

Lucrarea 3.

ETAJE DE IEȘIRE

1. Prezentare generală

Etajele de ieșire pentru circuite integrate analogice trebuie să îndeplinească următoarele cerințe:

1. să debiteze în sarcină puterea specificată;
2. să asigure amplificarea de putere necesară;
3. să asigure un coeficient de utilizare a tensiunii de alimentare cât mai apropiat de 1 și un randament cât mai bun;
4. să nu introducă distorsiuni (peste limita maximă admisă) în semnalul util;
5. să asigure o impedanță de ieșire cât mai mică;
6. să realizeze o bună separare a sarcinii de circuitul integrat;
7. să aibă banda de trecere suficient de largă pentru a satisface un număr cât mai mare de aplicații;
8. să nu adauge componentă continuă semnalului de ieșire, cu alte cuvinte, dacă semnalul de intrare este axat pe 0V, semnalul de ieșire să fie și el axat pe 0V.

Problema randamentului este deosebit de importantă în cazul etajelor de ieșire pentru C.I. deoarece acestea nu au, în general, capacitatea de a disipa puteri mari.

Etajele de ieșire sunt conectate în cadrul amplificatorului operațional (exemplu tipic de circuit integrat analogic), după etajele de translație de nivel care la rândul lor sunt conectate la ieșirea etajelor amplificatoare diferențiale. În unele lucrări se consideră deplasarea nivelului de curent continuu ca funcție a etajului de ieșire.

Etajele de ieșire sunt în general compuse din etajul final și etajul prefinal, acesta din urmă pregătind semnalul pentru atacul etajului final. Etajele de ieșire funcționează la nivele mari ale semnalului, elementele active fiind solicitate până în apropierea zonelor neliniare ale caracteristicilor, ceea ce duce la apariția distorsiunilor de neliniaritate.

Cele mai uzuale configurații ale etajelor de ieșire sunt: repetorul pe emitor, etajul în bază comună (etaje ce funcționează în clasa A) și etajele în contratimp în clasă B și A-B.

În prezentarea etajelor de ieșire se va considera, pentru simplitate, că alimentarea este realizată cu două surse de tensiune de valori egale, înseriate astfel încât să furnizeze tensiunile $+V_{CC}$ și $-V_{CC}$ față de GND, realizând așa numita alimentare diferențială simetrică. Aceasta nu constituie însă o condiție obligatorie pentru funcționarea circuitului, în practică de multe ori fiind folosită alimentarea diferențială nesimetrică (de exemplu +12V, GND, -5V) sau cu unele artificii de schemă chiar alimentare nediferențială (de exemplu +18V, GND).

2. Etaje de ieșire care utilizează repetorul pe emitor

Acest tip de etaj de ieșire se utilizează cu precădere atunci când puterea necesară pe sarcină este mică.

În structura tipică a unui etaj de ieșire cu repetor pe emitor intră trei blocuri funcționale distincte:

- tranzistorul în conexiune emitor comun;
- generatorul de curent constant;
- blocul de polarizare și translație de nivel.

O aplicație tipică este prezentată în Figura 1:

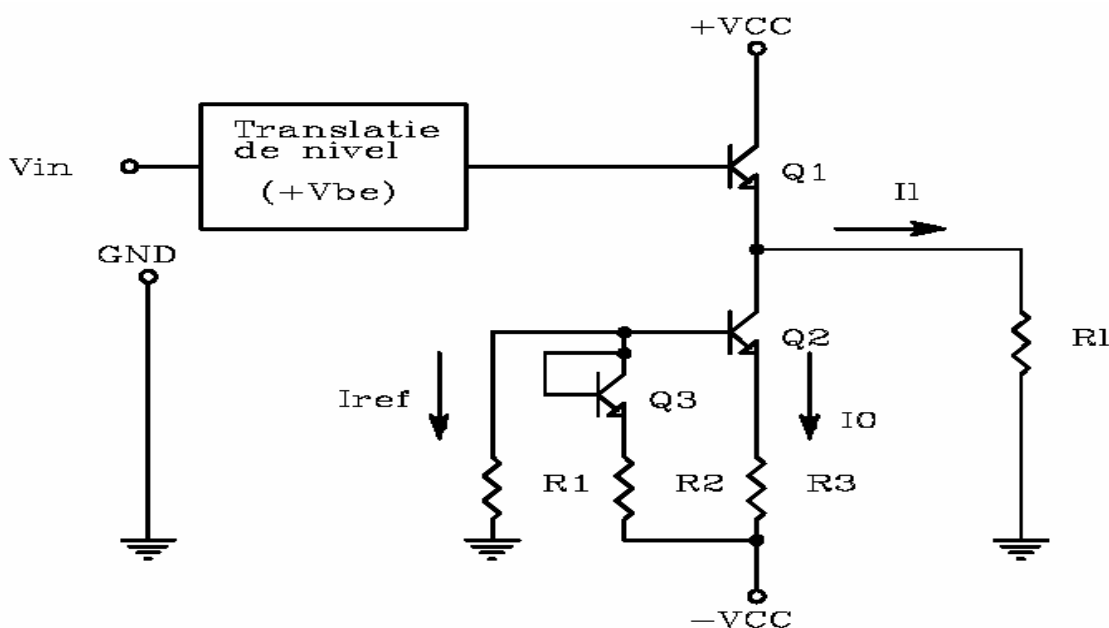


Fig. 1

Modul de funcționare:

Semnalul de intrare este aplicat în baza tranzistorului Q_1 prin intermediul etajului translator de nivel care are rolul de a introduce o componentă continuă astfel încât semnalul aplicat în baza lui Q_1 să fie decalat

cu $+V_{be}$ față de GND. Acest lucru este necesar deoarece trebuie compensată tensiunea de deschidere a tranzistorului Q_1 a.î. potențialul de CC al emitorului său să fie nul. În caz contrar, chiar și în absența semnalului de intrare, prin rezistența de sarcină R_1 va exista injecție de curent.

Tranzistorul Q_1 este tranzistorul amplificator. Se pot scrie ecuațiile de funcționare:

$$9. V_{in} = V_{be} + V_o ;$$

$$10. V_{in} = V_{be} + V_o ;$$

$$11. I_{C1} \approx I_{E1} = I_{C2} + \frac{V_o}{R_1} ; \quad \text{din aceste relații rezultă:}$$

$$12. V_{in} \approx V_T \ln \frac{I_{C2} + \frac{V_o}{R_1}}{I_S} + V_o. \quad \text{Dacă se respectă condiția } \frac{V_o}{R_1} \ll I_{C2} \text{ ecuația anterioară devine:}$$

$$13. \ln \frac{I_{C2} + \frac{V_o}{R_1}}{I_S} \approx V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_S} = U_{BE1} \quad \text{și deci}$$

$$14. V_{in} = U_{BE1} + V_o,$$

Această relație exprimă dependența liniară a tensiunii de ieșire față de tensiunea de intrare, precum și faptul că repetorul pe emitor are amplificarea în tensiune aproape unitară, efectuând o translație de $+U_{BE}$ între intrare și ieșire.

Excursia maximă a tensiunii la ieșire se obține pentru o rezistență de sarcină de valoare:

$$15. R_1 = \frac{V_{CC} - U_{CEsat}}{I_{C2}}.$$

Se definește **factorul de utilizare a tensiunii de alimentare**, notat K și fiind valoarea raportului $\frac{V_o}{V_{CC}}$. Observăm că valoarea maximă pentru K este 1, obținută în cazul ideal când tensiunea la ieșire atinge valoarea tensiunii de alimentare.

3. Etajul de ieșire în configurație bază comună

Acest tip de etaj de ieșire este relativ rar utilizat, principalul său dezavantaj fiind acela că amplificarea în curent realizată este aproape unitară, din această cauză fiind necesară introducerea unui etaj prefinal capabil să furnizeze un curent egal cu cel de sarcină.

Avantajul principal oferit de această configurație este legat de faptul că tensiunea de străpungere B-C a tranzistoarelor este de aproximativ două ori mai mare decât tensiunea de străpungere C-E, permițând astfel realizarea la un preț de cost redus a unor circuite integrate capabile să suporte (comande) tensiuni ridicate la ieșire.

Dezavantajul amplificării unitare în curent este parțial compensat de existența unui câștig în tensiune, din acesta rezultând și câștigul în putere.

Un alt avantaj, semnificativ pentru anumite aplicații, este răspunsul bun în frecvență, relativ independent de impedanța de sarcină, al conexiunii bază comună.

Avantajele enumerate anterior determină utilizarea acestui tip de etaje de ieșire pentru circuitele de deflexie capacitivă la tuburile catodice (de osciloscop, ecrane radar, sonare, etc).

O schemă de amplificator monolitic de viteză și tensiune ridicate, este prezentată în Fig. 2:

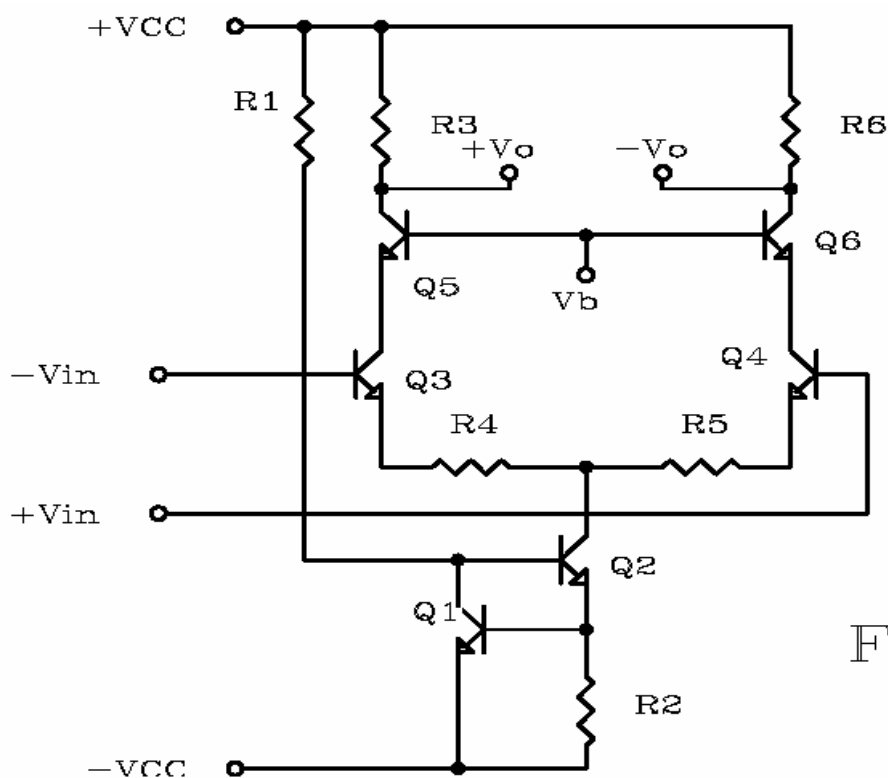


Fig. 2

Funcționarea circuitului:

Rezistoarele R_1 și R_2 , împreună cu tranzistoarele Q_1 și Q_2 formează un generator de curent constant care folosește drept referință tensiunea V_{BE} a tranzistorului Q_1 . Acest generator debitează curentul $I = \frac{V_{BE1}}{R_1}$ în emitoarele tranzistoarelor Q_3 și Q_4 care formează un amplificator diferențial la care au fost

introduse în emitoare rezistențele de degenerare R_4 și R_5 în vederea micșorării distorsiunilor.

Amplificatorul diferențial format din Q_3 și Q_4 formează circuitul de comandă al etajului de ieșire în configurație bază comună format din Q_5 și Q_6 .

Se observă faptul că întregul curent de colector al tranzistorului Q_5 (Q_6) este furnizat de tranzistorul Q_3 (Q_4), precum și că, dacă neglijăm curenții de bază ai tranzistoarelor Q_5 și Q_6 , suma curenților de colector ai acestor tranzistoare este constantă și egală cu curentul de colector al lui Q_2 .

Acest circuit prezintă o caracteristică aparte și anume aceea că funcționează diferențial atât la intrare ($+V_{in}$ și $-V_{in}$) cât și la ieșire ($+V_o$ și $-V_o$), aceasta fiind o adaptare la cerințele specifice etajelor de ieșire pentru comanda circuitelor de deflexie capacitivă ale tuburilor catodice de afișaj.

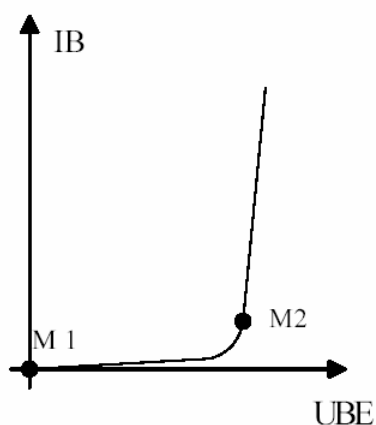


Fig. 3

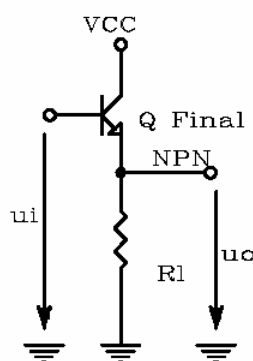
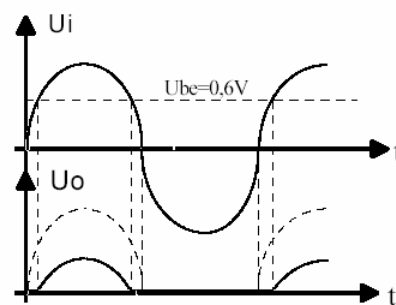


Fig. 4



Distorsiunile proprii etajului de ieșire propriu-zis sunt neînsemnate datorită câștigului în curent β_F , apropiat de unitate. Tensiunea de străpungere B-C ridicată permite obținerea unei excursii de tensiune mari la ieșirea circuitului.

Din punct de vedere al randamentului acesta rămâne la valoarea de 25%, caracteristică etajelor finale în clasă A.

4. ETAJE FINALE ÎN CLASĂ B și AB

Utilizarea tranzistoarelor în clasa B (punctul de funcționare în origine, M1 în Fig. 3) sau AB (punctul de funcționare puțin peste limita de deschidere, M2) conduce în primul rând la mărirea randamentului. În plus componenta continuă la ieșire este practic zero și consumul de curent în lipsa semnalului este foarte mic

Adaptarea de putere pentru rezistențe de sarcină de valoare mică, în lipsa unui cuplaj prin transformator implică utilizarea configurației repetor pe

emitor (Colector Comun). Varianta elementară de amplificator în conexiune CC, clasa B, cu un tranzistor, are schema din Fig. 4 și forma tensiunilor prezentată alăturat.

Punctat este desenată tensiunea de ieșire în ipoteza neglijării tensiunii de deschidere a tranzistorului.

Schema nu poate fi utilizată astfel, distorsiunile fiind inadmisibil de mari deoarece tranzistorul lucrează în regiunea activă mai puțin de jumătate din perioada semnalului (considerat sinusoidal) de intrare.

Schema din Fig. 5, folosește două tranzistoare, un NPN și un PNP. Această structură se numește "în contratimp", deoarece tranzistoarele funcționează pe rând, unul în semiperioda pozitivă a tensiunii de intrare, celălalt în semiperioda negativă.

Pentru ca forma tensiunii de ieșire să fie simetrică este necesar ca cele două tranzistoare să fie cât mai apropiate ca performanțe. În procesul tehnologic de realizare a circuitelor integrate această condiție este relativ ușor de îndeplinit doar pentru tranzistoare de putere mică. Din acest motiv pentru

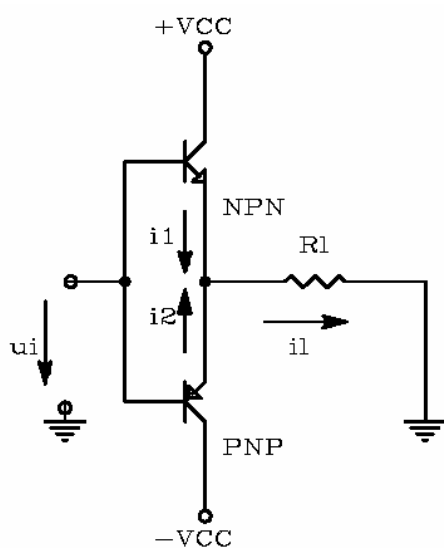
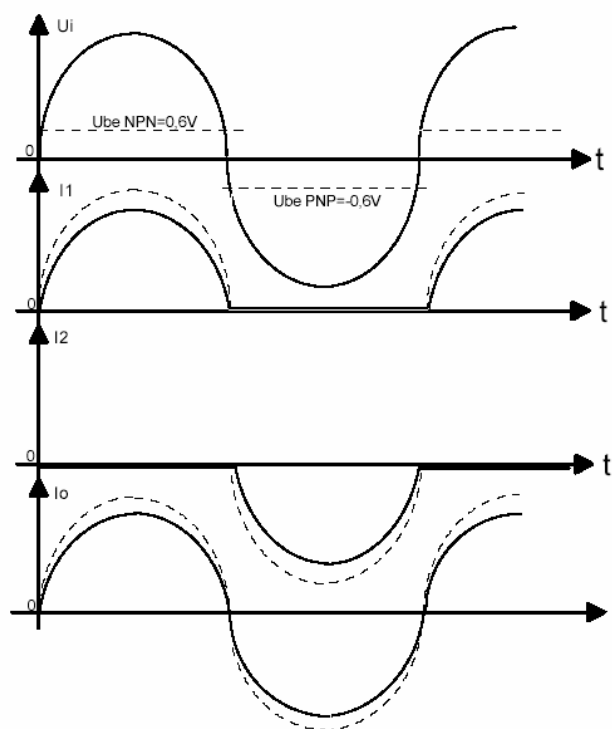


Fig. 5



amplificatoarele monolitice de putere ridicată, de ordinul Waților sau zecilor de Wați se folosesc artificii de schemă care permit utilizarea a două tranzistoare NPN ca tranzistoare de ieșire.

Valoarea maximă a tensiunii de ieșire se obține atunci când unul din cele două tranzistoare este saturat și are valoarea

$$16. V_{OMAX} = V_{CC} - V_{CEsat} ,$$

Coeficientul de utilizare a tensiunii de alimentare:

$$17. K = \frac{V_{OMAX}}{V_{CC}} ,$$

Ecuatiile simplificate de funcționare pentru un etaj de ieșire sunt prezentate mai jos:

Curentul de vârf de sarcină:

$$18. I_{OMAX} = \frac{V_{OMAX}}{R_S} = K \frac{V_{CC}}{R_S} ,$$

Această valoare reprezintă totodată și valoarea de vârf a curentului prin fiecare din cele două tranzistoare finale.

Puterea utilă în sarcină:

$$19. P_O = V_O I_O; P_{U \max} = \frac{1}{2} V_{OMAX} I_{OMAX} = \frac{1}{2} K^2 \frac{V_{CC}^2}{R_S} ,$$

Curentul mediu absorbit de la sursa $+V_{CC}$ este aproximativ egal cu i_1 , iar de la sursa $-V_{CC}$ este aproximativ egal cu i_2 ($I_C \approx I_E$).

Valoarea medie a curentului debitat de fiecare sursă:

$$20. I_+ = I_- = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{OMAX} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{\pi} I_{OMAX} ,$$

Puterea medie absorbită din surse este:

$$21. P_A = 2V_{CC} \frac{1}{\pi} I_{OMAX} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_S} ;$$

Puterea disipată de cele două tranzistoare este diferența dintre puterea absorbită și puterea utilă:

$$22. P_D = P_A - P_O = \frac{2}{\pi} K \frac{V_{CC}^2}{R_S} - \frac{1}{2} K^2 \frac{V_{CC}^2}{R_S} ,$$

Puterea maximă în sarcină se obține în cazul (teoretic) $k = 1$:

$$23. P_{OMAX} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_S}$$

Puterea maximă absorbită corespunzătoare este:

$$24. P_{AMAX} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_S} .$$

Trebuie remarcat faptul că maximul puterii disipate pe tranzistoarele finale nu se obține pentru putere utilă maximă. Din ecuația $\frac{\partial P_D}{\partial K} = 0$ obținem punctul de maxim al puterii disipate:

25. $K = \frac{2}{\pi} \cdot 0,64$, deci solicitarea maximă a tranzistoarelor finale apare pentru $V_o = 0,64V_{cc}$.

Puterea disipată maximă este:

$$26. P_{DMAX} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_S} \cdot 0,4 \frac{V_{CC}}{R_S} .$$

Observăm că pentru tranzistoare finale date, R_S nu poate coborî sub o valoare minimă deci se impune protejarea etajului de ieșire la scurtcircuit pe sarcină sau la suprasarcini accidentale.

Randamentul etajului este maxim pentru $K = 1$:

$$27. \eta = \frac{P_U}{P_A} = K \frac{\pi}{4}; \quad \eta_{MAX} = \frac{\pi}{4} \quad 78,6\% .$$

Etajele în clasa B generează distorsiuni tipice, numite de trecere (crossover), ce apar la trecerea prin zero a semnalului de intrare și au drept cauză blocarea ambelor tranzistoare finale pentru tensiuni de intrare în intervalul $-0,6...+0,6$ V (vezi Fig. 5 și graficele asociate). Ca urmare în acest interval atât curentul cât și tensiunea pe sarcină vor fi nule.

Soluția este mutarea punctului de funcționare al tranzistoarelor finale în punctul M2 (vezi Fig. 3), etajul final lucrând în acest caz în clasă AB, cu un mic curent de repaus. Pentru a obține acest punct static de funcționare se utilizează două diode (D1 și D2) polarizate în curent continuu, tensiunea la bornele lor asigurând deschiderea la limita inferioară a joncțiunilor B-E ale tranzistoarelor finale și deci funcționarea în clasă AB a etajului.

Un alt avantaj al acestei metode de polarizare este acela că împiedică ambalarea termică a tranzistoarelor, putându-se considera că variația cu temperatura a tensiunii de deschidere B-E a tranzistoarelor este identică cu cea a tensiunii A-K a diodelor de polarizare, în cazul în care diodele sunt cuplate termic cu tranzistoarele, ceea ce este evident în cazul circuitelor integrate.

Etajul de comandă a tranzistoarelor finale trebuie să asigure o excursie de tensiune cât mai mare la intrarea etajului final pentru utilizarea optimă a tensiunii de alimentare.

Varianta cu tranzistor NPN, în configurație emitor comun, cu sarcină pasivă în colector, micșorează excursia maximă de tensiune posibilă la intrarea etajului final datorită rezistenței dinamice finite a intrării. Rezolvarea acestei probleme o oferă conexiunea boot-strap. Rezistența R_c , din colectorul tranzistorului prefinal (driver) se divide în două rezistențe R'_c și R''_c , astfel încât din punctul de vedere al P.S.F. nu se schimbă nimic ($R'_c + R''_c = R_c$). Un condensator (CB) având capacitate suficient de mare încât să cupleze pe R_{c1} la frecvența minimă de lucru, se conectează de la ieșire în punctul de legătură al

celor două rezistoare, modificând rezistența dinamică a etajului final astfel încât se obține tensiunea maxim posibilă pentru comanda etajului final.

În vederea stabilirii valorii de curent continuu a ieșirii la 0 V ($V_{cc}/2$, în cazul alimentării nediferențiale) polarizarea tranzistorului driver se realizează prin intermediul unei reacții negative, paralel-paralel, de curent continuu, de la ieșire către baza tranzistorului driver.

Aceeași reacție (eventual cu factor de transfer diferit în curent alternativ față de factorul de transfer în curent continuu și cu o anumită caracteristică de frecvență) are și rolul de a limita amplificarea în tensiune a etajului final în ansamblu la valoarea dorită și de a micșora distorsiunile (reacție negativă mixtă, de curent continuu și de curent alternativ). În Fig. 6 această reacție este realizată cu ajutorul rezistoarelor R_{p1} și R_{p2} și are același factor de transfer în curent continuu și în curent alternativ.

5. MODUL DE LUCRU:

1. Se identifică montajul din Fig. 6 și se notează valorile componentelor folosite.

2. Se alimentează montajul de la o sursă diferențială de +/- 8 V și se verifică consumul montajului (max.40 mA !!!); Se reglează cu ajutorul potențiometrului semireglabil de 5 k valoarea potențialului în ieșire la 0 V (punctul de masă al sursei diferențiale de alimentare). Se masoară P.S.F.ul celor 3 tranzistoare (U_{BE}, U_{CE}, I_C).

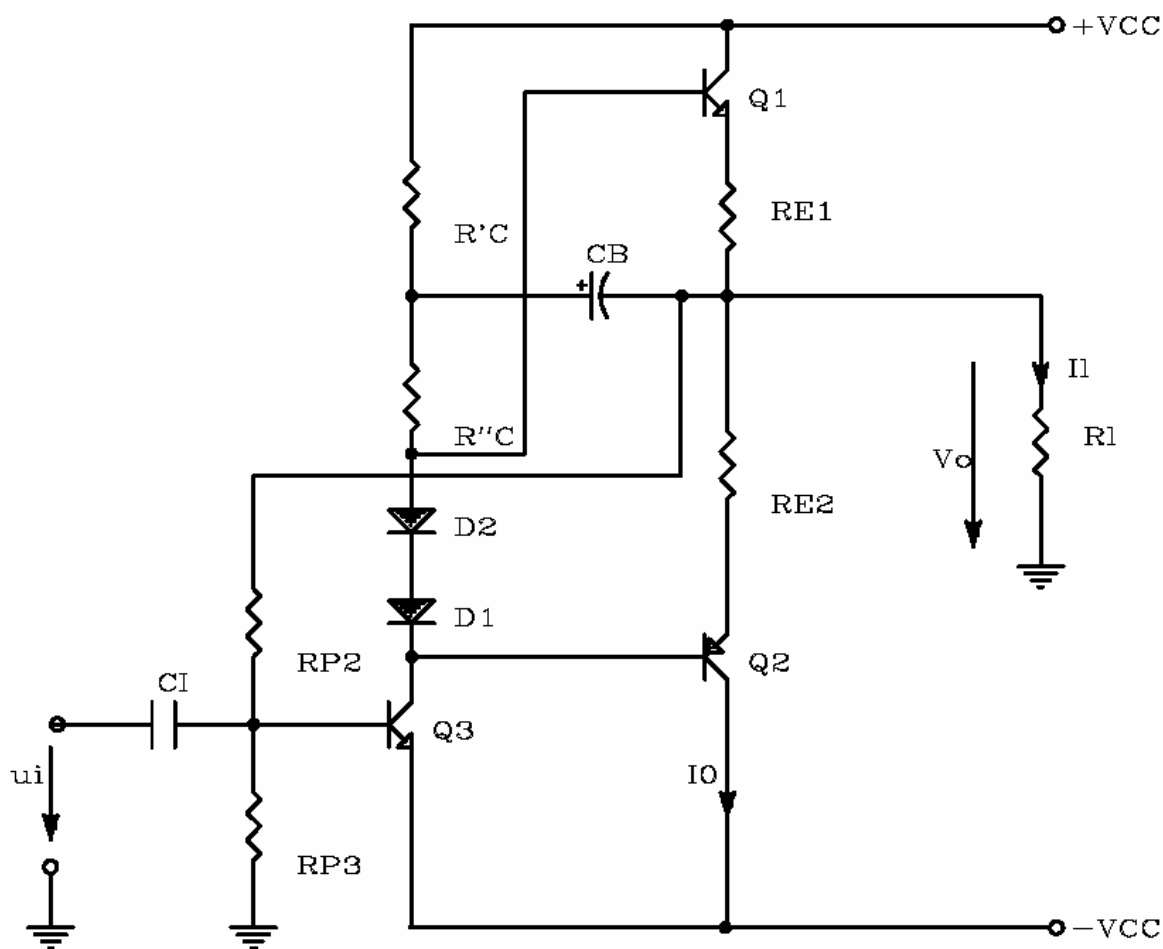


Fig. 6

3. Se cuplează la intrare un generator de semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz și se vizualizează pe osciloscop semnalul de ieșire. Se stabilește valoarea maximă a semnalului de ieșire pentru care nu apar distorsiuni prin limitare în tensiune. Se calculează coeficientul K .

4. Se dezechilibrează etajul de ieșire acționând asupra potențiometrului de $5\text{ k}\Omega$ și se analizează efectul dezechilibrului asupra coeficientului de utilizare a tensiunii de alimentare, pentru semnal de ieșire nedistorsionat. Se va nota valoarea în volți a dezechilibrului și se va recalcula K , atât pentru dezechilibru pozitiv (semnal de ieșire cu componentă continuă pozitivă) cât și pentru dezechilibru negativ (semnal de ieșire cu componentă continuă negativă)

5. Se desenează oscilogramele tensiunii de ieșire pentru toate cazurile de mai sus (3 oscilograme).

6. După reechilibrarea etajului de ieșire se conectează o rezistență de sarcină de $500\ \Omega$ la ieșirea acestuia și se măsoară curentul consumat din sursele de alimentare pentru semnal de amplitudine maximă (nedistorsionat) la ieșire.

Se calculează puterea debitată pe sarcină, puterea consumată din surse, randamentul etajului precum și puterea disipată de fiecare din cele trei tranzistoare.

7. Se ridică caracteristica V_o funcție de frecvență determinând banda amplificatorului la 3dB (0,71 din puterea debitată pe sarcină la frecvența de 1 kHz).