rezultă : $h_{12} = \frac{U_1}{U_2}$

(6.16).

7. 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. 6.6*, 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 $R_C \parallel R_S$.

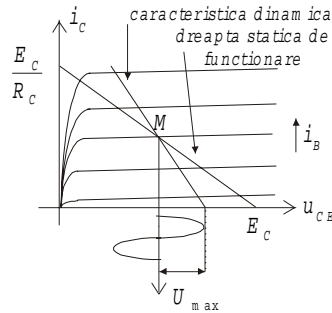


fig. 6.6

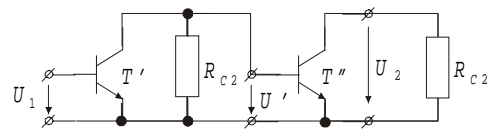


fig. 6.7

8. 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. 6.7* (schemă de principiu), amplificarea de tensiune va fi :

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U'} \frac{U'}{U_1} = A_{u1} A_{u2} = \frac{-h'_{21} Z_{S1}}{h'_{11} + Z_{S1} \Delta h'} \frac{-h''_{21} Z_{S1}}{h''_{11} + Z_{S1} \Delta h''} \quad (6.17) \quad \text{unde}$$

$$Z_{S1} = R_{C1} \parallel Z''_{int} = R_{C1} \parallel R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel \frac{h''_{11} + R_{S2} \Delta h''}{1 + h''_{22} R_{S2}} \approx R_{C1} \parallel R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel h''_{11} \quad (6.18)$$

(s-a scris Z_{S1} pentru

circuitul concret din *fig. 6.8*), adică mai mică decât produsul amplificărilor calculate pentru fiecare etaj lucrând separat, în gol.

DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

1. Se identifică montajul din *fig. 6.8* în care tranzistorul T_1 este testat. Pentru fixarea curentului de bază se folosește un generator de curent reglabil, realizat cu tranzistorul T_3 , impedanța de ieșire oferită fiind de valoare foarte mare, pentru semnale variabile. Cel de-al doilea etaj este realizat cu

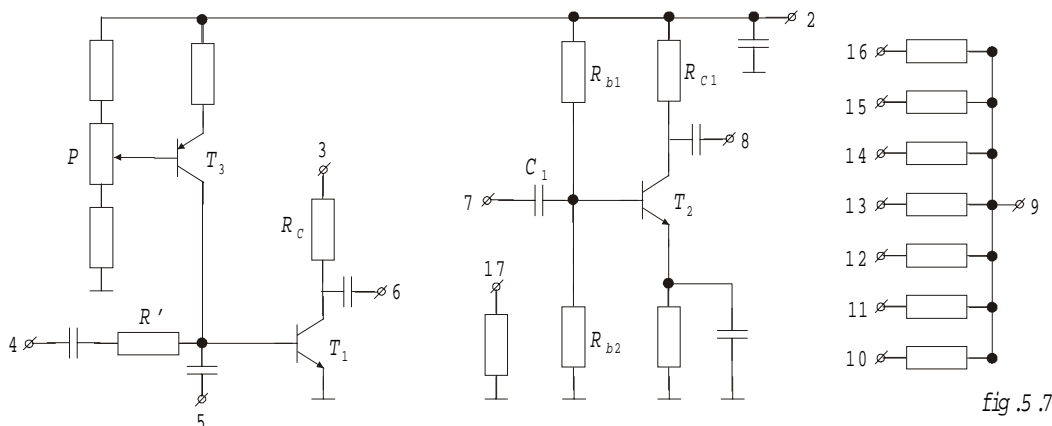


fig. 5.7

tranzistorul T_2 .

Se conectează un miliampermetru între bornele 2 și 3, se alimentează cu $E_C=25$ V și se reglează curentul de bază al tranzistorului T_1 (cu potențiometrul P) până când $I_C=1$ mA (sau $U_{CE}=5$ 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).

2. 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 $U'_1=100$ 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 calcul. Se măsoară tensiunile U_1 (borna 5) și U_2 (borna 6), conform schemei din fig.6.2 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 6.1.

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_{11} (Z_i pentru $R_s=0$), h_{21} (A_i pentru $Z_s=100 \Omega$), S (din A_u pentru $Z_s=100 \Omega$) și se vor verifica relația (6.2) de legătură dintre ei.

R_s	$k\Omega$	0	0.1	0.2	0.5	1.05	2.2	6.8	20	∞
Z_s	$k\Omega$	0	0.1	0.2	0.5	1	2	5	10	20
U_1	mV									
U_2	mV									
A_u	-									
A_i	-									
Z_i	$k\Omega$									

Tabelul 6.1

3. 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 $R_g=100$ k Ω (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 $R'' = R_c=20$ k Ω .

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 $R_s=20$ k Ω (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 $R_s = 2.2$ k Ω , 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 $R_s = 20$ k Ω 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 $R_s = 20$ k Ω .