

CAPITOLUL 7

AMPLIFICATOARE DE PUTERE

7.1. Probleme generale

Rolul unui amplificator de putere este de a debita în sarcină (rezistivă de obicei) puterea necesară în condițiile unui randament cât mai bun, a unei amplificări de putere cât mai mari și a unui factor de distorsiuni cât mai mic. Amplificatorul de putere este partea finală a unui lanț de amplificare și este compus din etajul final și etajul prefinal, acesta din urmă pregătind semnalul pentru atacul etajului final.

Amplificatoarele de putere 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. Practic distorsiunile unui lanț de amplificare sunt determinate de distorsiunile etajelor final și prefinal.

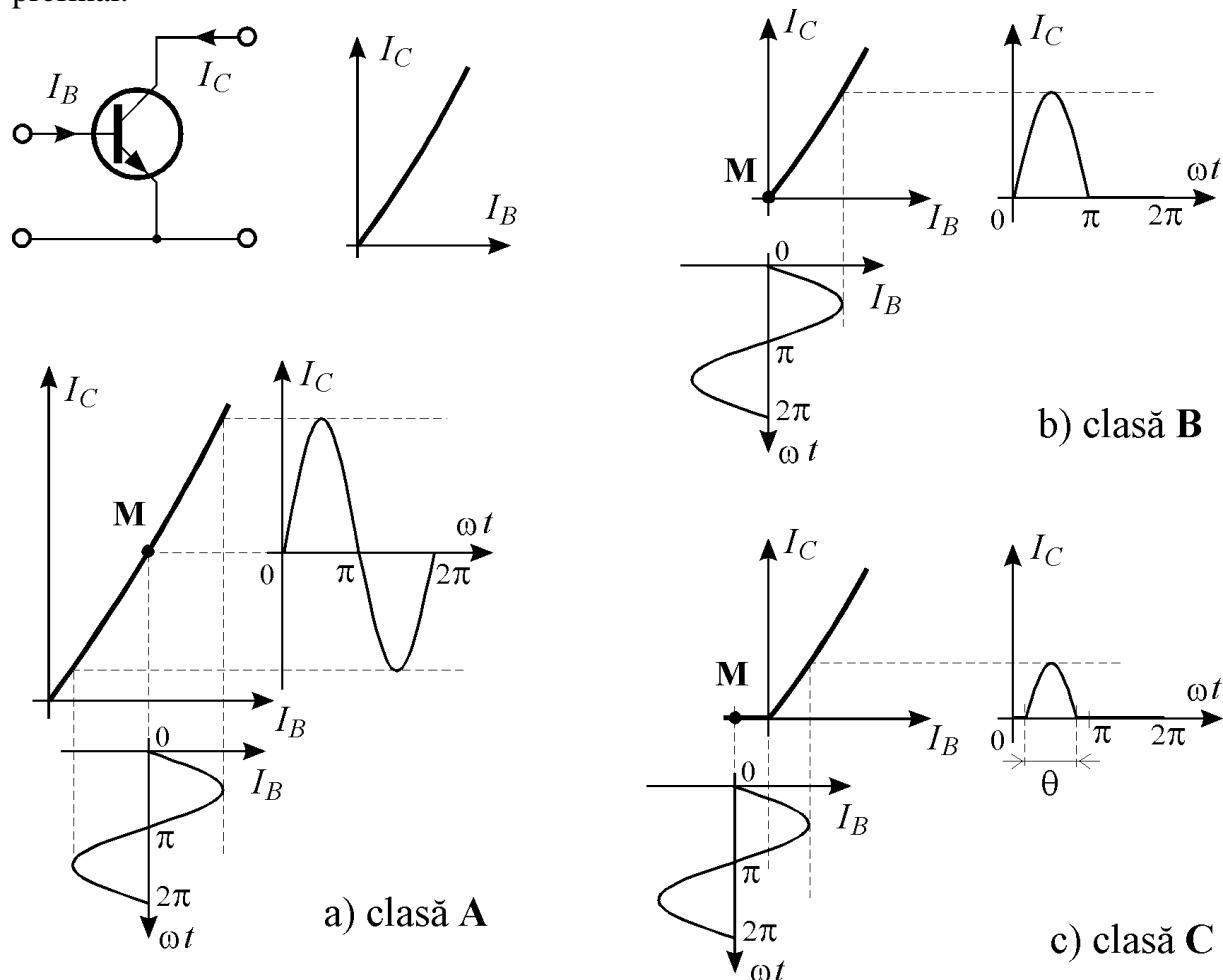


Fig. 7.1. Clasele de funcționare ale amplificatoarelor.

Există numeroase variante de scheme ce pot fi clasificate:

- după clasa de funcționare a dispozitivelor active: A, B, AB, C, D (în comutație)

- după cuplajul cu sarcina:
 - cu cuplaj direct;
 - cu cuplaj prin condensator;
 - cu cuplaj prin transformator.
- după tipul montajului
 - cu un tranzistor;
 - cu două tranzistoare în contratimp.
- după conexiunea tranzistoarelor
 - în conexiune emitor comun;
 - în conexiune colector comun.

O problemă importantă a etajelor finale este adaptarea rezistenței la ieșire a etajului de rezistență de sarcină, $R_0 = R_s$, condiție care asigură transferul maxim de putere.

În capitolul de față vor fi prezentate pe scurt amplificatoarele de putere în clasă A și mai dezvoltat cele în clasă B, care sunt mult mai folosite. Dispozitivele utilizate sunt tranzistoarele bipolare.

În cazul clasei A, tranzistorul conduce toată perioada semnalului – unghiul de conductie este $\theta = 2\pi$ (fig. 7.1.a);

În cazul clasei B, durata de conductie este egală cu durata de blocare, (fig. 7.1.b); unghiul de conductie este $\theta = \pi$;

Amplificatoarele clasă C, pentru care unghiul de conductie este $\theta < \pi$ (fig. 7.1.c) sunt utilizate mai rar, îndeosebi la emițătoare radio, și nu vor fi prezentate aici.

7.2. Etaje finale clasă A

Având randamente mici aceste etaje sunt utilizate în cazurile în care puterile sunt mici și problema randamentului nu este importantă. În aceste etaje se poate evita apropierea punctului de funcționare al tranzistorului de zonele neliniare și se pot obține distorsiuni foarte mici. În majoritatea cazurilor sunt utilizate tranzistoare în conexiune emitor comun datorită amplificării mari de putere în această conexiune. În figura 7.1 sunt prezentate trei variante finale de etaje clasă A în conexiune EC care se deosebesc prin cuplajul cu sarcina. Elementele de polarizare sunt cele de la amplificatoarele de semnal mic.

Varianta a) are ca sarcină rezistența de colector, deci cuplajul este direct. Randamentul maxim al acestei scheme este de 25%. Adaptarea de putere nu se poate face în cazul rezistențelor mici de sarcină, caz în care se preferă conexiunea CC.

Dezavantajul principal îl constituie trecerea prin sarcină a unui curent cu componentă continuă importantă – curentul în punctul static de funcționare. Acest dezavantaj este eliminat la varianta b), pentru care sarcina este separată prin condensator de rezistența de colector a tranzistorului amplificator.

Componenta continuă nu circulă prin R_s dar randamentul unei asemenea scheme scade de 4 ori față de varianta a). Aceste două variante sunt puțin utilizate din motivele arătate.

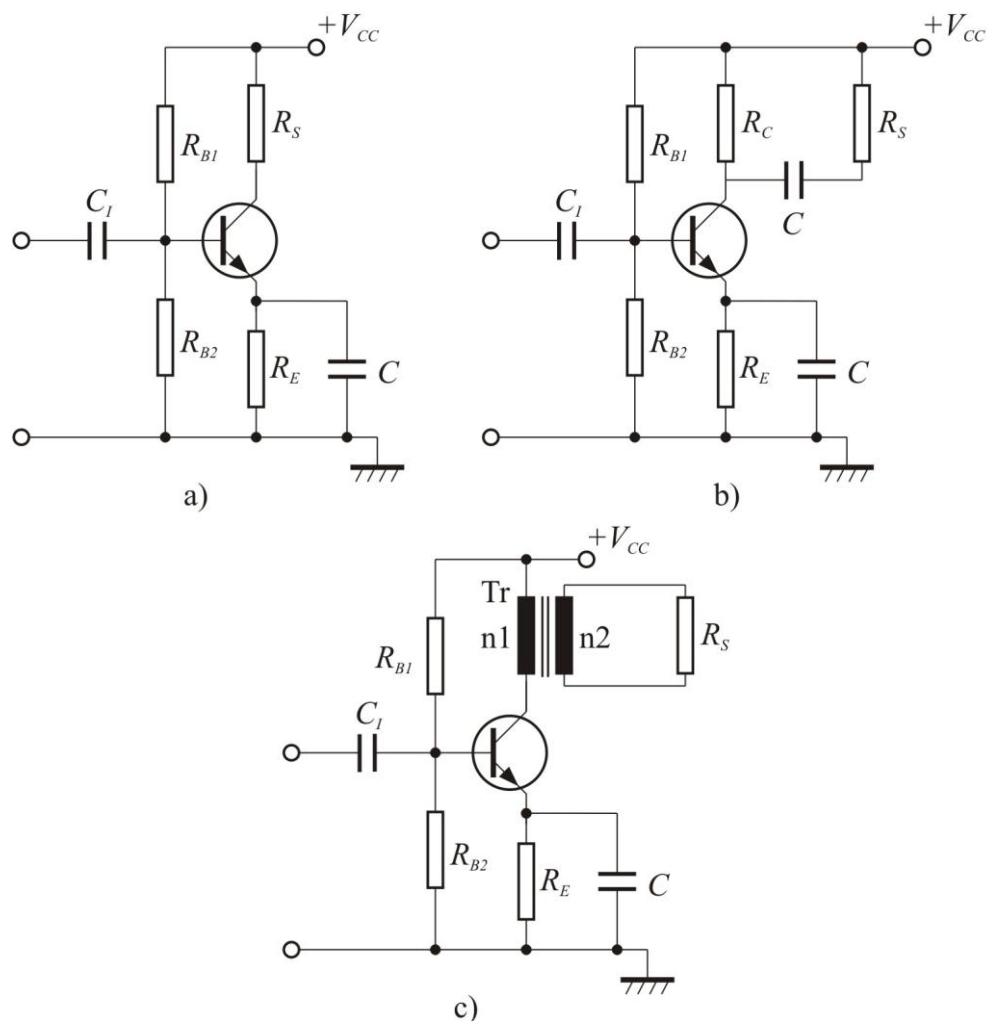


Fig. 7.2. Amplificatoare de putere clasă A.

Amplificatorul clasă A cel mai folosit este cel din varianta c). În această schemă se elimină pe de o parte componenta continuă din sarcină datorită cuplajului prin transformator, iar pe de altă parte se obține un randament maxim de 50% (teoretic). Prin utilizarea transformatorului adaptarea de putere se poate face simplu din raportul de transformare. Dar transformatorul este o piesă pretențioasă, scumpă, voluminoasă, și limitează banda de trecere.

Un alt dezavantaj al tuturor schemelor în clasă A, pe lângă randamentul mic, îl constituie consumul de putere de la sursa de tensiune continuă în pauza semnalului util (curentul absorbit de la sursă este același în pauză sau la semnal minim nedistorsionat):

7.3. Etaje finale clasă B și AB

Utilizarea tranzistoarelor în clasă B (punctul de funcționare în origine, M_1 în figura 7.3) sau AB (punctul de funcționare cu puțin peste limita de deschidere, M_2 în figura 7.3) conduce, în primul rând, la mărirea randamentului. În plus, componenta continuă este practic zero și consumul de la sursa de tensiune în pauza semnalului este foarte mic.

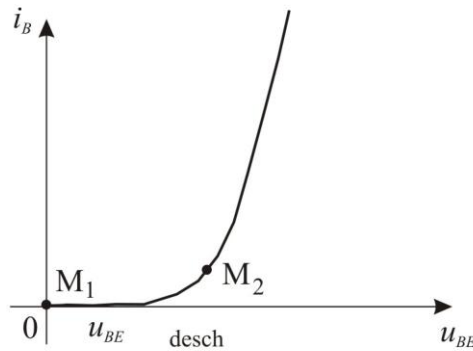


Fig. 7.3. Puncte de funcționare ale tranzistoarelor clasă B sau AB.

Adaptarea de putere pentru rezistențe de sarcină de valoare mică, în lipsa unui cuplaj prin transformator, implică utilizarea conexiunii CC, aceasta fiind cea mai des întâlnită. Varianta elementară de amplificator în conexiune CC, clasă B, cu un tranzistor, are schema și forma tensiunilor în figura 7.4 (punctat este desenată tensiunea de ieșire și ipoteza neglijării tensiunii de deschidere a tranzistorului). Schema nu poate fi utilizată astfel, distorsiunile fiind inadmisibile. Tranzistorul este în regiunea activă aproximativ jumătate din perioada semnalului.

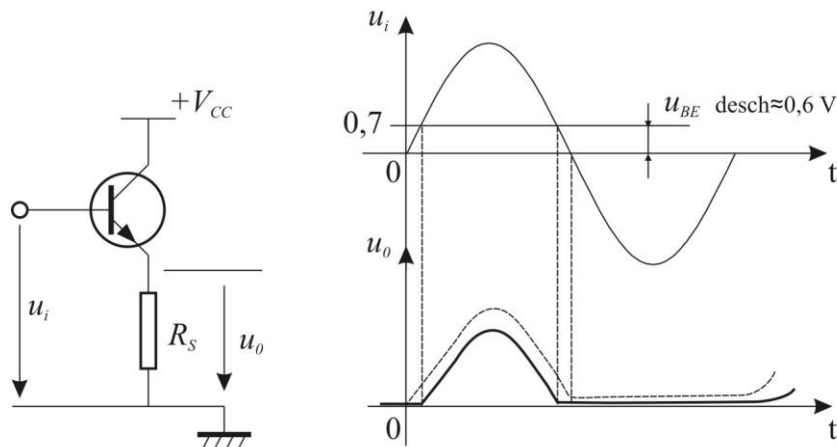


Fig. 7.4. Amplificator de putere clasă B cu un tranzistor.

S-a imaginat schema cu două tranzistoare (T_1 – npn, T_2 - pnp) din figura 7.5, numită în contratimp, deoarece tranzistoarele funcționează pe rând, unul în semiperioada pozitivă a tensiunii, celălalt în semiperioada negativă.

Pentru ca forma tensiunii de ieșire să fie simetrică (distorsiuni mici) este necesar ca cele două tranzistoare, unul pnp, celălalt npn, să fie cât mai apropiate ca performanțe. Ele se numesc tranzistoare complementare și sunt fabricate special și uneori furnizate împerecheate de către firmele producătoare de dispozitive semiconductoare.

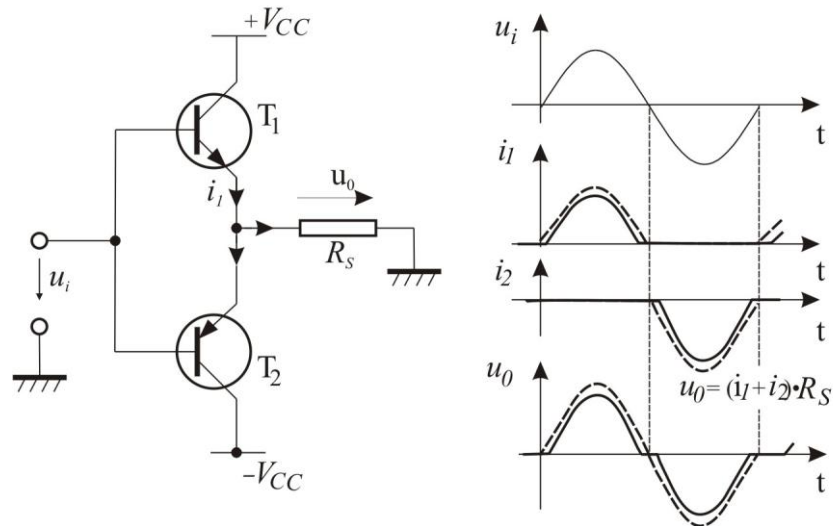


Fig. 7.5. Amplificator de putere clasă B cu tranzistoare complementare.

Valoarea maximă a tensiunii de ieșire se obține atunci când T_1 sau T_2 sunt la saturație, $U_{0\max} = V_{CC} - U_{CE\text{ sat}}$, și se obișnuiește să se introducă coeficientul subunitar K – de utilizare al tensiunii de alimentare astfel încât:

$$I_{0M} = K \cdot V_{CC} \quad (7.1)$$

unde U_{0M} este valoarea de vârf a tensiunii de ieșire.

Pentru calculul unui etaj final în contratimp clasă B se pot deduce puterile utilă, absorbită și disipată pe tranzistoare, care vor depinde de acest coeficient.

Curentul de vârf în sarcină:

$$I_{0M} = \frac{U_{0M}}{R_S} = \frac{K \cdot V_{CC}}{R_S} \quad (7.2)$$

această valoare fiind și valoarea de vârf a curentului prin fiecare tranzistor, i_1 și i_2 .

Puterea utilă în sarcină:

$$P_u = U_0 \cdot I_0 = \frac{1}{2} \cdot U_{0M} \cdot I_{0M} = \frac{1}{2} \cdot \frac{K^2 \cdot V_{CC}^2}{R_S} \quad (7.3)$$

Curentul absorbit de la sursa $+V_{CC}$ este i_1 , iar de la sursa $-V_{CC}$ este i_2 . Valoarea medie a curentului debitat de fiecare sursă (neglijând $u_{BE\text{ desch}}$) este:

$$I_+ = I_- = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{0M} \sin \omega t d(\omega t) = (1/\pi) I_{0M} \quad (7.4)$$

Puterea debitată de surse (absorbită de amplificator) este:

$$P_A = 2 \cdot V_{CC} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot I_{0M} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{K \cdot V_{CC}^2}{R_S} \quad (7.5)$$

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

$$P_{D2} = K \left[\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cdot K \right] \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_S} \quad (7.6)$$

Puterea maximă în sarcină (teoretic) se obține pentru cazul $K = 1$

$$P_{UM} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_S} \quad (7.7)$$

pentru care corespunde o putere maximă absorbită

$$P_{AM} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_S} \quad (7.8)$$

De remarcat că maximum puterii disipate pe tranzistoare nu se obține pentru $K = 1$, deci pentru putere utilă maximă. Derivând P_{D2} funcție de K și egalând cu zero obținem punctul de maxim al puterii disipate pentru:

$$K = \frac{2}{\pi} \approx 0,64 \quad (7.9)$$

deci solicitarea maximă a tranzistoarelor are loc pentru o tensiune de ieșire egală cu 64% din tensiunea maxim posibilă. Puterea disipată maximă este:

$$P_{D2M} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_S} = 0,4 \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_S} \quad (7.10)$$

Puterea disipată maximă depinde de R_S , de unde rezultă că R_S are o valoare minimă, sub care tranzistoarele se distrug și deci etajul trebuie protejat la scurtcircuite accidentale ale sarcinii.

Randamentul etajului are maximum pentru $K = 1$:

$$\eta = \frac{P_U}{P_A} = \frac{K\pi}{4} \quad (7.11)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} = 78,6\% \quad (7.12)$$

Relațiile energetice deduse sunt utilizate în proiectarea etajelor finale. Se impune de obicei R_S și P_{UM} , se calculează tensiunea de alimentare V_{CC} și se aleg tranzistoarele.

Alte probleme ale etajelor finale sunt: amplificarea de putere, rezistența de intrare, distorsiunile, cuplajul cu sarcina, atacul etajului final.

Un etaj final în contratimp, conexiune CC (figura 7.5) are amplificarea de tensiune unitară, amplificarea de putere fiind egală cu amplificarea de curent, care este

egală cu factorul de amplificare în curent al tranzistoarelor $\beta_1 \approx \beta_2$. Atacul etajului se face în tensiune. Tensiunea de ieșire maximă fiind aproximativ egală cu tensiunea de intrare, este nevoie fie de generator ideal de tensiune de intrare, fie de rezistență de intrare cât mai mare ($R_i \gg R_o$). Această rezistență de intrare este $R_i \approx r_\pi + \beta R_S$.

Metodă larg utilizată pentru mărirea amplificării de putere și a rezistenței de intrare constă în folosirea tranzistoarelor compuse (conexiune Darlington).

Conexiunea Darlington este o schemă cu două tranzistoare T_1 și T_2 , legate cum se arată în figura 7.6, a), curentul de colector al primului tranzistor T_1 (de putere mică) fiind curent de bază pentru tranzistorul T_2 (de putere). Conexiunea mai poartă numele de dublet.

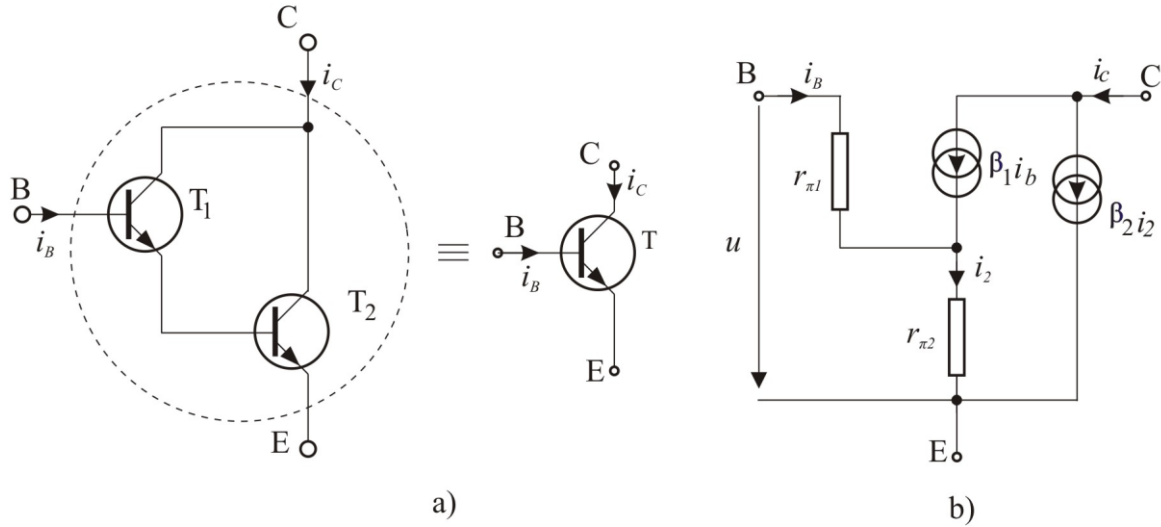


Fig. 7.6. Conexiune Darlington.

Această combinație este echivalentă cu un singur tranzistor T , cu parametrii dinamici schimbați după cum rezultă din calculul simplificat pe schema echivalentă (figura 7.6, b):

$$i_c = \beta_1 \cdot i_b + \beta_2 \cdot i_2 = \beta_1 \cdot i_b + \beta_2 \cdot (\beta_1 + 1) \cdot i_b \quad (7.13)$$

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \cdot \beta_2 \approx \beta_1 \cdot \beta_2 \quad (7.14)$$

$$u = r_{\pi 1} \cdot i_b + r_{\pi 2} \cdot (\beta_1 + 1) \cdot i_b \quad (7.15)$$

$$r_\pi = \frac{u}{i_b} = r_{\pi 1} + r_{\pi 2} + \beta_1 \cdot r_{\pi 2} \quad (7.16)$$

Deci crește mult factorul de amplificare în curent echivalent, β , fiind aproximativ produsul factorilor de amplificare ai tranzistoarelor conexiunii, și crește de asemenea rezistența de intrare echivalentă r_π .

Utilizând tranzistoare în conexiune Darlington se obține schema din figura 7.7, care are amplificarea de putere mult mărită (ca și rezistență de intrare). Atât T_1 și T_2 cât și tranzistoarele de putere T_1' și T_2' trebuie să fie complementare.

Deoarece perechi complementare de putere sunt mai greu de obținut, se utilizează adeseori ca tranzistoare de putere o pereche T_1' , T_2' identice și în acest caz se folosește conexiunea Darlington cu schimbare de polaritate (figura 7.8, a). Și această combinație este echivalentă cu tranzistor cu parametri dinamici schimbați, dar este compusă din tranzistoare diferite (în figura T_1 – npn, tranzistorul de putere T_2 – pnp, dau un tranzistor echivalent npn, existând și combinația inversă).

Calculul parametrilor dinamici se face pe schema echivalentă din figura 7.8, b):

$$i_c = \beta_1 \cdot i_b - \beta_2 \cdot i_2 = \beta_1 \cdot i_b + \beta_2 \cdot \beta_1 i_b \quad (7.17)$$

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} = \beta_1 + \beta_1 \cdot \beta_2 \approx \beta_1 \cdot \beta_2 \quad (7.18)$$

$$r_\pi = \frac{u}{i_b} = r_{\pi 1} \quad (7.19)$$

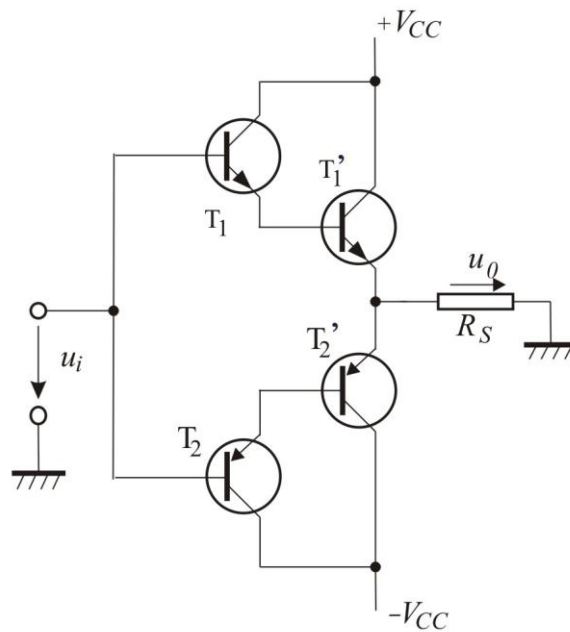


Fig. 7.7. Amplificare de putere mult mărită.

Ca și în cazul conexiunii Darlington normale, factorul de amplificare în curent echivalent este aproximativ egal cu produsul factorilor de amplificare ai tranzistoarelor conexiunii, dar rezistența de intrare echivalentă pentru conexiunea Darlington cu schimbare de polaritate nu este mărită, fiind rezistența de intrare a primului tranzistor.

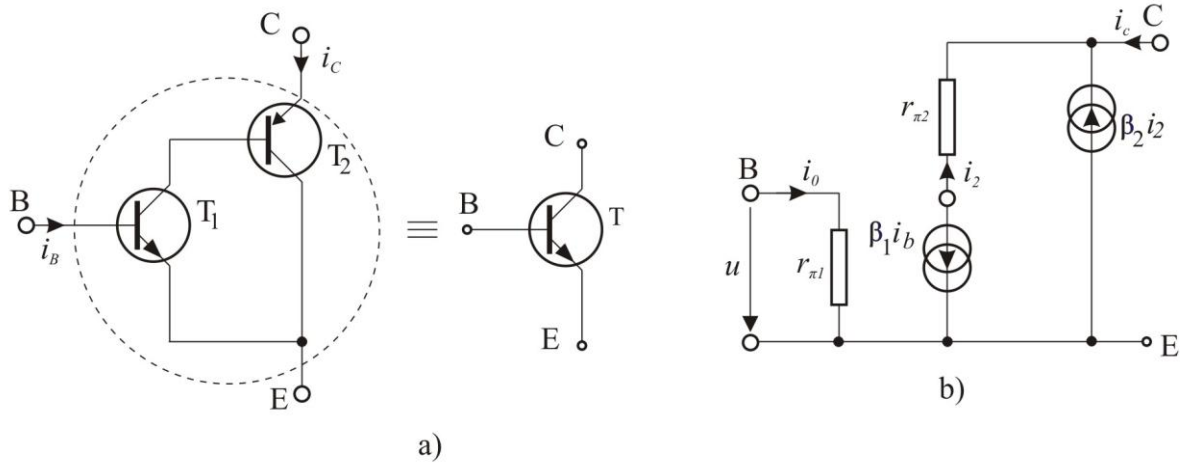


Fig 7.8. Conexiune Darlington cu schimbare de polaritate.

O schema de etaj final cu tranzistoare de putere de același tip (nnp – în cazul acesta) arată ca în figura 7.9. Un dezavantaj al variației este lipsa simetriei în ce privește rezistența de intrare a tranzistoarelor echivalente (vezi relațiile (7.15)); (7.19)) în timp ce factorul de amplificare în curent poate fi considerat același (relațiile (7.13); (7.118)). Simetrizarea se face cu rezistențe.

Se utilizează la puteri foarte mari și combinații de trei tranzistoare-triplet, și adeseori combinații paralel pentru ultimul tranzistor de triplet.

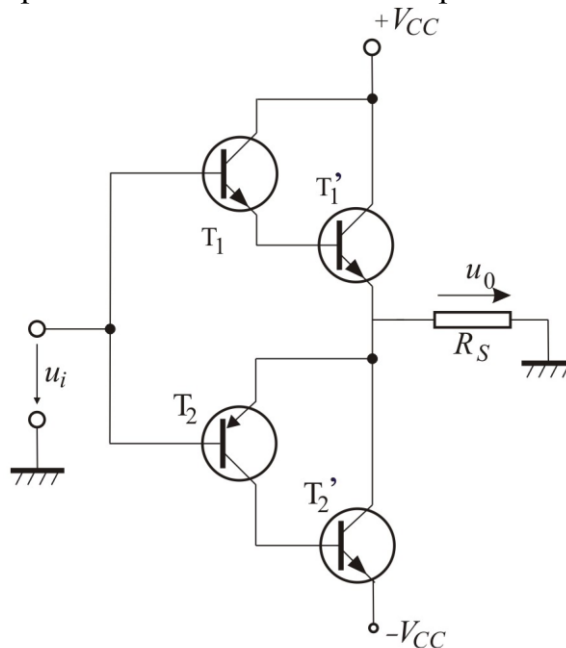


Fig. 7.9. Etaj final cu tranzistoare de putere de același tip

Un etaj clasă B prezintă la ieșire distorsiuni tipice, numite de trecere, și care apar la trecerea prin zero a tensiunii de intrare (vezi figura 7.5). Acestea au drept cauză poziția punctului de funcționare (pe caracteristica de intrare) la valoarea $U_{BE} = 0$ (punctul M_1 în figura 7.53). Curentul i_b și deci și curentul și tensiunea de sarcină vor fi zero în intervalul în care tensiunea de intrare este $\pm u_{BE \text{ desch.}}$. Soluția este mutarea punctului de funcționare în M_2 , tranzistoarele fiind în acest caz în clasă AB, având un mic curent de bază de repaus.

Mutarea punctului de funcționare se poate face teoretic cu două surse de tensiune care să aducă punctul în poziția dorită, puțin peste limita de deschidere a tranzistoarelor (figura 7.10).

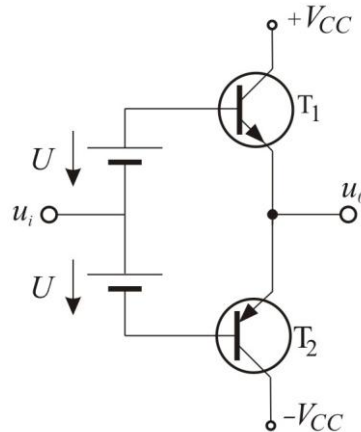


Fig. 7.10. Deplasarea punctului de funcționare cu surse de tensiune.

Tranzistoarele finale funcționează în condiții de puteri disipate mari și se încălzesc în timpul funcționării. Tensiunea u_{BE} fiind constantă, există pericolul ambalării termice. Stabilizarea punctului de funcționare cu temperatura se realizează obișnuit, cu adăugarea unor rezistențe R_E în emitoarele tranzistoarelor. Aceste rezistențe sunt însă comparabile în majoritatea situațiilor cu rezistența de sarcină, rezultând pierderi importante de putere pe ele. Pentru a limita căderea de tensiune pe ele, și a micșora rezistența în regim dinamic se adaugă în paralel diodele D_E (figura 7.11).

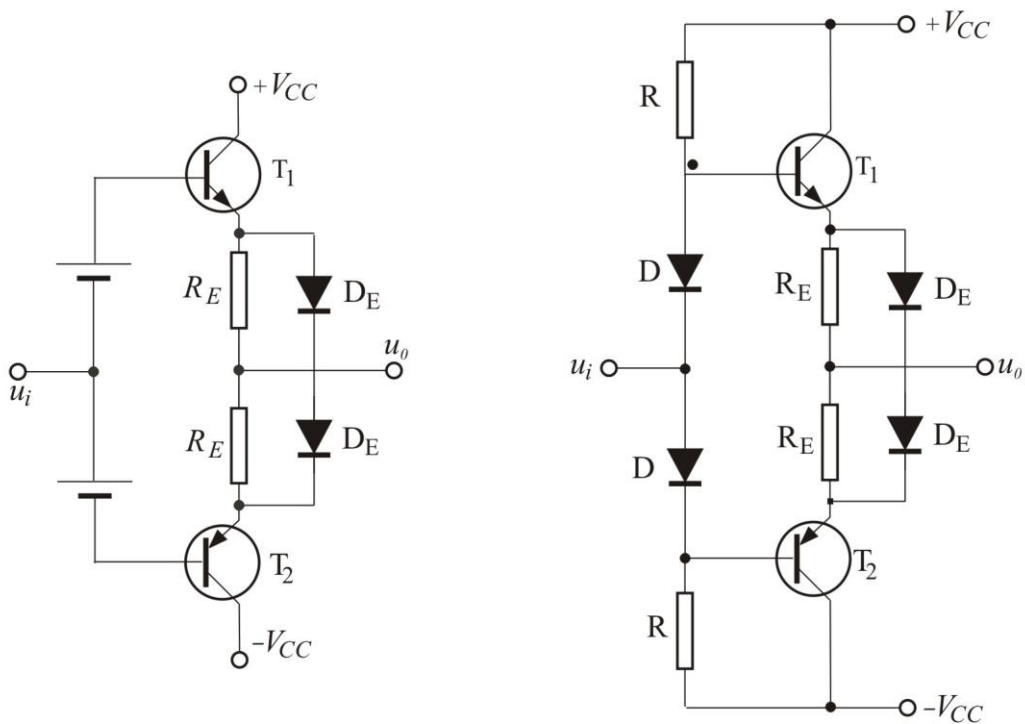


Fig. 7.11. Amplificator cu stabilizare termică

Fig. 7.12. Etaj final complet

În practică nu se utilizează surse de tensiune pentru fixarea punctului de funcționare în clasă AB. Ar fi prea migălos. Soluția cea mai simplă și totodată cea mai utilizată este folosirea unor diode polarizate în curent continuu și care păstrează o tensiune aproximativ constantă la borne, având și valoarea dorită a limitei de deschidere a joncțiunii BE a tranzistoarelor (figura 7.12). Bineînțeles, utilizarea unor dubleți sau tripleți mărește corespunzător și numărul acestor diode.

Schema din figura 7.12 are două dezavantaje. În primul rând tensiunea de ieșire nu poate ajunge la valori apropiate de V_{CC} (teoretic $V_{CC} - U_{CE sat}$) datorită căderilor de tensiune pe D_E , U_{BE} , R care pot fi importante (volți). Eliminarea acestui dezavantaj se face prin alimentarea circuitului de polarizare R , D de la surse auxiliare (de curent mic) cu tensiune mai ridicată, $\pm V_A$.

În al doilea rând rezistențele R micșorează rezistența de intrare în etajul final, și se pot înlocui cu generatoare de curent constant, cu rezistență dinamică teoretic infinită. Schema unui etaj final cu aceste îmbunătățiri este prezentată în figura 7.13.

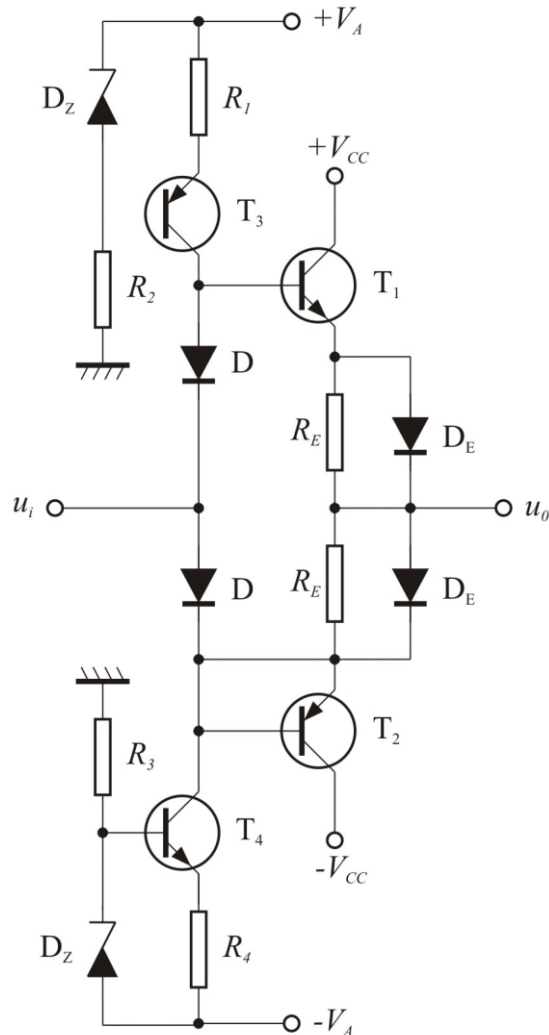


Fig 7.13. Etaj final cu generatoare de curent.

Etajul de comandă al amplificatorului final de putere, sau etajul prefinal, este simplu în cazul amplificatoarelor în contratimp cu tranzistoarele complementare. Acest

etaj trebuie sa asigure o excursie de tensiune cât mai mare la intrarea etajului final pentru a realiza un factor de utilizare al tensiunii de alimentare, K , cât mai bun. Un amplificator operațional este foarte potrivit pentru comandă, asigurând și o bună simetrie.

Deseori este preferată varianta mai simplă de atac al etajului final prezentată în figura 7.14. Dezavantajul principal al acestui tip de etaj este acela că micșorează excursia de tensiune maxim posibilă la intrarea etajului final, datorită rezistenței dinamice finite de intrare a etajului final care micșorează rezistența dinamică de sarcină a etajului prefinal și care este (figura 7.15):

$$R_d \approx R_c // (r_\pi + \beta \cdot R_B) \quad (7.20)$$

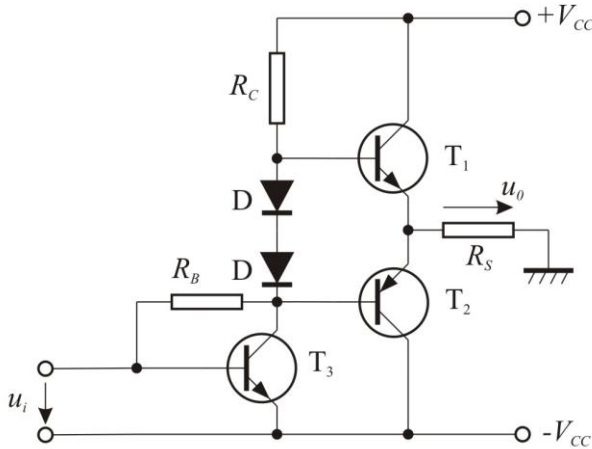


Fig. 7.14. Etaj final cu tranzistor prefinal

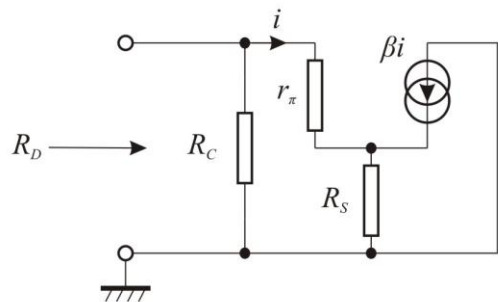


Fig. 7.15. Schema echivalenta fig 7.14.

Cu cât R_d va fi mai mică decât R_c cu atât excursia de tensiune va fi micșorată, lucru care poate fi înțeles urmărind figura 7.16.

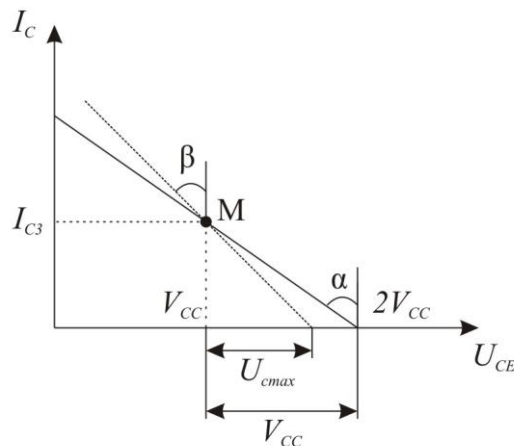


Fig. 7.16. Dreapta de funcționare a etajului final cu tranzistor prefinal

În planul caracteristicilor de ieșire al tranzistorului prefinal (T_3 în figura 7.14) este figurată dreapta de sarcină statică, având o înclinare dată de relația:

$$\operatorname{tg}(\alpha) = k \cdot R_c \quad (7.21)$$

unde k este un factor de scară.

Excursia în tensiune maxim posibilă a punctului de funcționare M este chiar V_{CC} .

Dreapta de sarcină dinamică trece prin același punct de funcționare dar are înclinarea dată de relația:

$$\operatorname{tg}(\beta) = k \cdot R_d \quad (7.22)$$

unde $R_d < R_c$. Se observă că excursia maximă în tensiune se micșorează la valoarea $U_{c_{max}}$ datorită intrării tranzistorului T_3 în zonă de blocare. Cu cât R_d este mai mică decât R_c cu atât unghiul β este mai mic decât α și excursia maximă se micșorează. O soluție pentru a elimina acest neajuns ar fi micșorarea rezistenței de colector. Dar în acest caz crește curentul de colector al tranzistorului T_3 , $I_{c3} = V_{CC}/R_c$ și scade randamentul total al amplificatorului.

O rezolvare elegantă a problemei constă în utilizarea așa-numitei conexiuni boot-strap, prezentă în figura 7.17. Rezistența de colector este divizată în două rezistențe R_{c1} și R_{c2} în așa fel încât suma lor rămâne R_c . Astfel dreapta de sarcină statică rămâne aceeași. Punctul median este conectat la ieșire printr-un condensator de valoare suficient de mare încât să poată fi considerat drept scurtcircuit la frecvența minimă a semnalului ce trebuie amplificat.

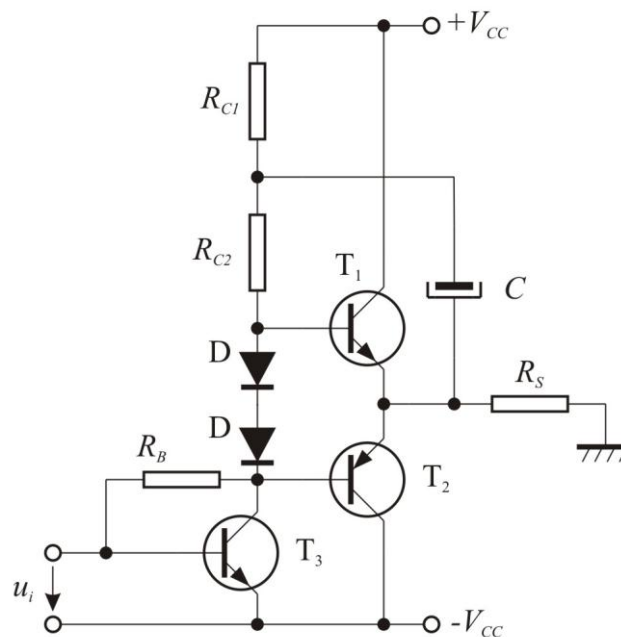


Fig. 7.17. Etaj final cu conexiune boot-strap.

Schema echivalentă în regim dinamic în colectorul tranzistorului preamplificator (figura 7.15) se transformă în schema care se poate vedea în figura 7.18.

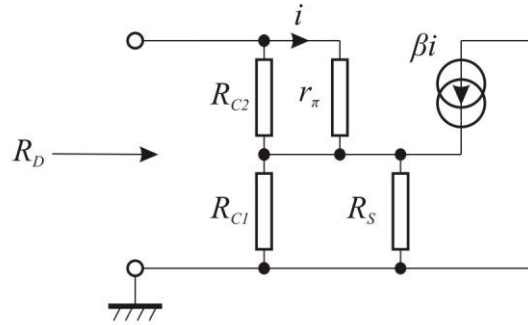


Fig. 7.18. Schema echivalenta fig 7.17.

Rezistența de colector nu mai apare în paralel pe intrarea în conexiune CC a tranzistoarelor finale, o parte a ei fiind înglobată în rezistența de intrare a tranzistoarelor (r_π) și cealaltă în rezistența de sarcină. În acest fel rezistența dinamică totală devine:

$$R_d \approx R_{c2} // r_\pi + \beta \cdot (R_B // R_{c1}) \cdot \frac{R_{c2}}{(r_\pi + R_{c2})} \quad (7.23)$$

Această rezistență dinamică poate fi făcută, fără mari probleme, egală sau chiar mai mare decât R_c și în acest fel unghiul β devine egal sau mai mare decât α , iar $U_{cmax} = V_{cc}$.

Se poate asigura astfel o tensiune maxim posibilă pentru comanda etajului final, ceea ce duce la optimizarea factorului de utilizare a tensiunii de alimentare, k , și a randamentului.

Pentru amplificatoarele de putere nepretențioase utilizarea a două surse de alimentare este un dezavantaj. Se poate renunța la una dintre surse, rolul acesteia putând fi luat de un condensator de cuplaj cu sarcină, de valoare suficient de mare încât reactanța lui să fie neglijabilă la frecvența minimă a semnalului. Se obține schema din figura 7.19, unde C_0 este acest condensator de cuplaj încărcat la o tensiune continuă de valoare $V_{cc}/2$. În sfârșit două îmbunătățiri care apar frecvent în schemele amplificatoarelor de putere actuale.

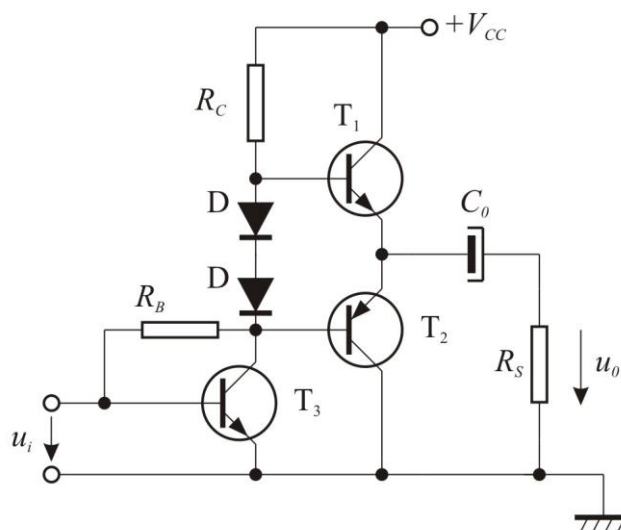


Fig. 7.19. Etaj final cu o singura sursă de alimentare

Prima privește polarizarea bazelor tranzistoarelor finale. Această polarizare se face obișnuit cu diode. Dezavantajul este acela că nu se poate fixa precis curentul de repaus al tranzistoarelor finale. Se utilizează atunci montajul din figura 7.20. Neglijând curentul de bază al tranzistorului T se poate scrie:

$$U_{BE} = \frac{U_{CE} R_2}{(R_1 + R_2)} \quad (7.24)$$

$$U_{CE} = U_{BE} \cdot R_2 \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (7.25)$$

Deci reglând raportul rezistențelor R_1 și R_2 se poate regla U_{CE} , fără a mări rezistența dinamică între bazele tranzistoarelor finale (la număr corespunzător de diode).

A doua privește protejarea tranzistoarelor finale.

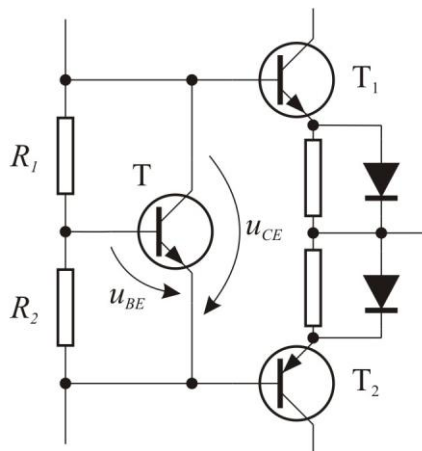


Fig. 7.20. Circuit de deplasare a punctului de funcționare cu tranzistor.

După cum am mai arătat, micșorarea rezistenței de sarcină pune în pericol tranzistoarele finale prin creșterea curentului prin sarcină și corespunzător a puterii disipate. Frecvent sunt utilizate scheme care să înlăture pericolul distrugerii tranzistoarelor, prin limitarea curentului acestora la o valoare nepericuloasă. Una dintre aceste scheme este prezentată în figura 7.21. R_p este rezistența de protecție, în serie cu sarcina. Când se atinge valoarea curentului prin sarcină:

$$I_{S \max} = \frac{0,6}{R_p} \quad (7.26)$$

atunci se deschide tranzistorul de protecție corespunzător (T_1 pentru T_1 și T_2 pentru T_2) care deviază surplusul din curentul de bază al tranzistorului final limitând valoarea acestuia și deci a curentului de sarcină.

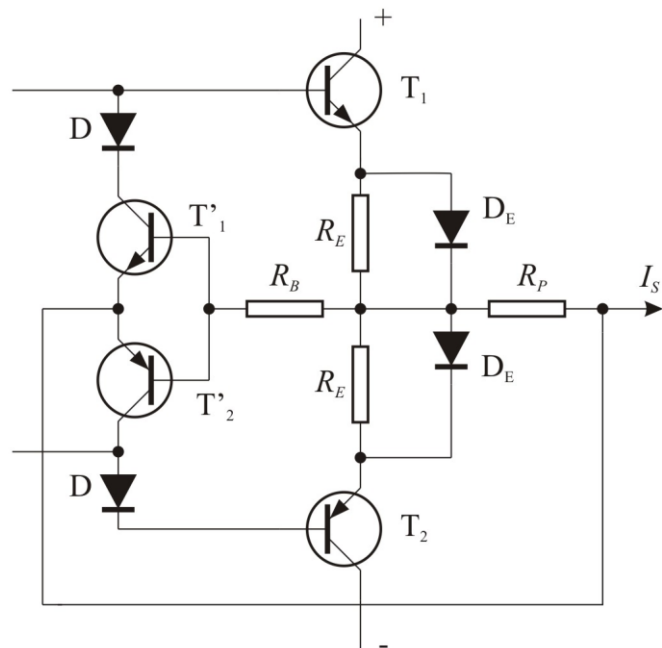


Fig. 7.21. Circuit de protecție la supracurent.