

## 1.6 TRANZISTORUL BIPOLAR DE PUTERE.

Tranzistorul bipolar de putere derivă din tranzistorul obișnuit de semnal, prin mărirea capacității în curent și tensiune. El este abreviat prin inițialele *BJT*, provenind de la denumirea anglo-saxonă „bipolar junction transistor“. Se realizează tranzistoare de tipul npn și rar tranzistoare pnp.

### 1.6.1 STRUCTURĂ. POLARIZARE.

Structura verticală a unui tranzistor bipolar de putere npn este prezentată în fig.1.54, iar în fig.1.55 simbolizarea tranzistoarelor npn, respectiv pnp. Un tranzistor bipolar de tip npn este format din:

- $n_1^+$  - stratul colectorului, cu dopare la nivelul  $10^{19}/\text{cm}^3$ ;
- $n^-$  - stratul sărac, cu dopare la nivelul  $10^{14}/\text{cm}^3$ ;
- $p$  - stratul bazei, cu dopare de  $10^{16}/\text{cm}^3$ ;
- $n_2^+$  - stratul emitorului, dopat la nivelul  $10^{19}/\text{cm}^3$ .

Tranzistorul de tip pnp are aceleași patru straturi, tipurile de semiconductoare fiind inversat. La fel ca la celelalte semiconductoare polarizarea se analizează în cazul bazei izolate. În cazul polarizării directe, plus pe colector – minus pe emitor, este polarizată invers joncțiunea  $J_1$ , care fiind o structură de tipul  $n^- p$ , va determina o barieră de potențial proporțională cu grosimea stratului  $n^-$ . Astfel tensiunea directă suportată de un tranzistor poate atinge valori de până la 2500V, întreaga tensiune fiind reținută în structura colector-bază. În cazul polarizării inverse, joncțiunea  $J_2$  preia întreaga tensiune și, ca urmare o structurii de tip  $n_2^+ p$ , tensiunea maximă inversă este redusă, nivelele tipice fiind între 5 ... 20V. Așadar tranzistorul bipolar poate suporta numai tensiuni directe, putând fi utilizat numai cu alimentare în c.c.

### 1.6.2 CARACTERISTICA STATICĂ.

Caracteristica statică este dependența curentului de colector  $i_C$  de tensiunea colector-emitor  $V_{CE}$  pentru diverși curenți de bază, fig.1.56 și 1.57.

În convertoarele statice tranzistoarele bipolare sunt utilizate în montajul cu emitor comun, fig.1.56, și în regim de comutație.

Funcționarea tranzistorului bipolar de putere este identică cu cea a tranzistorului de semnal mic, cu unele diferențe produse de prezența stratului  $n^-$ . O primă influență constă în micșorarea substanțială a factorului de amplificare în curent,

$$\beta = \frac{i_C}{i_B} \quad (1.78)$$

care are valori maxime cuprinse între 5 ... 10.

În planul caracteristicilor statice se disting mai multe zone:

- Dreapta 1, pentru tensiunea  $V_{cesus}$ , ca reprezentând tensiunea maximă admisă în sens direct de tranzistor pentru comanda  $i_B > 0$ , sau  $i_B = 0$  cu circuitul de bază deschis. În această zonă, datorită tensiunii colector-emitor mari, apare fenomenul numit ”prima străpungere sau prăbușire”, fenomen care, ca urmare a accelerării purtătorilor, produce creșterea densității purtătorilor minoritari și a curentului prin tranzistor. Dacă se iau măsuri de eliminare a cauzei

fenomenul este reversibil și tranzistorul nu se deteriorează. În caz contrar, datorită puterii mari disipate în joncțiunea colector-bază, tranzistorul se distruge. În cazul curentului de bază nul,

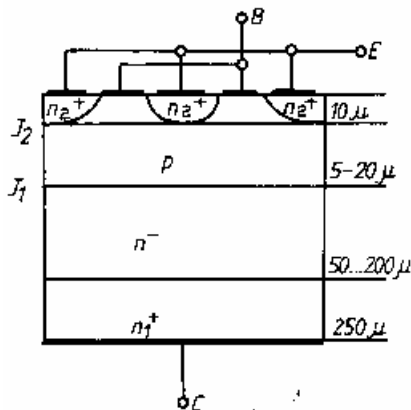


Fig.1.54 Structură.

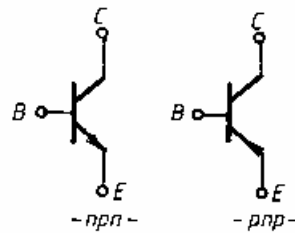


Fig.1.55 Simbolizare.

cu circuit închis la emitor prin rezistența nulă, tensiunea colector-emitor admisă crește la valoarea  $V_{CEO} > V_{CESUS}$ . Dacă baza este polarizată negativ,  $i_B < 0$ , tensiunea directă admisă crește la  $V_{CEX} > V_{CEO}$ , proprietate folosită în procesul de ieșire din conducție al tranzistorului.

- Regiunea activă este caracterizată printr-o independență a curentului  $i_C$  față de tensiunea  $V_{CE}$ , curenții de colector obținuți fiind cu atât mai mari cu cât curentul de bază este mai mare,  $i_{B1} < i_{B2} < i_{B3} < i_{B4} < i_{B5}$ .

Această zonă este folosită în general în regim de amplificare, iar în electronica de putere doar

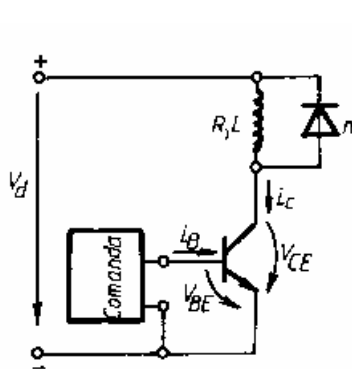


Fig.1.56 Schema cu emitor comun.

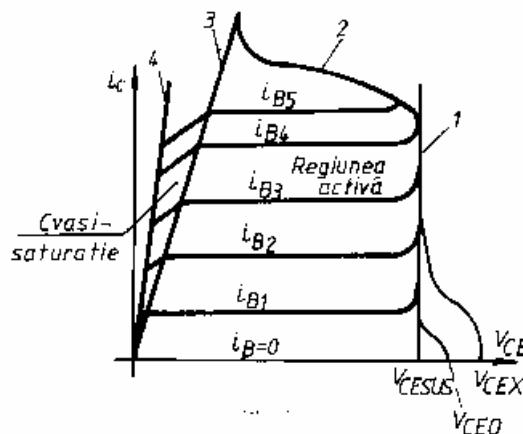


Fig.1.57 Caracteristica statică.

în perioadele de intrare, respectiv ieșire din conducție. În această zonă, la curenți mari, dacă tensiunea  $V_{CE}$  capătă de asemenea valori mari, apare fenomenul celei de a "doua străpungeri", curba 2, fenomen care conduce la deteriorarea ireversibilă a tranzistorului. Fenomenul apare ca urmare a faptului că, deși creșterea tensiunii  $V_{CE}$  nu produce o creștere semnificativă a curentului  $i_C$ , se produce o creștere a pierderilor de putere în tranzistor și deci o supraîncălzire. Această încălzire nu este însă uniform repartizată în secțiunea transversală a tranzistorului și produce deteriorarea ireversibilă a semiconductorului.

Zona de cvasisaturație situată între dreptele 3 și 4. Ea este proprie tranzistoarelor de putere și se datorează prezenței stratului suplimentar  $n^-$ . Astfel în această zonă, straturile tranzistorului,

inclusiv stratul  $n^-$ , sunt invadate de purtători de sarcină, conductivitatea electrică a acestora fiind practic constantă.

- Zona de saturație adâncă, dreapta 4 Ca urmare a densității mari a purtătorilor, conductivitatea straturilor crește, ceea ce provoacă o scădere în continuare a tensiunii  $v_{CE}$ , care evident atrage micșorarea curentului de colector. Saturația adâncă este avantajoasă întrucât pierderea de putere în tranzistor

$$P_T = v_{CE} \cdot i_C \quad (1.79)$$

este sensibil mai mică ca în zona de cvasisaturație. Ca urmare însă a densității mari a sarcinii spațiale, recombinarea acestora în vederea întreruperii conducerii va dura mult, limitând frecvența de lucru a tranzistorului. Din motivele enunțate mai sus punctul de funcționare se alege în zona de cvasisaturație. Căderea de tensiune colector-emitor în conducție, specifică cvasisaturației, este sensibil mai mare luând valori între 0,9...1,6V.

În sfârșit prezintă interes variația caracteristicii statice cu temperatura joncțiunilor. Astfel în fig.1.58 sunt prezentate caracteristici  $i_C = f(v_{CE})$  pentru temperatura  $\theta_j = 25^\circ$ , linie continuă, și cu linie întreruptă pentru  $\theta_j = 125^\circ\text{C}$ , indicând posibilitatea unui fenomen de ambalare termică a conducerii prin tranzistor.

O altă caracteristică importantă este cea de transfer, reprezentând dependența  $i_c = f(v_{BE})$ ,

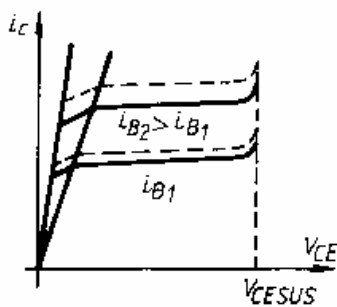


Fig.1.58 Dependenta cu temperatura a caracteristicii  $i_c = f(v_{CE})$ .

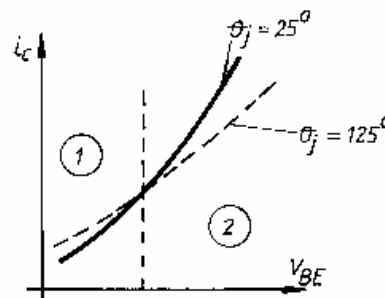


Fig.1.59 Caracteristica de transfer.

fig.1.59, de asemenea pentru două temperaturi. Se poate constata că în zona 1, la aceeași tensiune  $v_{BE}$ , care de altfel este practic constantă în funcționarea tranzistorului, curentul de colector crește cu temperatura, fiind în fapt o zonă instabilă d.p.d.v. termic. În schimb în zona 2 fenomenul este invers, apărând o reacție negativă cu creșterea temperaturii, ceea ce produce o funcționare stabilă d.p.d.v. termic.

### 1.6.3 CARACTERISTICI DINAMICE.

Caracteristicile dinamice se referă la procesele de intrare și ieșire din conducție. Se consideră tranzistorul înglobat în circuitul din fig.1.56. Un proces tipic de intrare în conducție este prezentat în fig.1.60. Intrarea în conducție este cauzată de aplicarea unui curent de bază  $i_B > 0$ , care se aplică cu un anumit gradient, datorat configurației circuitelor de comandă.

Tensiunea bază-emitor pornește de la  $V_{BEOFF} < 0$ , caracteristică barierei de potențial din joncțiunea bază-emitor. Această tensiune se modifică treptat la valoarea  $V_{BEON} > 0$  într-un timp finit, necesar pentru anihilarea sarcinilor difuzate în bariera de potențial, timp notat prin  $t_d$  și numit timp de întârziere.

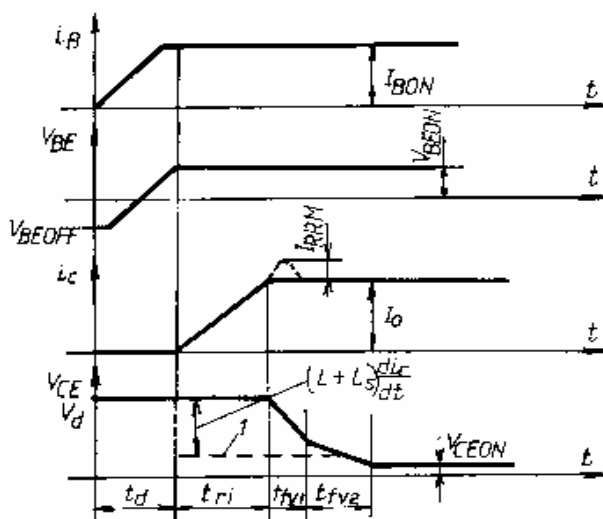


Fig.1.60 Intrarea în conducție.

După polarizarea în sens direct a joncțiunii bază-emitor prin  $V_{BEON} > 0$ , începe transferul de electroni din emitor în colector și curentul de colector  $i_C$  începe să crească cu un gradient  $di_C/dt$  determinat de proprietățile sarcinii. Timpul de creștere al curentului este notat cu  $t_{ri}$ . La sfârșitul acestui interval se produc două fenomene:

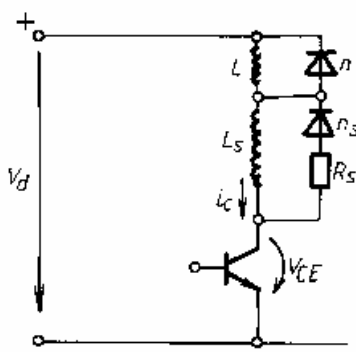


Fig.1.61 Circuit de protecție la intrarea în conducție.

- ca urmare a modificării gradientului de curent, pentru timp scurt se deschide dioda de regim liber  $n$ , provocând o cădere rapidă a tensiunii  $V_{CE}$ , care continuă să scadă ca urmare a faptului că tranzistorul se află în regiunea activă, interval de timp notat prin  $t_{fv1}$ ;
- la sfârșitul descărcării energiei bobinei, urmează blocarea diodei prin curentul invers  $I_{RRM}$ , care este preluat de tranzistor.

Pe intervalul următor,  $t_{fv2}$ , tensiunea colector emitor scade mai lent, ca urmare a faptului că tranzistorul a intrat în zona de cvasisaturație, unde factorul de amplificare  $\beta$  se micșorează.

Timpul de intrare în conducție

$$t_{ON} = t_d + t_{ri} + t_{fv1} + t_{fv2} , \quad (1.80)$$

fiind de ordinul  $\mu$  secundelor, permițând tranzistorului funcționarea la frecvențe de până la zeci de kHz. Singurul supracurent care apare este  $I_{RRM}$ , care nu modifică esențial încărcarea tranzistorului, astfel încât se neglijează.

Problema principală a intrării în conducție este generată de pierderile de putere pe intervalele  $t_{ri}$  și  $t_{fv1}$  când, atât  $i_C$ , cât și  $V_{CE}$  au valori apreciabile, putând conduce la depășirea regimului termic admisibil al tranzistorului. Depășirea acestui inconvenient se poate realiza în două moduri. O primă cale constă în calculul pierderilor de putere din intervalul  $t_{ri} + t_{fv1}$  și introducerea lor în bilanțul termic. A doua cale constă în prevederea unui circuit de protecție la intrarea în conducție, fig.1.61., format din inductivitatea  $L_S$  și circuitul de descărcare  $n_S, R_S$ .

Energia disipată în tranzistor pe intervalul  $t_{ri}$  este dată de relația

$$W_{ON} = \int_0^{t_{ri}} V_{CE} \cdot i_C dt . \quad (1.81)$$

Pe circuitul din fig.1.61 se poate scrie

$$V'_{CE} = V_d - (L + L_S) \frac{di_c}{dt} \tag{1.82}$$

Deci micșorarea tensiunii  $V_{CE}$  la valoarea  $V'_{CE}$  ca urmare a introducerii bobinei suplimentare  $L_S$  va reduce corespunzător pierderile de putere în tranzistor. Soluția este eficientă d.p.d.v. a scopului propus însă are unele dezavantaje:

- conduce la creșterea pierderilor de putere și a căderii de tensiune din circuit, înrăutățind randamentul conversiei;

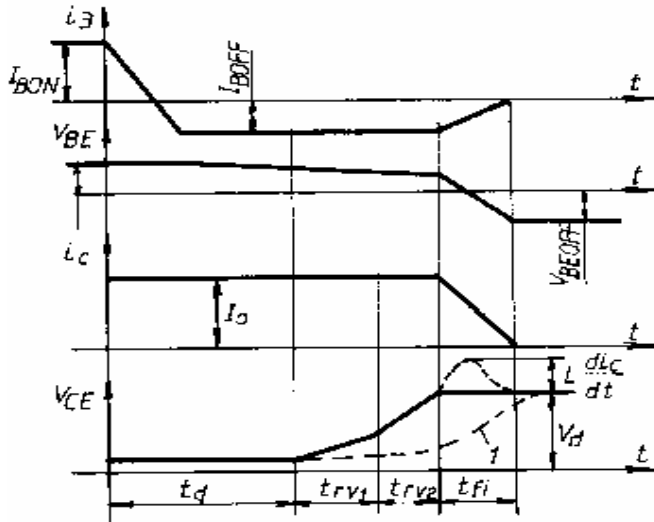


Fig.1.62 Ieșirea din conducție.

- înrăutățește dinamica curentului  $i_c(t)$ , bobina  $L_S$  micșorând gradientul  $di_c/dt$ .

Circuitul se utilizează cu precădere pentru tranzistoarele de curent mare și cu frecvență de comutație ridicată. Ieșirea din conducție se poate comanda prin anularea curentului de bază. Pentru a se obține performanțe mai bune, aproape întotdeauna se utilizează curent de bază  $i_B < 0$ . În fig.1.62 este prezentat un proces tipic de ieșire din conducție pentru un circuit de forma celui prezentat în fig.1.56. Curentul de bază  $i_B$  trece de la valoarea pozitivă  $I_{BON}$  spre valoarea negativă  $I_{BOFF}$  cu un gradient generat de configurația circuitului de comandă. Prima mărime care reacționează este tensiunea bază-emitor,

$V_{BE}$ , care începe să scadă pe măsură ce sarcina stocată în bază începe să se recombine. În acest interval, numit timp de stocare  $t_d$ , stare de conducție a tranzistorului nu se modifică, astfel încât  $i_C$  și  $V_{CE}$  rămân la valorile din starea anterioară. Pe intervalul  $t_{rv1}$ , ca urmare a reducerii sarcinii stocate din bază, tranzistorul iese din saturație și tensiunea  $V_{CE}$  începe să crească. Pe intervalul  $t_{rv2}$  tranzistorul intră în regiunea activă, tensiunea  $V_{CE}$  crescând mai repede. La sfârșitul lui  $t_{rv2}$ ,  $V_{CE}$  atingând valoarea tensiunii de alimentare  $V_d$ , produce scăderea rapidă a curentului de colector, cu un gradient fixat de sarcina  $R+L$ . Timpul de ieșire din conducție este dat de relația

$$t_{OFF} = t_d + t_{rv1} + t_{rv2} + t_{fi} \tag{1.83}$$

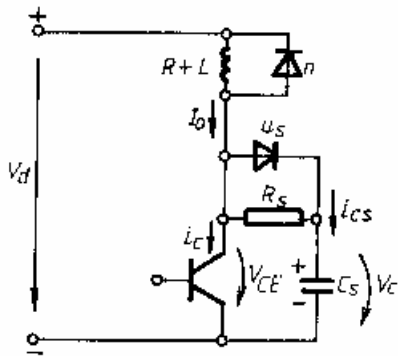


Fig.1.63 Circuit de protecție la ieșirea din conducție.

având același ordin de mărime ca  $t_{ON}$ .

Problemele deosebite care apar sunt determinate de pierderile mari de putere pe intervalele  $t_{rv2}$  și  $t_{fi}$ , care au aceleași efecte ca la intrarea în conducție, problema tratându-se utilizând tot cele două căi. Circuitul de protecție, numit pentru ieșirea din conducție, este prezentat în fig.1.63. Funcționarea lui este asemănătoare cu a circuitului analog de la tiristorul GTO,

fig.1.49 și 1.50. Supratensiunea  $L \frac{di_c}{dt}$ , produsă la începutul

intervalului  $t_{fi}$  apare ca urmare a sarcinii inductive și a modificării brutale a gradientului curentului de colector.

Supratensiunea este deosebit de periculoasă întrucât se suprapune peste  $V_{CE} = V_d$ , la un curent de

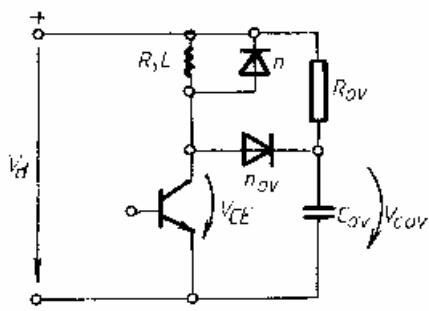


Fig.1.64 Circuit de protecție la supratensiuni.

colector  $i_C$  apropiat de  $I_0$ , cea de a doua străpungere fiind foarte probabilă. Evitarea defectului se realizează prin circuitul de protecție la supratensiuni din fig.1.64. Indiferent de starea tranzistorului, condensatorul  $C_{ov}$  se încarcă prin  $R_{ov}$  la tensiunea

$$V_{COV} = V_d \quad (1.84)$$

Când tranzistorul este în conducție dioda  $n_{ov}$  este blocată întrucât

$$V_{COV} > v_{CE} \quad (1.85)$$

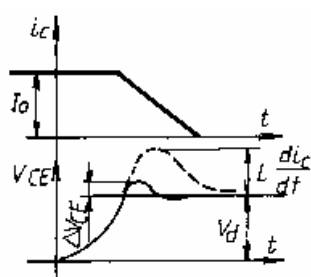


Fig.1.65 Reducerea supratensiunii.

La sfârșitul intervalului  $t_{rv2}$ , când tensiunea  $v_{CE}$  are tendința de a depăși tensiunea de alimentare  $V_d$ , ca urmare a supratensiunii

$L \frac{di_C}{dt}$ , dioda  $n_{ov}$  se deschide și condensatorul se încarcă peste valoarea  $V_d$ . Încărcarea condensatorului  $C_{ov}$  se face prin circuitul sarcinii  $R+L$  și dioda  $n_{ov}$ , adică printr-un circuit serie  $R, L, C$ , care se poate dimensiona astfel încât forma tensiunii de încărcare să fie de tip periodic amortizat sau aperiodic, după modelul de la tiristoare și diode, micșorând atât mărimea supratensiunii cât și gradientul acesteia. Modificarea supratensiunii cu un circuit corect proiectat este prezentată în fig.1.65. Circuitul de protecție se utilizează frecvent în cazul sarcinilor de tip inductiv.

#### 1.6.4. COMANDA PE BAZĂ. ANTISATURAȚIA.

Comanda în circuitul de bază trebuie să îndeplinească condițiile:

- să asigure curenți de bază pozitivi și negativi, pentru realizarea regimurilor dinamice;
- separarea galvanică între circuitul de comandă și cel de tensiune mare, colector-emitor;
- evitarea saturării adânci.

Datorită factorului de amplificare în curent,  $\beta$ , mic, curentul de bază

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} \quad (1.86)$$

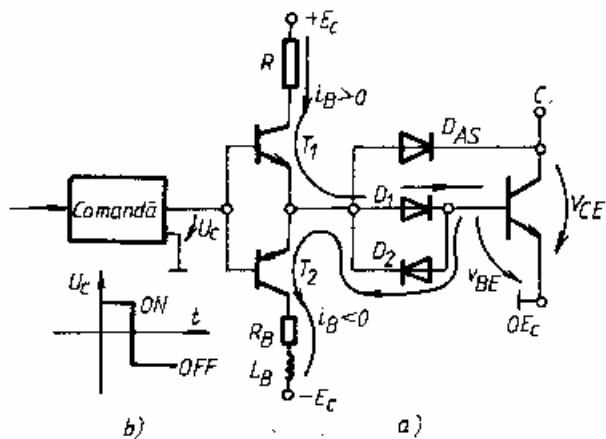


Fig.1.66 Circuit tipic pentru comanda bazei.

capătă valori apreciabile la tranzistoarele de curent mare, ceea ce face ca sistemul de comandă să conțină un amplificator de curent mare. Un circuit principal de comandă al bazei este prezentat în fig.1.66a.

Separarea galvanică se face de obicei prin optocuplor la nivelul blocului de comandă. Tensiunea de ieșire  $U_C$  are forma din graficul 1.66b. Pentru tensiune de comandă  $U_C > 0$  tranzistorul  $T_1$  intră în conducție asigurând curentul de bază pozitiv, în timp ce pentru  $U_C < 0$  se deschide  $T_2$ ,

permițând extragerea sarcinii stocate în bază prin  $i_B < 0$ . În fig.1.66a grupul  $R_b, L_B$  se prevede pentru ca scăderea curentului  $i_B$  să fie sincronă cu variația lui  $i_C$  în scopul evitării așa numitului fenomen de coadă. În prezent sunt realizate circuite integrate specializate pentru comanda pe bază în care sunt incluse și alte funcțiuni. Efectele negative ale funcționării în saturație au fost prezentate anterior. Mecanismul intrării în saturație adâncă este determinat fie de variația curentului de bază, fie a curentului de colector. Astfel în fig.1.67 se consideră punctul de funcționare A în zona de cvasisaturație, la un curent de bază  $i_{B1}$ . Considerându-se curentul de colector constant, la valoarea  $i_{CA}$ , modificarea curentului de bază la valoarea  $i_{B2} > i_{B1}$  conduce la transferarea punctului de funcționare din A în B și la intrarea în saturație adâncă. Această situație este însă puțin probabilă ca urmare a modului de realizare a schemei de comandă. Situația prezentată în fig.1.68 este însă foarte probabilă întrucât curentul de sarcină se poate modifica în limite largi. Se consideră de asemenea o funcționare în cvasisaturație, în punctul A. Dacă curentul de colector se modifică la valoarea

$$i_{CB} < i_{CA}, \quad (1.87)$$

iar curentul de bază  $i_{B1}$  se păstrează constant, punctul de funcționare se deplasează în B, în saturație adâncă. Soluția evitării saturației, în acest caz, constă în micșorarea curentului de bază la valoarea  $i_{B2} < i_{B1}$ , respectiv aducerea punctului de funcționare în B'. Saturația adâncă este caracterizată și prin scăderea accentuată a tensiunii  $v_{CE}$ , aceasta putând scădea sub nivelul tensiunii bază-emitor  $v_{BE}$ , producând polarizarea directă a joncțiunii bază-colector cu o serie de efecte nedorite. Evitarea intrării în saturație adâncă se bazează pe controlul tensiunii  $v_{CE}$  astfel încât în permanență

$$v_{CE} \geq v_{BE} \quad (1.88)$$

Circuitul antisaturație, fig.1.69, este realizat cu dioda antisaturație  $D_{AS}$  și diodele  $D_1$  și  $D_2$  din baza tranzistorului. Considerând circuitul bază-emitor alimentat la tensiunea  $V_B$  se pot scrie relațiile

$$V_B = V_{D1} + V_{BE} \quad (1.89)$$

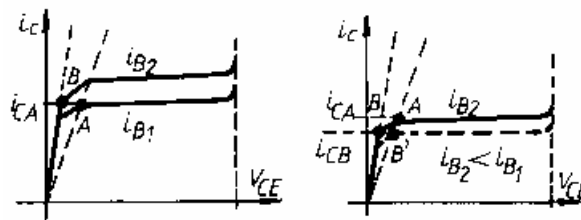


Fig.1.67 Saturație provocată de curentul de bază.

Fig.1.68 Saturație provocată de curentul de colector.

și

$$V_B = V_{D_{AS}} + V_{CE} \quad (1.90)$$

Din relațiile (1.87) și (1.88) rezultă

$$V_{D1} + V_{BE} = V_{D_{AS}} + V_{CE} \quad (1.91)$$

Întrucât diodele  $D_{AS}$  și  $D_1$  sunt de același tip

$$V_{CE} = V_{BE} \quad (1.92)$$

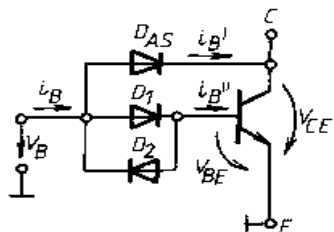


Fig.1.69 Circuit antisaturație.

adică realizarea condiției de păstrare a tranzistorului în cvasisaturație. Din punct de vedere al funcționării acestui circuit, la orice tendință de scădere a tensiunii  $V_{CE}$  sub nivelul tensiunii  $V_{BE}$ , dioda  $D_{AS}$  se deschide, iar curentul de bază  $i_B$  se divide în două componente,  $i_B'$  prin circuitul de colector și  $i_B''$  prin circuitul bază-emitor. În acest fel se produce micșorarea curentului efectiv de bază la valoarea

$$i_B'' < i_B, \quad (1.93)$$

readucând punctul de funcționare în cvasisaturație.

### 1.6.5 FUNCȚIONAREA TRANZISTORULUI.

Parametrii nominali ai tranzistoarelor bipolare, în cea mai mare parte, au fost prezentați prin caracteristicile statice și dinamice. Suplimentar, la fel ca la celelalte dispozitive semiconductoare prezentate anterior, mai sunt specificate:

- rezistențele termice  $R_{thjc}$ ,  $R_{thCR}$  și eventual  $R_{thRA}$ ;
- curentul nominal  $I_C$ , reprezentând curentul continuu suportat de tranzistor un timp îndelungat, fără depășirea regimului termic admisibil;
- curentul maxim  $I_{CM}$ , reprezentând curentul maxim admis de tranzistor în regim de impuls;
- arii de funcționare sigură.

Problemele principale privind funcționarea în conducție constau în:

- stabilirea punctului de funcționare;
- calculul regimului termic;
- protecția la curenți de scurtcircuit.

Alegerea punctului de funcționare constă în determinarea perechii  $V_{CEON}$ ,  $I_C$  și, în funcție de aceasta, perechea  $V_{BE}$ ,  $i_B$  corespunzătoare, fig.1.70. Alegerea se face în planul caracteristicilor statice în funcție de dreapta de sarcină 1, care se trasează prin perechile de puncte la mersul în gol,  $i_C = 0$  și  $V_0 = V_d$ , respectiv în scurtcircuit,  $V_{CE} = 0$  și  $I_C = V_d / R$ . Intersecția cu una din caracteristicile statice, a cărui punct de funcționare  $F$ , corespunde necesităților de curent de colector  $i_{CF}$  solicitate de sarcină și regimului de funcționare în cvasisaturație, furnizează curentul de bază necesar  $i_{BF}$ . Din caracteristica  $i_B = f(v_{BE})$  se determina tensiunea bază-emitor necesară

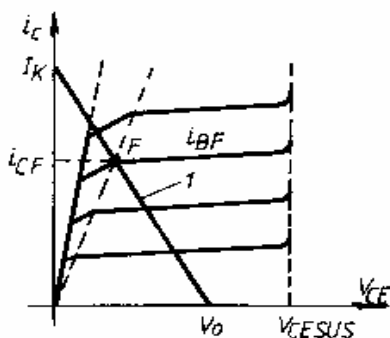


Fig.1.70 Alegerea punctului de funcționare.

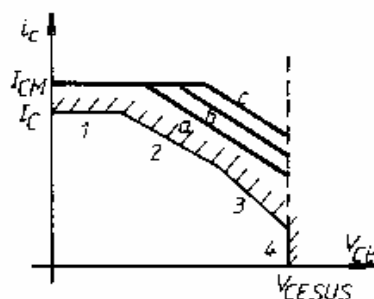


Fig.1.71 Aria de operare sigură.

dimensionării circuitului de comandă. Mai trebuiesc îndeplinite două condiții. Prima se referă la efectuarea alegerii de mai sus în condiții de temperatură a joncțiunii prestabilite, de obicei la niveluri apropiate de temperatura maximă a  $\theta_{JM}$ . A doua condiție se referă la încadrarea punctului



de funcționare în interiorul ariei de operare sigură, SOA (safety operating area). Aria de operare sigură, SOA, fig.1.71, delimitează o suprafață în interiorul căreia este garantată funcționarea tranzistorului fără deteriorări de orice natură. Aria de operare sigură pentru funcționare în c.c. are limitele:

- curba 1, pentru tensiuni  $v_{CE}$  mici, limitare la curentul maxim  $I_C$ ;
- curba 2, pentru tensiuni  $v_{CE}$  mai mari, limitare la putere disipată în tranzistor

$$p_T = i_C v_{CE} ; \quad (1.94)$$

- curba 3, limitare mai accentuată, pentru evitarea celei de a doua străpungeri;
- curba 4, limitare la tensiuni  $v_{CE}$  mai mici decât  $V_{CESUS}$ .

Pentru funcționarea intermitentă, în regim de impuls, aria de operare sigură se extinde pentru valori mai mari ale curentului. Astfel curentul în regim de impuls poate atinge o valoare mai mare,  $I_{CM}$ , iar limitările de putere sunt cu atât mai sus cu cât durata impulsului este mai mică. De exemplu notațiile din desen sunt pentru:  $a=10\text{msec}$ ;  $b=1\text{msec}$ ;  $c=100\mu\text{sec}$ .

### 1.6.6 PROTECȚIA LA SUPRASARCINĂ.

Un tranzistor poate suporta, în anumite condiții, un curent de vârf

$$i_C \gg I_{CM}, \quad (1.95)$$

însă pentru un interval de timp limitat

$$t \leq 10 \dots 20 \mu\text{sec}, \quad (1.96)$$

Acest lucru face imposibilă protecția cu siguranțe fuzibile ultrarapide al căror timp de lucru este mult mai mare. Protecția la suprasarcini utilizează proprietatea tranzistorului de a se bloca într-un timp  $t_{OFF}$  de ordinul  $\mu\text{sec}$ . Pentru a se realiza protecția sunt necesare: sesizarea curentului de suprasarcină și elaborarea comenzii de inhibare a conducției. O schemă de protecție simplificată, bazată pe supravegherea tensiunii  $v_{CE}$ , este prezentată în fig.1.72. Astfel la creșterea

curentului, ca urmare a unui defect pe sarcină, se petrec două evenimente:

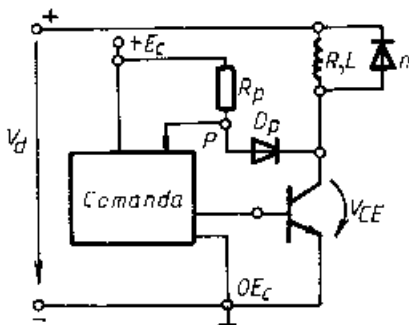


Fig. 1.72. Protecția la suprasarcină.

- punctul de funcționare, fig.1.68, se deplasează din A spre valori mai mari de curent, dar pe aceeași caracteristică întrucât  $i_B$  nu se modifică, tranzistorul trecând din cvasisaturație în regiunea activă, curentul fiind, pentru început, limitat chiar de caracteristica  $i_C = f(v_{CE})$ ;
- în al doilea rând crește tensiunea  $v_{CE}$ , ca urmare a trecerii funcționării în regiunea activă, creștere care este folosită pentru activarea protecției.

În stare normală tensiunea în punctul P, fig.1.72, va polariza direct dioda  $D_P$ , tensiunea  $v_{CE}$  fiind mai mică. La creșterea tensiunii  $v_{CE}$ , ca urmare a suprasarcinii, tensiunea în punctul P crește. Această tensiune se aplică ca o intrare în blocul de comandă, unde se compară o mărime prestabilită, corespunzătoare curentului  $I_C$  de defect maxim admis. În urma comparației blocul de comandă generează semnalul de inhibare a conducției, de obicei cu o temporizare prestabilită, care să evite lucrul protecției la variații ale curentului de colector  $i_C$ , cauzate de regimurile tranzitorii.

### 1.6.7. REGIMUL TERMIC.

Regimul termic al tranzistorului se calculează, în cazurile staționar și dinamic, după aceeași metodologie de la diode sau tiristoare. Singurele diferențe constau în aprecierea pierderilor de putere în joncțiuni în funcție de tipul de regim de funcționare și prezența sau absența circuitelor de protecție la intrarea sau ieșirea din conducție. Finalizarea calculului se face fie prin determinarea temperaturii joncțiunii  $\theta_j$  și încadrarea ei în

$$\theta_j \leq \theta_{jM}, \quad (1.97)$$

fie prin calculul radiatorului care să conducă la îndeplinirea condiției (1.74).

### 1.6.8. MONTAJE DARLINGTON

Tranzistoarele bipolare, ca urmare a factorului de amplificare în curent mic, necesită curenți apreciabili pentru comandă. O soluție des practică în prezent este montajul de tip Darlington, fig.1.73, constituit din două tranzistoare  $T_1$  și  $T_2$ . Principalul avantaj constă în creșterea factorului de amplificare în curent după relația

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2, \quad (1.98)$$

unde  $\beta_1$  și  $\beta_2$  sunt factorii de amplificare în curent pentru cele două tranzistoare. Considerând

$$\beta_1 = \beta_2 = 10, \quad (1.99)$$

rezultă un  $\beta = 120$ , care în fapt înseamnă micșorarea de 12 ori a curentului de bază necesar, față de cazul utilizării unui singur tranzistor de capacitate similară cu  $T_2$ . Montajul introduce și unele neplăceri, mai ales la ieșirea din conducție. Tranzistorul  $T_1$  lucrează de obicei saturat iar  $T_2$  în cvasisaturație. La ieșirea din conducție, curentul de bază aferent tranzistorului  $T_1$  poate inversa de sens, extragerea sarcinilor stocate din baza acestuia având loc ca la un tranzistor obișnuit.

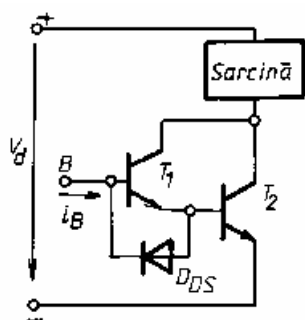


Fig.1.73 Montaj Darlington.

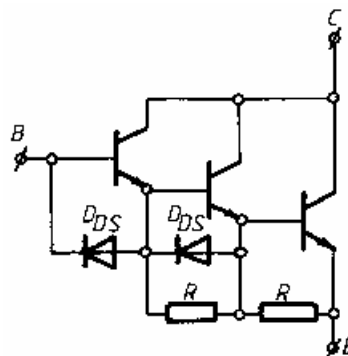


Fig.1.74 Darlington monolitic.

Tranzistorul  $T_2$  începe să se blocheze abia după ieșirea din conducție a lui  $T_1$ , iar curentul lui de bază nu poate inversa de sens, ceea ce face ca timpul lui de stocare să fie mult mai mare. Rămânând în conducție numai  $T_2$ , acesta va prelua întregul curent de sarcină, supraîncărcându-se. Evitarea acestui inconvenient se atinge prin introducerea diodei de de stocare  $D_{DS}$ , fig.1.73, care, după evacuarea sarcinii stocate din  $T_1$ , permite o situație similară și pentru tranzistorul  $T_2$  permițând un curent negativ de bază pe  $T_1$ . În prezent se realizează așa numitele Darlington monolitice care au înglobate în aceeași capsulă toate elementele unei corecte funcționări. Pentru exemplificare, în fig.1.74, este prezentat un astfel de tranzistor, având trei etaje. În capsulă sunt incluse rezistoarele  $R$  de echilibrare și diodele de stocare  $D_{DS}$ , capsula având numai cei trei

electrozi consacrați, *C,B,E*. În prezent tranzistoarele de mare putere sunt realizate numai în montaje de tip Darlington monolitic. Per ansamblu un montaj de acest fel este luat în considerație ca un tranzistor simplu, comportarea lui fiind în fapt cea a unui tranzistor bipolar obișnuit, mai puțin curentul de bază, care este sensibil mai mic.