

LUCRAREA 4

ETAJE FUNDAMENTALE REALIZATE CU TRANZISTOARE BIPOLARE

1 *Prezentare teoretică*

Amplificatorul reprezintă un diport liniar, semnalul de la ieșire fiind proporțional cu cel de intrare, dar de putere mai mare. Elementele active din componența diportului trebuie să lucreze liniar, ceea ce se obține dacă sunt îndeplinite condițiile de semnal mic. Distorsiunile ce apar se pot datora neliniarității caracteristicilor dispozitivelor (distorsiuni neliniare) sau pot fi distorsiuni liniare (de amplitudine sau de fază), ce pot apărea chiar în condițiile de semnal mic. După gama de frecvență în care pot fi utilizate, amplificatoarele se clasifică în: amplificatoare de audiofrecvență (câțiva Hz - 20 kHz), de videofrecvență (câțiva Hz - unități sau zeci de MHz), de radiofrecvență (o caracteristică de frecvență de tip rezonant în jurul unei frecvențe de sute kHz - MHz; se mai numesc și amplificatoare selective și de microunde).

Semnalele de intrare și de ieșire ale unui amplificator pot avea dimensiuni fizice diferite. Amplificatorul poate fi deci de tensiune, de curent, de transimpedanță sau transadmitanță.

Tranzistorul bipolar se conectează în etajele de amplificare în trei conexiuni fundamentale: emitor comun, bază comună și colector comun. Schema electrică a amplificatorului cu TB în conexiune EC se poate urmări în fig. 4.1. Se observă că PSF-ul tranzistorului este stabilit prin metoda cu divizare în bază și rezistență în emitor. Este o metodă eficientă din punct de vedere al stabilității PSF-ului cu temperatura. În acest scop, prin divizor trebuie să circule un curent mult mai mare ca I_B divizorul lucrând practic în gol:

$$I_{B_1} \cong I_{B_2} = \frac{E_C}{R_{B_1} + R_{B_2}} \quad (4.1)$$

$$V_B = E_C \frac{R_{B_2}}{R_{B_1} + R_{B_2}} \quad (4.2)$$

rezultă V_B independent de temperatură, ceea ce conduce, conform relației $V_B = V_{BE} + R_E I_E$, la un curent I_E aproximativ constant. Creșterea temperaturii determină mărimea lui b_0 , deci al lui I_E , generând astfel reducerea lui V_{BE} , deci al lui I_B și implicit revenirea curentului de emitor. Tensiunea colector-emitor nu va scădea cu temperatura, PSF-ul rămânând în RAN.

$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C \quad (4.3)$$

Efectul de stabilizare crește cu R_E , dar aceasta conduce la o tensiune nepractic de ridicată, pentru R_C și V_{CE} fixate. Se lucrează de obicei cu $R_E I_E \ll V_{CE}$.

PSF-ul M (V_{BE} , I_B , V_{CE} , I_C) se alege în zona centrală a RAN în scopul obținerii unei puteri utile cât mai mari, fără a părăsi această regiune.

Rezistența R_C se alege astfel încât căderea de tensiune continuă pe ea să fie V_{CE} , în scopul obținerii unei tensiuni alternative V_{CE} simetrice în cele două alternanțe și de amplitudine maximă.

Relațiile de dimensionare ale elementelor schemei sunt:

$$R_C = \frac{V_{CE}}{I_C} \quad (4.4)$$

$$R_E = \frac{V_{CE}}{10I_C} \quad (4.5)$$

$$E_C = V_{CE} + (R_C + R_E)I_C \quad (4.6)$$

$$R_{B_2} = \frac{V_{BE} + R_E I_C}{10I_E} \quad (4.7)$$

$$R_{B_1} = \frac{E_C}{10I_E} - R_{B_2} \quad (4.8)$$

Condensatorul C_E trebuie să scurtcircuiteze rezistența R_E pentru componenta alternativă. Este astfel necesar ca:

$$C_E \gg \frac{1}{\omega_{\min} R_E} \quad (4.9)$$

Condensatoarele C_1 și C_2 trebuie alese astfel încât, la frecvența minimă a semnalului, reactanțele lor să fie mult mai mici decât rezistența serie de pe care se culege semnalul:

$$C_2 \gg \frac{1}{\omega_{\min} R_C} \quad (4.10)$$

$$C_1 \gg \frac{1}{\omega_{\min} R_{in}} \quad (4.11)$$

unde R_{in} reprezintă rezistența de intrare a amplificatorului. Valorile tipice pentru C_E , respectiv C_1 , C_2 , sunt 500 mF, respectiv 50 mF.

Vom calcula parametrii dinamici ai amplificatorului de semnal mic și frecvențe medii în spectrul AF (300-3400 Hz). La aceste frecvențe condensatoarele de cuplaj sunt considerate scurtcircuitate, iar cele din circuitul echivalent tranzistorului sunt de reactanță foarte mare.

Schema echivalentă de semnal mic și frecvență medie este dată în fig. 4.2.

Rezistența de intrare, definită ca raportul dintre tensiunea și curentul de intrare, este dată de expresia:

$$\begin{aligned} I_g &= \frac{V_g - V_i}{10k}; I_I = \frac{V_0}{4,7k}; \\ A_{v_g} &= \frac{V_0}{V_i}; A_i = \frac{\pi}{I_g}; A_v = \frac{V_0}{V_i}; \\ R_i &= \frac{V_i}{I_g}; R_{i_g} = \frac{V_g}{I_g}; R_0 = \frac{V_0}{I_0} \mapsto v_g = 0, R_1 \rightarrow \infty; \\ I_0 &= \frac{V_g - V}{10k} \end{aligned} \quad (4.12)$$

rezistența de intrare are o valoare moderată, etajul putând fi atacat în tensiune sau în curent. Rezistența de ieșire a etajului este:

$$R_0 = \frac{v_0}{i_0} \mapsto v_s = 0 \equiv R_C \quad (4.13)$$

această rezistență are o valoare moderată, etajul putând astfel fi citit în tensiune sau în curent.

Amplificarea în tensiune este:

$$A_v \equiv -g_m (R_C \parallel R_L) \quad (4.14)$$

Semnul minus indică faptul că tensiunea de ieșire este în antifază cu tensiunea de intrare.

Amplificarea în curent este:

$$A_i \equiv -\beta \frac{R_B}{R_B + r_2} \quad (4.15)$$

Amplificarea în putere este:

$$A_p = \frac{P_0}{P_i} = \frac{\frac{V_0 I_0}{2}}{\frac{V_1 I_1}{2}} = A_v A_i \quad (4.16)$$

Se observă că toți parametrii etajului sunt dependenți de parametrii tranzistorului, deci de condițiile de lucru. La frecvențe joase (sub 300 Hz) și la frecvențe înalte (peste 3400 Hz) amplificarea în tensiune devine complexă datorită condensatoarelor de cuplaj, respectiv celor interne tranzistorului.

Normând amplificarea în tensiune la valoarea de la frecvențe medii A_{v0} și reprezentând grafic A_v/A_{v0} , obținem forma din fig. 4.3.

În decibeli, amplificarea se exprimă ca:

$$\left| \frac{A_v}{A_{v0}} \right| (dB) = 20 \lg \left| \frac{A_v}{A_{v0}} \right| \quad (4.17)$$

Definim f_j și f_s ca fiind frecvență limită inferioară, respectiv superioară, pentru care amplificarea scade la zero din valoarea de la medie frecvență sau cu trei dB față de aceeași valoare. Reducerea cu 3 dB este echivalentă cu înjumătățirea puterii dezvoltate de semnal.

Se obțin astfel pentru f_j și f_s expresiile:

$$f_j = \frac{1}{2\pi \left[C_1 (r_\pi \parallel R_E + R_C) + C_2 (R_C + R_L) + C_E \left(R_E \parallel \frac{r_\pi + R_B \parallel R_C}{\beta F + 1} \right) \right]} \quad (4.18)$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi C_1 [r_\pi + (R_C + r_{bb'})]} \quad (4.19)$$

unde

$$C_i = C_p + (1 + g_m R_C) C_m \quad (4.20)$$

reprezintă capacitatea de intrare în tranzistor. Efectul lui C_m este adus, prin efect Miller, la intrare conform celui de-al doilea termen al sumei.

Dacă rezistența de emitor nu mai este decuplată prin capacitatea C_E , proprietățile etajului se modifică. Vom considera R_L și vom obține pentru parametrii dinamici ai etajului următoarele expresii:

Rezistența de intrare:

$$R_{in} = R_E \parallel R_{I,T} \gg R_E \quad (4.21)$$

unde $R_B = R_{B_1} \parallel R_{B_2}$ și $R_{I,T} = r_p + (\beta + 1)R_E$ (4.22)

Se observă că divizorul scurtcircuitază impedanța de intrare în tranzistor, limitând impedanța de intrare a etajului. Față de cazul cu C_E rezistența de intrare este mai mare și vom considera etajul atacat în tensiune.

Rezistența de ieșire:

$$R_0 = R_{0,T} \parallel R_C \gg R_C \quad (4.23)$$

Dacă R_C nu face parte din etaj (privită ca sarcină), etajul se citește în curent și se definește o amplificare transadnitanță:

$$A_v \cong \frac{1}{R_E} \quad (4.24)$$

Dacă R_C este inclus în etaj, semnalul de ieșire poate fi citit și în tensiune.

$$A_v \cong \frac{R_C}{R_E} \quad (4.25)$$

Se observă că amplificarea în tensiune devine independentă de parametrii tranzistorului, dar amplificarea se reduce. Etajul se numește etaj cu sarcină distribuită sau defazate (pentru $R_C = R_E$) tensiunile din colector și din emitor sunt egale, dar defazate cu π .

Fig. 4.4. reprezintă un TB în conexiune BC, polarizat cu o sursă de alimentare. Din calculele de c.a. deducem următoarele expresii pentru parametrii dinamici ai etajului:

Rezistența de intrare:

$$R_{in} = R_E \parallel \frac{r_\pi}{\beta_F + 1} \cong \frac{r_\pi}{\beta_F + 1} \quad (4.26)$$

rezistența de intrare fiind foarte mică este normal să atacăm etajul în curent.

Rezistența de ieșire:

$$R_0 = R_C \parallel R_{0,T} \gg R_C \quad (4.27)$$

unde $R_{0,T}$ reprezintă rezistența de ieșire din tranzistor, ce poate atinge și cațiva M Ω .

Amplificarea în tensiune:

$$A_v = g_m (R_C \parallel R_L) \gg 1 \quad (4.28)$$

Cu rezistența de intreprare foarte mică (de ordinul zecilor de Ω pentru un tranzistor de mica putere) și rezistența de ieșire foarte mare (fără R_C), etajul BC ar putea fi considerat un amplificator ideal de curent, dar $A_i \leq 1$, deci etajul nu poate fi considerat un amplificator de curent. Amplificarea în curent a tranzistorului propriu-zis este:

$$A_i = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \quad (4.29)$$

Considerând încorporată și R_C , putem considera etajul ca un amplificator transimpedanță:

$$A_s \gg R_C \quad (4.30)$$

Frecvența limita superioară f_s va fi mai mare decât în cazul conexiunii EC, deoarece nu mai intervine termenul corespunzător capacității C_m , prin efect Miller, la intrare.

Fig. 4.5 prezintă un etaj cu tranzistorul în conexiunea CC. Parametri dinamici la etajului se calculează astfel:

$$R_m = R_B \parallel R_{I,T} \cong R_B \quad (4.31)$$

unde
$$R_{I,T} = r_\pi + (\beta_F + 1)(R_E \parallel R_L) \quad (4.32)$$

Mărimea rezistenței de intrare este limitată de divizorul din bază.

Rezistența de ieșire este dată de relația:

$$R_0 = R_E \parallel R_{0,T} \cong R_{0,T} \quad (4.33)$$

unde
$$R_{0,T} = \frac{r_\pi + (R_B + R_C)}{\beta_F + 1} \quad (4.34)$$

Obținem deci o rezistență de ieșire foarte mică.

Amplificarea în tensiune este dată de relația:

$$A_v = \frac{(\beta_F + 1)(R_E + R_L)}{r_\pi + (\beta_F + 1)(R_E \parallel R_L)} \leq 1 \quad (4.35)$$

și amplificarea în curent:

$$A_i = -(\beta_F + 1) \frac{R_E}{R_E + R_L} \frac{R_B}{R_B + R_{I,T}} \quad (4.36)$$

Ar fi necesar ca $R_E \gg R_L$, dar crește căderea de tensiune continuă pe R_E .

Se utilizează înlocuirea lui R_E cu un generator de curent.

Etajul oferă o capacitate de intrare C_i mică, deoarece, prin efect Miller avem:

$$C_i = C_\pi + C_\mu (1 - A_v) = C_\pi + C_\mu \frac{r_\pi}{r_\pi + (\beta_F + 1)(R_E \parallel R_L)} \quad (4.37)$$

și deci o frecvență limită superioară mai ridicată decât la EC.

Tranzistorul bipolar se comportă deci diferit în funcție de conexiunea în care este conectat. Principalele proprietăți sunt prezentate în tabelul 4.1:

	Conexiunea		
	Ec	BC	CC
R_{in}	medie	mică	mare
R_0	medie	mare	mică
A_v	>100	<100	≤ 1
A_j	10-100	≤ 1	>10
A_p	<104	<1000	10

Tabelul 4.1

Conexiunea EC se utilizează în audiofrecvență sau în radiofrecvență pentru obținerea unei amplificări în putere foarte mari. Dezavantajul conexiunii constă în valorile relativ scăzute ale R_{in} și f_s . Conexiunea BC se utilizează în special în radiofrecvență datorită răspunsului bun la frecvențe foarte înalte. Dezavantajul îl reprezintă rezistența de intrare mică. Conexiunea CC este utilizată ca transformator de impedanță: R_{in} mare și R_0 mică.

2. Aparat necesare:

- sursă de c.c. cu tensiune stabilizată
- multimetru
- generator de semnal sinusoidal
- osciloscop

3. Desfășurarea lucrării

1. Se proiectează circuitul de polarizare al tranzistorului BC 107 conectat ca în fig. 4.1., astfel încât pentru o tensiune $E_C = 10$ V să se obțină un PSF M ($I_C = 1$ mA, $V_{CE} = 5$ V).

2. Se identifică schemele electrice din fig. 4.6. și se măsoară PSF-ul tranzistorului pentru o tensiune de alimentare de 10 V.

3. Se scurtcircuitează 2 cu 3 și 5 cu 7. Se conectează generatorul (punctul 1) de semnal sinusoidal cu $f = 10$ kHz și nivelul astfel încât obținem 10 mV pe intrare (punctul 3). Ieșirea se consideră în punctul 9. Se măsoară V_8 și V_0 , calculându-se I_8 și I_1 . Se vizualizează cele două tensiuni, observându-se defazajul dintre cele două semnale. Se conectează generatorul la ieșire (punctul 8), printr-o rezistență de 10 k Ω , cu intrarea scurtcircuitată. Se măsoară V_0 și se calculează curentul I_0 . Se refac măsurătorile pentru 5 cu 7 deconectat.

4. Se reiau măsurătorile în cazul conexiunilor EC și BC. Pentru studiul conexiunii BC se scurtcircuitează 3 cu 4, 5 cu 6, generatorul de semnal sinusoidal se conectează în punctul 8, iar ieșirea este pe colector. Pentru studiul conexiunii CC se scurtcircuitează 2 cu 3, 5 cu 10, generatorul de semnal sinusoidal se conectează în punctul 1, iar ieșirea este pe emitor (punctul 11). Semnalul aplicat are $f = 10$ kHz și amplitudinea astfel încât $V_i = 10$ mV, unde V_i reprezintă amplitudinea semnalului din emitorul tranzistorului, respectiv din bază.

5. Pentru cele trei conexiuni se aplică la intrare un semnal sinusoidal astfel încât V_i să fie de amplitudine 10 mV. Frecvența de lucru se va varia în gama 50 Hz - 5 MHz, măsurându-se pentru fiecare frecvență tensiune V_0 .

6. Se vor rula programele corespunzătoare acestei lucrări, listate în anexa 2. Pentru fiecare program se va ridica schema etajului simulat. Se vor nota rezultatele obținute prin simulare.

4. Prelucrarea și interpretarea datelor

1. Cu datele de la punctul 4.3.3 și 4.3.4 se vor calcula mărimile R_{in} , R_0 , A_v , A_i și A_p corespunzătoare fiecărui etaj. Se vor compara rezultatele obținute cu cele teoretice. Se vor compara rezultatele obținute în cele patru cazuri. Pentru conexiunea EC sunt valabile relațiile:

$$I_g = \frac{V_g - V_i}{10k}; I_l = \frac{V_0}{4,7k};$$

$$A_{v_g} = \frac{V_0}{V_i}; A_i = \frac{\pi}{I_g}; A_v = \frac{V_0}{V_i};$$

$$R_i = \frac{V_i}{I_g}; R_{i_g} = \frac{V_g}{I_g}; R_0 = \frac{V_0}{I_0} \mapsto v_g = 0. R_1 \rightarrow \infty;$$

$$I_0 = \frac{V_g - V}{10k}$$

2. În cazul conexiunii EC se compară valorile obținute pentru R_{in} , R_0 , A_v , A_i , pentru 6-7 deconectate și 6-7 scurtcircuitate.

3. Se vor reprezenta grafic caracteristicile de frecvență pentru fiecare dintre cele trei etaje, determinându-se frecvențele limită și banda de frecvență a amplificatorului.

4. Pe baza rezultatelor obținute se vor compara etajele studiate, subliniindu-se avantajele și dezavantajele fiecăruia.

5. Se vor compara rezultatele obținute prin simularea comportării unui tranzistor bipolar în cele trei conexiuni fundamentale cu cele obținute din măsurătorile efectuate.

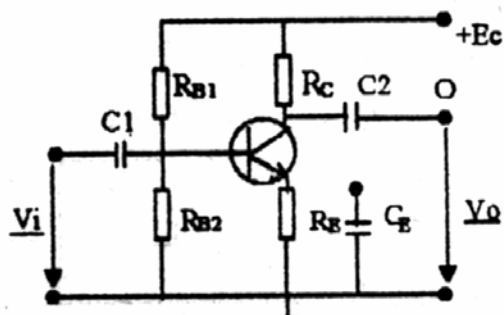


Figura 4.1.

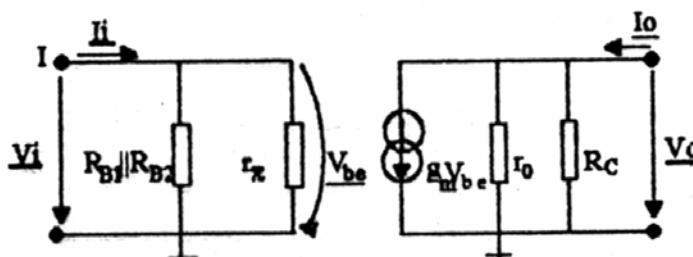


Figura 4.2.

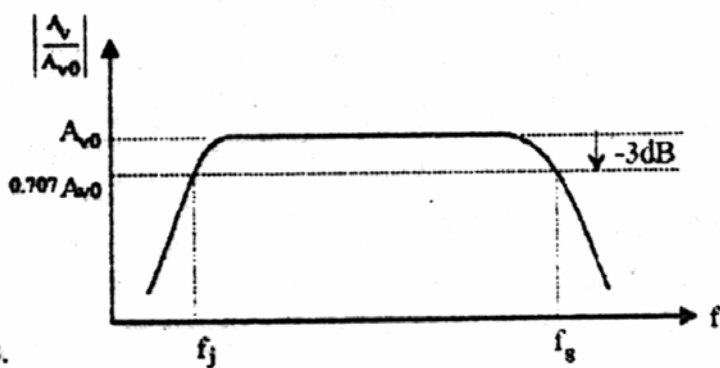


Figura 4.3.

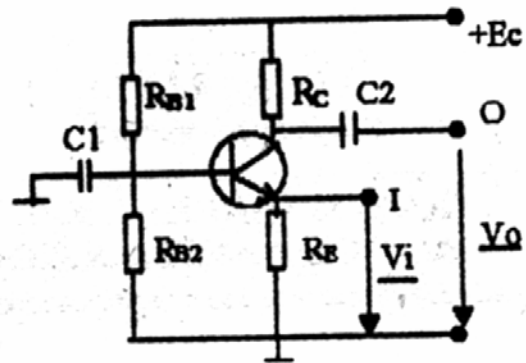


Figura 4.4.

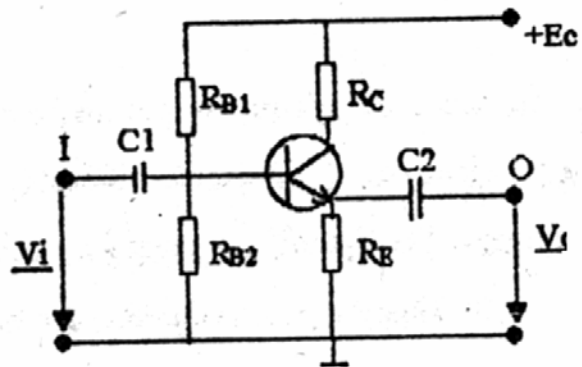


Figura 4.5.

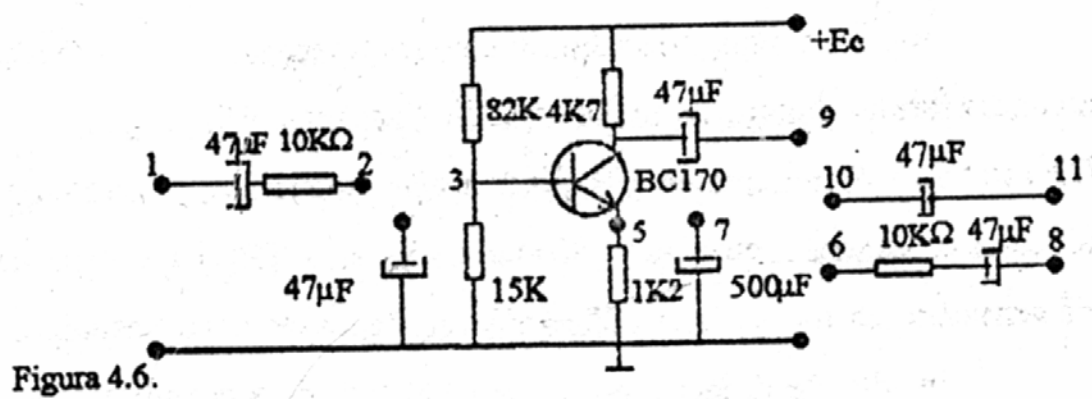


Figura 4.6.