

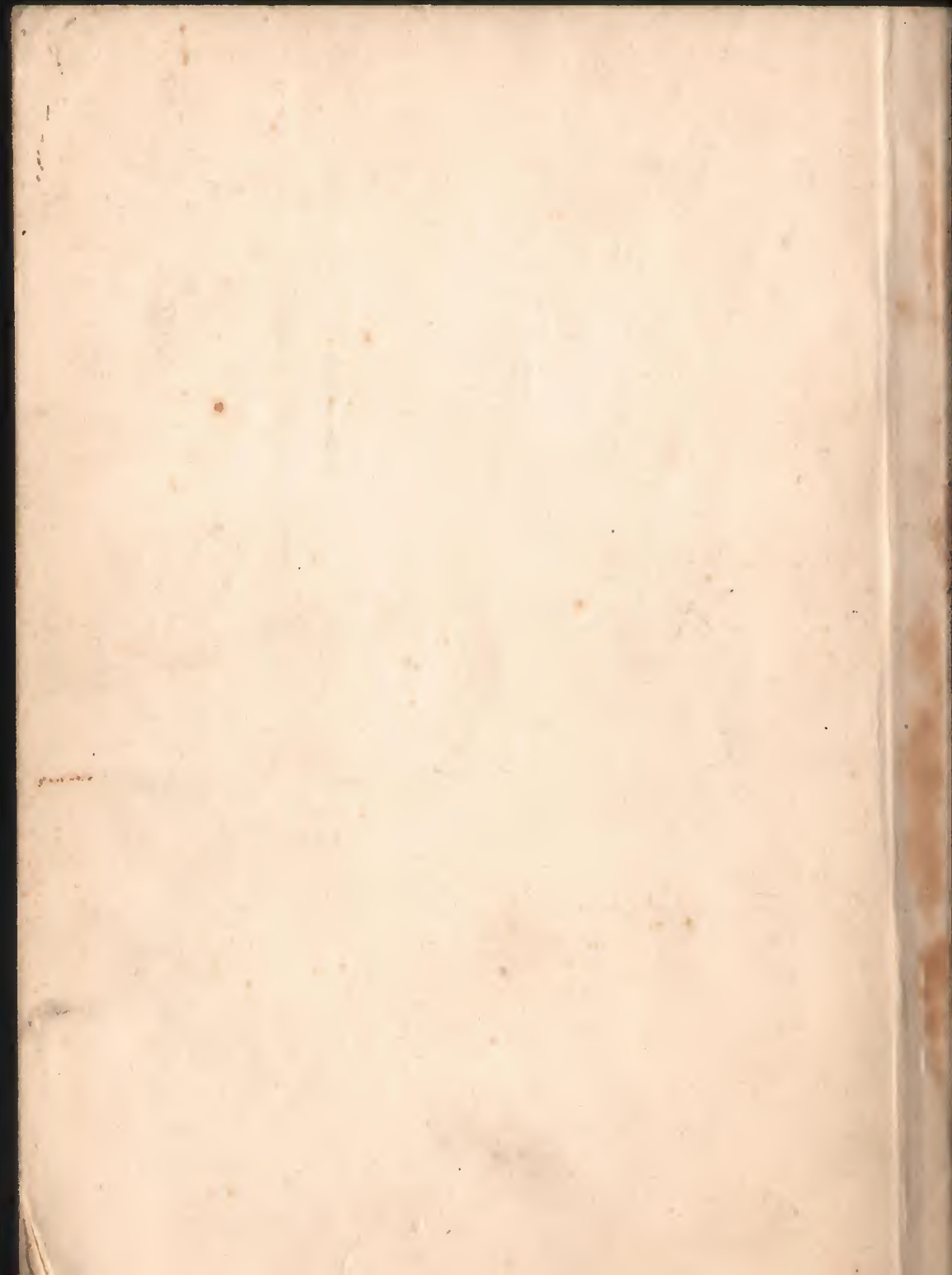


**I. I. S. ELECTRONICA BUCUREȘTI**  
**SERVICE**

# **BULETIN TEHNIC Nr. 1**

**ÎNDRUMĂTOR**  
practic pentru semiconductorii utilizați la  
bunurile de folosință îndelungată din  
ramura electronică

**PENTRU UZ INTERN**



I N D R U M A T O R  
practică pentru semiconductorii utilizați  
la bunurile de folosință îndelungată din  
ramura electronică

**Autor**

**Ing.STATNIC EUGEN**

## **CUPRINS**

	<u>Psg.</u>
Introducere . . . . .	5
Cap.I Tehnologie tranzistoarelor . . . . .	8
Cap.II D i o d e . . . . .	42
Cap.III Tranzistoare . . . . .	71
Cap.IV Tranzistoare de putere cu siliciu	105



## INTRODUCERE

### CURS PRACTIC DE TRANZISTOARE

În mai multe numere succesiv Buletinul de Informații tehnice al Secției de Service - Electronica, se vor prezenta probleme legate de tehnica circuitelor cu tranzistoare.

Pentru o mai bună cunoaștere a funcționalității tranzistoarelor pentru înțelegerea limitelor de utilizare, pentru aprecierea posibilităților practice de înlocuire în timpul fabricației aparatelor și mai cu seamă în procesul de service, este necesară și cunoașterea tehnologiilor cu care se fabrică tranzistoarele:

Cunoașterea tehnologiei de fabricație ajută la cunoașterea structurii interne a diferitelor familii și tipuri de tranzistoare și prin aceasta și la cunoașterea proprietăților fiecărei familii de tranzistoare adică a parametrilor electrici și termici.

Este de extremă importanță ca personalul de service să-și însușească cunoștințe mai largi și mai profunde despre dispozitivele semiconductoare, deoarece în anii următori practic toate aparatele electronice de larg consum vor funcționa pe baza tranzistoarelor, diodelor și circuitelor integrate, cu tehnici noi, relativ complicate ca cele din:

- radiorecepția stereofonică ;
- televiziunea în UIF (ultra înaltă frecvență) ;
- televiziunea în culori.

Circuitele noi, mai ales cele din televiziune pre-

tind familiarizarea cu circuitele noi de putere:

- etajele de baleiaj vertical cu tranzistoare și circuite integrate;
- etajele de baleiaj orizontal cu tranzistoare sau tiristoare ;
- stabilizatoare de tensiune cu tranzistoare și tiristoare.

Cursul de tranzistoare pe care îl inițiem va trata pe rând teme distincte, care înțelese și învățate vor contribui la ridicarea nivelului tehnico al depanatorilor din rețeaua de Service.

### TRANZISTOARE

Tranzistoarele cu germaniu au fost dezvoltate în anii 1950 - 1960 iar cele cu siliciu în perioada 1960 - 1970. Actualmente cele două feluri de tranzistoare coexistă și sînt utilizate curent în industrie, preponderența trecînd de partea siliciului din cauza economicității fabricației acestora și a cîmpului mai larg de folosire.

Pentru cele mai multe domenii de utilizare tranzistoarele cu siliciu prezintă caracteristici superioare față de tranzistoarele cu germaniu, din care se arată cîteva:

	Ge	Si
Tensiunea maximă ( $U_{CEX}$ )	500 V	2500 V
Putere disipată ( $P_d \max$ )	35 W	150 W
Frecvența maximă ( $f_T$ )	1000 MHz	5000 MHz
Temperatura admisă a joncțiunii ( $T_j$ )	+ 90°C	+ 175°C

x

Drumul de 20 ani de la tranzistorul cu contacte punctiforme (1948) pînă la tranzistoarele rapide de putere (1968) parcurge multe etape de dezvoltare a tehnologiei se-

deconductorilor. Fiecare tehnologie nouă elaborată a permis producerea unor anumite tipuri și familii constructive de tranzistoare, care s-au succedat în decursul anilor cam în următoarea ordine:

- I. Tranzistoare Ge aliate ( $f_T \max = 10-12 \text{ MHz}$ ) - 1950
- II. Tranzistoare Ge drift (difuzat-aliate) ( $f_T \max = 50 \text{ MHz}$ ) - 1955
- III. Tranzistoare Ge aliate-difuzate (PAD) ( $f_T \max = 80-150 \text{ MHz}$ ) - 1958
- IV. Tranzistoare Ge mesa ( $f_T = 250-800 \text{ MHz}$ ) - 1960..1965
- V. Tranzistoare Si planar ( $f_T = 100..1500 \text{ MHz}$ ) - 1962..1970.

Performanțele primelor tranzistoare cu siliciu realizate cu 10 - 15 ani în urmă au lăsat să se întrevadă un viitor strălucit tehnologiei planare care în ultimii 6-7 ani făcînd excepționale progrese, făcînd posibilă producerea în masă, în condiții de neîntreruptă reproductibilitate a parame-trilor și cu un mare randament de fabricație. Cantități norme de tranzistoare se fabrică anual. Astfel producția în anul 1974 a fost de 150.000 ori mai mare decît cea din 1951.



## TEHNOLOGIA TRANZISTOARELOR

Germaniul și siliciul sînt materialele de bază utilizate în producerea dispozitivelor semiconductoare: diode, tranzistoare, tiristoare.

Germaniul: metal cenușiu, foarte casant, densitatea 5,35, temperatura de topire  $958^{\circ}\text{C}$ .

Siliciul: metal cenușiu, dur dar casant, densitatea 2,33, temperatura de topire  $1414^{\circ}\text{C}$ .

Tehnologia pregătitoare

Ca materie primă atât Ge cât și Si se prezintă în bare policristaline, care în procesul metalurgic de preparare este purificat prin topire zonală: un creuzet lung de grafit, tras de un sistem de antrenare, străbate un tub de cuarț umplut cu gaz inert, fiind ghidat pe șine. În jurul tubului de cuarț, la distanțe convenabile sînt plasate bobine de inducție străbătute de tensiuni de înaltă frecvență care încălzesc și topesc materialul din creuzetul care se deplasează lent în tubul de cuarț. Prin topire succesivă, impuritățile din material se deplasează spre unul din capetele creuzetului, materialul pur fiind apoi extras din acest cuptor. Foarte schematic topirea zonală este arătată în fig.1

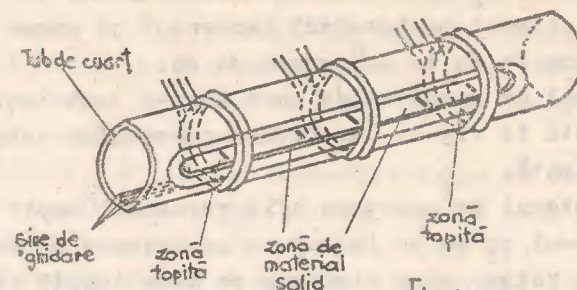


Fig.1 TOPIREA ZONARĂ

Prin topire zonală se obține un material cu puritate ce depășește cu mult ceea ce se poate obține pe cale chimică ( $10^{-3} \dots 10^{-4} \%$ ) corpuri străine. Pentru tranzistoare este însă necesar un material cu o puritate de  $10^{-7} \dots 10^{-8} \%$ .

Purificarea se bazează pe un fenomen nou: dacă un material topit care conține corpuri străine se răcește lent și se solidifică, în zona cristalizată se constată de cca. 5000 ori mai puține "corpuri străine" decât în zona încă lichidă. Zona topită (lichidă) se deplasează dealungul materialului din creuzet deoarece creuzetul este deplasat lent. Astfel zona topită se "îmbogățește" mereu cu impurități care rămân la un capăt al barei de metal din creuzet. Prin topiri zonare repetate se ajunge la purități chiar de  $10^{-9}$  (1 atom străin la 1 miliard de atomi de Ge). Pentru a putea înțeli delicatețea procesului de purificare, trebuie spus că  $1 \text{ mm}^3$  de Ge purificat față de cei  $10^{19}$  atomi de Ge mai există  $10^{10}$  atomi străini.

Faza următoare în tehnologie este creșterea monocristalului de Ge (sau Si), care se face la GE din material topit într-un cuptor vertical umplut cu gaz inert. Monocristalul trebuie să aibă proprietăți fizice (rezistivitatea specifică, orientarea cristalului etc.) foarte bine definite.



De exemplu la procesul de dotare sau impurificare dacă se urmărește obținerea unui monocristal de tip N cu o rezistivitate de 1 ohm.cm, este necesară introducerea în Ge a unor atomi de element pentavalent (Arseniu) și anume în "doza" de 1 atom de As la  $10^8$  atomi de Ge.

Procesul de creștere se face într-o instalație schematic arătată în fig.2. Descrierea procesului este simplificată la limită.

În cuptorul de cuarț se află germaniul topit la  $cca. 960^\circ$ . În vasul cu Ge se introduce un creuzet de tragere, mult mai mic ca volum, care plutește pe masa topită și care însă conține un grăunte de monocristal care constituie "cheagul" în jurul căruia se va forma marele monocristal. Materialul din creuzetul mare (încălzit cu înaltă frecvență) va fi "supt" în creuzetul de tragere printr-un orificiu de admisie, prin care trece o cantitate mică de masă topită, ce intră

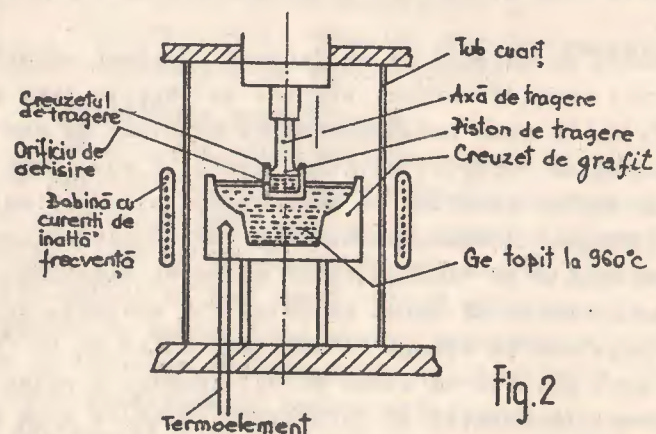


Fig.2

în micul creuzet, se aliază cu materialul (pentavalent sau trivalent) de dotare și apoi este tras încet de axă - piston sub forma unei baghete cu  $\varnothing 28 - 30$  mm care se răcește. Ma-

terialul de dopare a fost în prealabil introdus în creuzetul mare, astfel că germaniul care pătrunde în creuzetul mic este dopat în concentrația dorită. De exemplu un monocristal de Ge de tip P care cântărește 2 kg (50 cm lungime), este necesar un adaos de numai 0,6 mg indiu (In), iar tragerea durează cca 7 ore.

Procesul obținerii monocristalelor de Si este în principiu asemănător cu cel pentru Ge, dar ceva mai dificil din cauza temperaturii de lucru ( $1420^\circ\text{C}$ ).

Intrucât siliciul servește în special pentru dispozitive de tensiune ridicată este necesară obținerea de cristale de rezistivitate mare, de 100 și chiar 1000 ohmi cm și ca urmare cantitățile de material de dotare este foarte mică. Se obțin "baghete" de Si cu diametrul până la 80 - 100 mm și lungimea de 30 - 50 cm cu procedee de tragere perfecționate, cum este tragerea prin creștere radială.

În continuare, barele de Si sau Ge monocristalin sînt tăiate în discuri cu grosimea de 0,3 - 0,4 mm. Tăietura trebuie să fie perfect paralelă cu rețeaua cristalină a materialului; în acest scop cu ajutorul tehnicii de röntgen-goniometrie se obține orientarea exactă a tăieturii.

Urmează mai multe etape de șlefuire a discurilor obținute prin tăierea baghetei. La șlefuire se urmărește obținerea unei suprafețe cu luciu de oglindă, fără zgîrieturi care să afecteze rețeaua cristalină. Oricît de fină ar fi suprafața ea conține pe o adîncime de câțiva microni o zonă cu crăpături, zgîrieturi microscopice etc., așa numitul strat "damage" (stricat), strat ce nu poate fi înlăturat pe cale mecanică ci pe cale de corodări chimice și spălări succesive. Discurile de Ge sau Si șlefuite și corodate sînt supuse celui mai strict control de calitate.



### Tehnologia tranzistoarelor aliate

Pentru tranzistoare aliate la care sistemul sau structura fiecărui tranzistor se realizează bucată cu bucată, din discul mare de Ge, de tip N, se decupează cu mijloace mecanice speciale și foarte precise plachete mici rotunde, dreptunghiulare sau pătrate cu dimensiuni de 1 la 5 mm și grosimea de 100 - 200 microni (bormagini cu ultrasunet, freze cu diamant etc.). Toleranțele la dimensiune și grosime sînt aici de ordinul a  $\pm 2$  microni la tranzistoarele de înaltă frecvență și  $\pm 5$  la plăcuțele pentru tranzistoarele de putere. Sortarea plachetelor după dimensiuni și grosimi se face pe aparatură automată în ritmul de 1 buc/secundă la un grad de precizie de  $\pm 1$  micron; după sortare plăcuțele se supun unei noi curățiri (corodare, spălare, uscare). Aceste plăcuțe sînt baza tranzistoarelor aliate.

Emitorul și colectorul tranzistoarelor aliate se obțin din bile mici de material semiconductor numite dot care vor fi "lipite" pe plăcuța bazei. Aceste bile sînt un aliaj de indiu cu 0,5 % galiu. Indiu fiind trivalent, bilele au conductibilitate de tip P. Galiul va îmbunătăți randamentul tranzistorului sub aspectul amplificării la curenți mari. Aluminiul face același lucru ca și galiul, dar alierea lui este mai dificilă. Din bare rotunde de aliaj In-Ga se taie discuri subțiri care sînt trecute printr-un lichid fierbinte în care plăcuțele se topesc și se transformă în bile datorită tensiunii superficiale. Bilele cîntăresc între  $0,85 \pm 0,05$  mg pentru tranzistoarele de înaltă frecvență, pînă la  $55 \pm 5$  mg pentru tranzistoarele de putere. Se mai folosesc la producerea tranzistoarelor și dotări de aliaj Pb-Zn (plumb-zinc) iar pentru tranzistoarele aliate de tip NPN doturi de aliaj Pb-Sb (plumb - antimoniu sau stibiu).

### Procesul de aliere

Vom trata succint cazul unui tranzistor Ge-PNP de joasă frecvență, cum este familia EFT321-323-351-353. În figura 3a se arată simplificat o secțiune ideală printr-un tranzistor de acest fel, iar în fig.3b o secțiune reală.

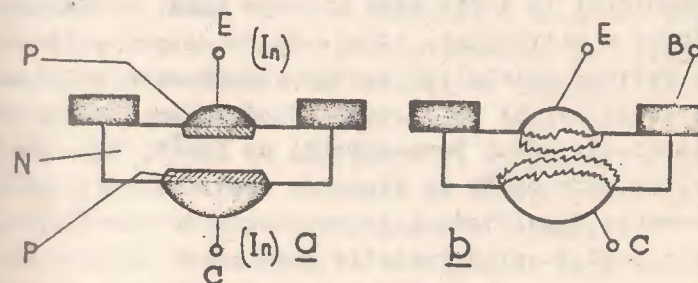


Fig 3

Vedem în figură plăcuța bazei, de conductibilitate N (cu exces de electroni) și emitorul de tip P, cum și colectorul de tip P. Emitorul are încă deasupra restul de Indiu, tot așa și colectorul (partea neagră care sugerează partea nealiată din dot). Pe plăcuța bazei este un inel metalic, mai rar din aur și în general din nichel care este suportul sistemului și totodată contactul bazei.

La acest sistem se poate ajunge astfel:

Intr-un poziționar din grafit se așează plăcuța bazei iar peste aceasta dotul (bila) de emitor. Totul se introduce într-un cuptor și la temperatura de  $156^{\circ}\text{C}$  bila de indiu se topește, se așează pe suprafața plăcuței și face un contact oarecum lipit de formă circulară, limitată de poziționar (pentru ca Indiu să nu se întindă pe toată plăcuța). Crescînd în continuare temperatura, la ca.  $400^{\circ}\text{C}$  indiu începe să se alieze cu germaniul, proces în care in-



diul dizolvă germaniul formîndu-se o picătură plată de soluție In-Ge. Dacă temperatura crește în continuare, frontul de aliere (zona topită) progresează în adîncime "amestecul" de indiu cu germaniu îmbunătățindu-se continuu. Ținînd seama însă de temperaturile diferite de topire ale indiumului și germaniului, la temperatura de topire a indiumului solubilitatea germaniului în indiu este aproape nulă, astfel că la orice răcire a sistemului, atomii de Ge desprînși (topiți) de pe rețeaua cristalină se recrystalizează adică revin înte la locul lor și se "prind" adică cresc din nou pe vechiul cristal. În jurul temperaturii de  $540^{\circ}\text{C}$ , timp de cca 1,5 ore, un mare număr de atomi de indiu și galii pătrund în germaniu dizolvîndu-l în proporție de cca. 60-70 % formîndu-se o zonă de mică rezistivitate și de conductibilitate P deoarece prin răcire, zona recrystalizată reține o cantitate mare de atomi de indiu. Această zonă nouă cu regiunea imediat vecină de germaniu neatacat care a rămas de tip N, formează joncțiunea PN, emitor-bază. Pătrunderea frontului de aliere a indiumului în germaniu nu este însă la fel de mare (în adîncime) din cauza neomogenității procesului determinată de prezența unui strat de oxid de grosime inegală pe bila de indiu. Rezultă din această cauză o joncțiune EB neregulată ca în fig. 3b.

Obținerea joncțiunii colectorului se face la fel repetînd într-un fel procesul, bineînțeles în condițiile unei alte temperaturi adecvate de aliere și a unei alte durate, deoarece bila de colector este de altă rezistivitate și altă mărime. Frontul de aliere al colectorului va pătrunde în plăcuța bazei formînd o joncțiune PN în care zona P creată este de rezistivitate mare pentru a suporta tensiuni inverse mari (20..80 V) specifice condițiilor de lucru și alimentare a colectorului. Cele două fronturi de aliere pătrund în bază pînă la o distanță de cca 40 microni

(la tranzistorul aliat de joasă frecvență și mică putere astfel că grosimea efectivă a bazei de tip N de 40 microni. De această grosime depind hotărîtor cîștigul și frecvența de tăiere a viitorului tranzistor. La tranzistoare aliate de înaltă frecvență (familia EFT306-307-308) grosimea bazei va fi de numai 15 - 18 microni. O bază mai subțire înseamnă un drum mai scurt pentru procesul de trecere a purtătorilor de sarcină prin bază și ca urmare o frecvență de tăiere mai mare. Dar la grosimi ale bazei sub 12 microni, tehnologia alierii nu mai poate fi stăpînită. O pătrundere mai mare a celor două fronturi de aliere poate duce la "eudarea" lor și deci la distrugerea sistemului.

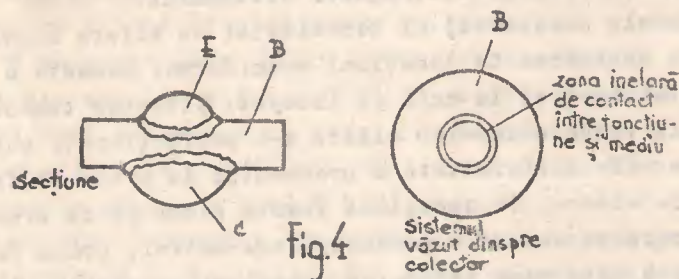
Marele dezavantaj al tehnologiei de aliere descrise constă în obținerea de joncțiuni neuniforme. Aceasta a fost tehnica fabricației în anii de început. Ulterior tehnologia fabricării tranzistoarelor aliate s-a perfecționat, conducînd la o mare uniformitate a procesului de avans al fronturilor de aliere, la joncțiuni foarte plane și ca urmare la o dispersare redusă a parametrilor. Astfel, prima fază tehnologică este acum reducerea oxizilor (în special al indiumului) la temperatura de  $600^{\circ}\text{C}$  în atmosferă de hidrogen, de pe toate cele 3 piese introduse în cuptor în incinte separate. Apoi urmează 2 etape: una de lipire, alta de aliere. Următorul pas este lipirea colectorului de bază (lipirea nu alierea) la o temperatură de cca.  $450^{\circ}\text{C}$  datorită volumului mai mare și rezistivității mai mari a colectorului. După o imediată încălzire urmată de răcire, la temperatura de  $420^{\circ}\text{C}$  se face lipirea mai micului și mai puțin rezistivului emitor. Acest pas de lipire a bilor de plăcuța bazei, se realizează în instalații scumpe, în poziționeri de grafit, cu sisteme complexe de automatizare și variere a programului de temperatură, dar procesul este de scurtă durată și destul de productiv. Al doilea pas care în mod nor-



mai trebuie să dureze mai mult timp este alierea, care așa cum se știe se face la cca.  $540^{\circ}\text{C}$ . Acum, fără poziționeri, sistemele trec lent pe bandă printr-un cuptor tunel, în care la o anumită distribuție de temperatură de-a lungul tunelului are loc procesul de aliere, în cca. 2 ore.

Prelucrarea suprafețelor este următorul pas extrem de important în fabricarea sistemului.

Emitorul și colectorul s-au aliat pe bază; în jurul lor avem suprafețe circulare unde fronturile de aliere adică joncțiunea are contact nemijlocit cu mediul înconjurător, așa cum se vede din fig. 4



În aceste zone, liniile de câmp electric vor fi deformate în straturile din apropierea suprafeței de contact cu mediul, din cauza acțiunii unor factori locali de natură chimică. În cazuri extreme, pe aceste suprafețe și imediat sub aceste suprafețe au loc străpungeri de tensiune sau se formează straturi de inversare. Aceste granițe înelare dau și se murdăresc modifică în mod esențial rezistența inversă a joncțiunilor CB și EB și deci parametrii tranzistorului.

De aceea de extraordinară însemnătate este tratarea chimică a suprafețelor sistemului fie nemijlocit după aliere pe sistemul nemontat (fără contacte și fără suportul bazei), fie într-un alt moment tehnologic ulterior. Practic,

sistemul se supune unei corodări chimice în scopul curățirii urmată de spălare și o uscare extrem de dificilă concomitent cu o oxidare. Ulterior la unele tranzistoare suprafața se acoperă cu un agent neutru protector. La tranzistoarele de putere corodarea se face de 2 ori; întâi după aliere și apoi după montarea sistemului dar înainte de a-l fixa în capsulă. Se utilizează împotriva pătrunderii umezelii la "granița circulară" lacuri siliconice sau rășini antihigro ca materiale de acoperire și protecție. Protecția suprafețelor critice amintite se realizează și prin oxidarea germaniului în aer uscat supraîncălzit. Oxidul de germaniu cu toate că nu este la fel de stabil cu cel de siliciu protejează satisfăcător zona joncțiunilor. De gradul curățirii suprafețelor și de calitatea "izolării" depind în cea mai mare măsură fiabilitatea tranzistorului, curenții inversi, zgomotul și în general conservarea parametrilor în timp, deci durata de viață a tranzistorului.

Toate fenomenele de suprafață care au loc pe sistem sînt activate de umezeală și de temperatura joncțiunii. Procesul distructiv este accelerat de tensiunile inverse care sînt aplicate tranzistorului în condițiile normale de lucru.

De fapt degradarea în timp a tranzistoarelor neselecabilă și foarte greu controlabilă care are loc datorită efectelor de suprafață este mult mai periculoasă pentru circuitele electronice decît distrugerea prin supratensiuni sau supracurenți produși de cauze cunoscute.

Montarea - Sistemul după ce a fost testat electric primește contactele terminale din fir de aur sau aluminiu care se lipesc de E și C prin diverse metode, ca și contactul bazei care este și suportul sistemului. Apoi sistemul este introdus în capsula metalică și închis ermetic prin lipe.



### Tranzistoare difuzat-aliate (Drift sau DA) EFT317, 319, 320.

În scopul de a obține tranzistoare cu frecvențe mai mari de lucru, ar fi necesară subțierea bazei. O relație între grosimea bazei și frecvența de tăiere  $f_T$ , este:

$$f_T = \frac{1450}{w^2} \text{ în care } f_T \text{ rezultă în MHz, dacă } w \text{ este în microni.}$$

Pentru un tranzistor cu  $f_T = 50$  MHz ar fi necesară o bază de 5 - 6 microni grosime. Dar la această grosime a bazei, tehnica alierii nu mai poate fi străpinită. În 1957 - 1958, specialiștii de la RCA au imaginat o metodă de a accelera trecerea purtătorilor de sarcină prin zona bazei și anume crearea unui câmp electric intern în bază prin doparea neomogenă, gradată, a acesteia. Astfel, în partea bazei dinspre emitor, printr-un proces de difuzie, se obține pătrunderea unei cantități mari de atomi de indiu pe o adâncime mare.

**Difuzia.** Plachete de tip N de rezistivitate mare se introduc într-un cuptor în care materialul ce va pătrunde (va difuza) în bază se află în stare de gaz saturat. Temperatura mare din cuptor ușurează difuzia, astfel că, într-un timp destul de îndelungat, se obține o adâncime de difuzie de 1,5 la 5 microni. Concentrația N de atomi care pătrund în plăcuță este mare la suprafață și tot mai mică spre interior, cu un gradient exponențial de scădere, așa cum se sugerează în fig. 5 a și b.

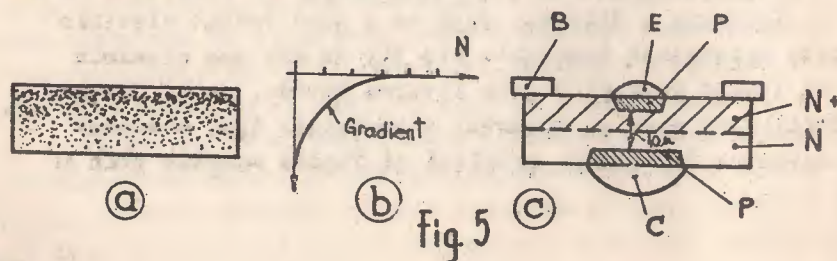


fig. 5

În plăchetă se formează datorită difuziei o zonă de rezistivitate mică, adică de conductibilitate mare, zonă de obicei notată cu  $N^+$  înspre emitor și o zonă de rezistivitate mare înspre colector.

Colectorul va fi acum aliat în mod obișnuit pe partea mai rezistivă a plăcuței iar emitorul va fi aliat pe partea difuzată, de mică rezistivitate. În zona emitorului concentrația variabilă de purtători de sarcină (dacă o perturbăm spre adâncime) sau altfel zis gradientul de concentrație a purtătorilor creează un câmp electric accelerator pentru golurile injectate de emitor. Ca urmare timpul de transit se scurtează de 3 - 5 ori; este ca și cum baza ar fi de 3 - 5 ori mai subțire, rezultând un tranzistor cu frecvență limită de 3 - 5 ori mai mare.

O dificultate tehnologică importantă este plasarea emitorului la o adâncime potrivită în zona difuzată; altfel spus procesul de pătrundere a frontului de aliere în bază trebuie controlat cât se poate de exact. Dispersia de pătrundere a emitorului explică dispersia frecvenței de tăiere a tranzistoarelor difuzat-aliate (întâi difuzie și apoi aliere) numite și tranzistoare drift din cauza derivatei suplimentare la care sînt supuse golurile datorită câmpului intern în baza groasă de 10 microni. Tranzistoarele drift cunoscute sînt cele din familia EFT317-319-320, care au frecvența  $f_T$  cuprinsă între 30 și 60 MHz, fiind apte de a amplifica bine semnale pînă la  $f = 18 - 20$  MHz. "Tatăl" tranzistoarelor drift a fost tipul 2N384 elaborat de firma RCA în 1957. Alte tranzistoare drift sînt cele din familie AF134-135-136-137 a firmei Telefunken (elaborate în 1958 - tipul AF105). Dezavantajul tranzistorului drift este tensiunea mică admisă de polarizare inversă  $U_{BR}$ , de oca



### Tranzistoare aliat - difuzate (AF125 etc.)

Sînt cunoscute familiile de tranzistoare de înaltă frecvență AF124-125-126-127 și 2SA234, 2SA235, și 2SA434, utilizate de uzina Electronica în R.R. și T.V. și care au frecvența de tăiere de ordinul a 75-100 MHz. În tehnologia de fabricație a acestor tranzistoare întîi se face alierea și după aceea difuzia, pe plan internațional numindu-se PADT (post alloy diffused transistor). Tranzistoarele acestee mai sînt numite de tip dot-mesa (mesa punctiform) și au o largă răspîndire mai ales în aparatura japoneză de RTV, cu toate că elaboratorul a fost firma Philips în 1961.

Pentru a explica tehnologia se va prezenta ca și la celelalte tranzistoare o secțiune prin acest tip de tranzistor (fig.6).

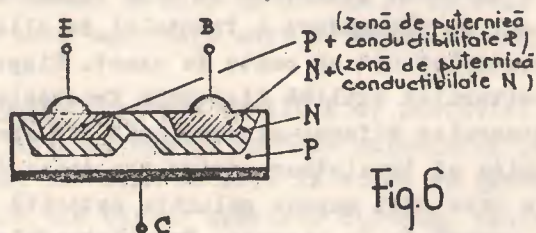


Fig.6

Tehnologia însope cu decuparea dintr-o plachetă mare de germaniu monocristalin de tip P, o fișie lungă și îngustă de material care va constitui colectorul pentru 8 viitoare tranzistoare. Această fișie este supusă unui ușor proces de difuzie (ca la tranzistoarele drift) prin care se obține din fază gazoasă pătrunderea unor atomi trivalenți care creează o zonă N. După aceasta se poziționează pe fișie 8 perechi de "pilule de conductibilitate N, plumbstibiu. Pilulele unei perechi se așază la 100 microni una de alta, iar perechile la cea 1 mm distanță între ele.

La cea 800°C se face lipirea pilulelor de fișia colector, cu care coaze pilulele pătrund oțiva microni în fișia.

Se execută apoi doparea pilulelor E cu aluminiu trivalent, deci de tip P, după care toată fișia este supusă unei post-difuzii tot la cea 800°C fază în care atomii pentavalenți (donori) din pilula B difuzează mai repede și creează zone N<sup>+</sup> a bazei iar aluminiul din pilula E difuzează mai lent și creează sub pilula E o zonă P<sup>+</sup> care este emitorul. După acest proces de difuzie, fișia cu cele 8 sisteme se lipește pe o bandă metalică (nichel), urmînd ca materialul semiconductor de tip P dintre sisteme să fie tăiat cu un ferăstrău circular cu 7 freze, separîndu-se în acest fel sistemele. Un proces de corodare selectivă permite înălțurarea resturilor de cristal, în scopul reducerii dimensiunilor colectorului și a capacităților sistemului. După testarea terminalelor și acoperirea de protecție cu argint neutru din punct de vedere electric, tranzistoarele se încapsulează. Cu tehnologia PAD se fabrică tranzistoarele superioare tranzistoarelor drift, mai ales sub raportul frecvenței deoarece capacitatea bază - colector este de ordinul a 1,3 pF față de 3 pF cît este la tranzistorul drift. Cel mai bun tranzistor din această serie este tipul AF121 cu  $f_T = 200$  MHz. Comparăția a două tranzistoare din cele 2 familii concurente și anume: EFT317 (drift) și AF125 (PAD) arată avantajele tehnologiei AD.

Tensiune inversă  $U_{BE}$  maxim admisă: 0,5 V/EFT317 1 V/AF125

Rezistență de intrare ( $r_{11}$ ) la 10,7

MHz, 9 V și 1 mA;

200 ohmi/EFT317

600 ohmi/AF125

Capacitatea de intrare ( $c_{11}$ ) la

10,7 MHz, 9 V și 1 mA:

80 pF = 40 pF/AF125



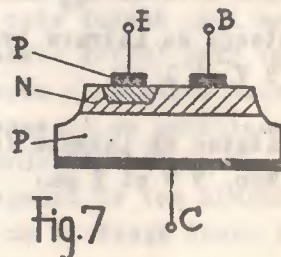
- capacitate de ieșire ( $c_{22}$ ) la 10,7 MHz, 9 V și 1 mA: 3,5 pF/EFT317 1,8 pF/AFL25
- rezistența de ieșire ( $r_{22}$ ) 30 kohm/ " 20 kohm "
- variația capacității  $c_{22}$  cu tensiunea  $U_{CE}$ : 0,3 pF/V " 0,03 pF/V "
- frecvența de tăiere  $f_T$  : 40 MHz " 75 MHz "

Din această comparație rezultă ascendența tipului AD față de tipul DA, mai ales la o proprietate care nu este indicată în catalog: variația capacității de ieșire cu tensiunea, care este mare la tranzistorul drift și neglijabilă la tranzistorul AD, ceea ce explică larga utilizare a tranzistoarelor AFL25 în oscilatoarele radioreceptoarelor de unde scurte (de ex. RR Albatros, Mamaia etc.).

Tehnologia MESA (AFL06, 109R, 139, 239, 240, 279, 280).

Numele tranzistoarelor de foarte înaltă frecvență realizate pe o suprafață plană de germaniu a fost sugerat fizicienilor din laboratoarele Bell de platourile aride brăzdate de văi abrupte ale Arizonei și care acolo se numesc mesa, topónimio spaniol care înseamnă masă sau munte în formă de platou-masă. Secțiunea printr-un tranzistor mesa sugerează cele spuse anterior.

Tehnologia mesa a fost dezvoltată și dusă pînă la perfecțiune înă în Europa de către specialiștii de la Siemens. Cu această tehnologie s-a trecut limita celor 200 MHz, ajungîndu-se la frecvențe de tăiere de 1,3 GHz. Crearea acestor tranzistoare și mai ales perfecționarea lor a permis elaborarea selectoarelor de canale tranzistorizate pentru FIF (canalele 1-12) și apoi



pentru UIF (canalele 21 - 68 = 470-860 MHz). Aceste tranzistoare au pătruns primele în televizoare, învingînd tubul electronic înă acum 12 ani (1964).

Pentru a asigura proprietăți bune la frecvențe de 300 - 800 MHz se pun următoarele condiții:

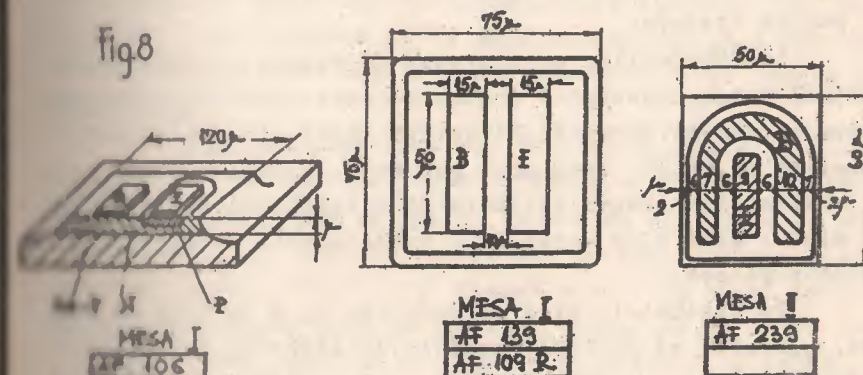
1. Timpul în care purtătorii de sarcină trec din emitor la colector trebuie să fie cît se poate de scurt, deci baza trebuie să fie cît se poate de subțire.

2. Capacitatea electrică a colectorului și a emitorului trebuie să fie cît mai redusă; aceasta înseamnă că suprafața sistemului trebuie redusă la minimum.

3. Rezistența distribuită a bazei ( $r_{bb}$ ), să fie minimă.

Aceste condiții au fost treptat satisfăcute în mai multe generații de tranzistoare mesa, la care geometria sistemului s-a alesorât treptat astfel:

Dim.	1960	1963	1967	1970	UM
Tipul	AF 106	AF 139	AF 239	AF 279	-
SUPRAFAȚA	120x120	75x75	60x50	50x40	μ
GRUSEA BAZEI	1,5	1,2	0,8	0,7	μ
DISTANȚA E-B	15	10	8	6	μ
TERMINALE	13	8	6	5	μ
$f_T$	250	500	780	900	MHz
$f_{max. osc.}$	800	1600	2200	2700	MHz





Acum cititorul cunoaște tehnica dierii și a difuziei. Tehnologia mesa numără (la modul cel mai simplificat) următoarele etape:

1. Pe o plăcuță de cristal din Ge-P care va fi colectorul tranzistorului, se realizează prin difuzia unui element pentavalent, un strat de tip N cu grosimea de 1-2 microni. Acest strat constituie baza.
2. Peste o parte a zonei centrale a plăcuței se aplică o bandă de aliaj aur-argint de cca 15 microni lățime și 50 microni lungime. Acesta este contactul bazei.
3. Peste viitoarea zonă a emitorului se aplică o folie de aluminiu monocristalin și în cuptor se aliază emitorul de tip P în bază pe o adâncime de cca 0,8 microni. În curgul alierii ia naștere zona P a emitorului.
4. Se corodează plăcuța dimprejurul suprafeței de 75x75 microni pe care se află formate baza și emitorul, creîndu-se masa adică platoul.
5. Masa care constituie însăși sistemul tranzistorului este lipită apoi de capsula metalică cu ajutorul unui strat de aur electrolic. Peste piesele E și B se lipesc terminalele din fir de aur de 7 microni grosime.
6. Sistemul este apoi încapsulat și tranzistorul este bun pentru testare.

În fabricație, succesiunea de operații tehnologice de natură fotomicroscopică (maskare-developare), chimică (acoperire-corodare), termică (difuzia-aliera) electrică (teste succesive pe faze), este mult mai mare. Problemele complexe ale acestei tehnologii delicate și dificile se pun însă acut atunci cînd este vorba de a produce zeci de mii de tranzistoare pe oră.

Pe plachetele disc de germaniu cu  $\phi$  28 - 30 mm tăiate, șlefuite și corodate se fabrică simultan între 1500 și 2000 de sisteme mesa; într-un cuptor de difuzie se întro-

duc deodată 80 sau 100 de plachete, adică 150 - 200 mii tranzistoare, difuzia bazei de tip N, grosă de 1 - 2  $\mu$  din gaz de arsen sau antimoniu durează între 50 și 80 minute la 600 - 700°C.

Depunerea bazei se face prin vaporizarea electrică a aurului la o temperatură de 380°C și la un vid de cca  $10^{-5}$  tori. Aurul se depune acolo unde masca de tantal are o fereastră liberă, adică exact pe locul viitorului contact al bazei. Emitorul din aluminiu se obține în mod asemănător.

Distanța între E și B este de cca 10 microni. Cu operatură electrooptică se controlează avansul unor sisteme în coordonate, care fixează masca cu 1800 de ferestre mici pe locul viitorului emitor, la 10 microni de o altă suprafață care va fi baza.

Corodarea mesei, adică a insulei colectorului. Întreaga suprafață a discului pe care se află cca 1800 sisteme este de cca 8 cm<sup>2</sup>. Sistemele sînt separate între ele la distanțe de 0,3 - 0,4 mm. Cu ajutorul unei măști cu găuri potrivite se depune un strat de lac peste acele părți ale discului pe care se află "insulele" viitoarelor tranzistoare, restul de suprafață rămînînd expusă atacului unui agent corosiv, care va ataca și va săpa materialul pe o adâncime de la - 20 microni. Zonele protejate cu lac vor rămîne neafectate.

După spălarea lacului, colectorul, baza și emitorul sînt contactate de 3 ace care testează sistemul, bucată cu bucată, avansînd pas cu pas și însemnînd cu tuș negru acele sisteme care electric nu corespund, în mod automat. Tușul conține un praf de material magnetic care va servi la "alegerii" sistemelor defecte, după ce discul va fi tăiat în plăcuțe de 0,5 x 0,5 mm cu freze sau cuțite de diamant.

Sistemele bune pot fi acum lipite așa cum am amîn-



tit prin intermediul unei folii de aur de ambaza capsulei tranzistorului. Urmează lipirea firelor terminale la cei doi "electrozi" ai tranzistorului. Firul cu diametrul de 7 - 10 microni este așezat pe suprafața B respectiv a E și la temperatura de cca 300°C cu ajutorul unui ac se presează firul de aur pe suprafața de contact, peste care în prealabil s-a depus prin vaporizare în vid o folie metalică. Contactarea prin acest procedeu se numește termocompresie și se face sub un microscop care mărește de cca 250 ori, poziționarea termocompresorului ac răcindu-se cu micromanipulare.

Procesul de spălare a suprafețelor în care joncțiunile au contact nemijlocit cu exteriorul se face oa și la tranzistoarele aliate, drift sau AD. Se procedează la oxidarea germaniului și apoi la izolarea cu agenți neutri (lacuri, rășini) a suprafețelor. Tranzistorul urmează a fi încapsulat, testat electric și sortat.

Epitaxia este un important mijloc de a mări frecvența de lucru a tranzistorului mesa. În fig.9 se arată o secțiune printr-un tranzistor mesa-epitaxial iar alături un tranzistor mesa simplu.

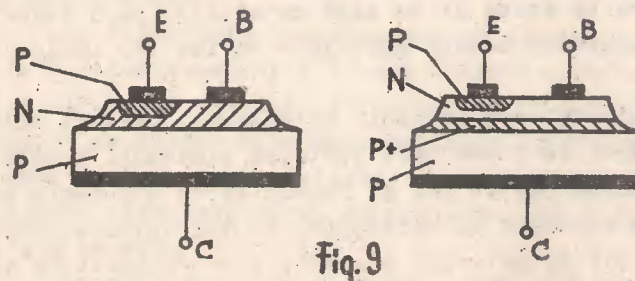


Fig. 9

Prin epitaxie se scurtează timpul de trecere prin tranzistor, respectiv timpul de comutație. Este ceva asemănător cu efectul difuziei la tranzistorul drift. Stim că

cel mai gros "strat" din tranzistorul mesa este colectorul care are 150 - 200 microni față de bază care are 1 - 2 microni (desenele nu sînt la scară), din material cu rezistivitatea de cca 1 ohm cm. Ar fi necesar însă un colector gros de 10 - 20 microni pentru a obține un tranzistor mai rapid. În acest scop se introduce în tehnologie, crearea unui strat subțire monocristalin de semiconductor de tip P<sup>+</sup> (de rezistivitate foarte mică) în zona P a colectorului. Acest strat este de 5 - 10 microni și este creșcut în atmosferă gazoasă pe un strat de tip P gros de 150 - 200 μ. Stratul epitaxial subțire preia rolul colectorului, iar stratul de 150 μ rămîne oa un suport și este denumit substratul tranzistorului, dar nu pierde complet rolul de colector. Este de fapt un colector compus din 2 straturi, unul subțire și de conductibilitate mare (P<sup>+</sup>) aproape metalic, iar altul gros de conductibilitate mică (P).

Bineînțeles că procesul termochimic al creșterii epitaxiale are loc în cuptoare speciale. Tranzistoarele cele mai cunoscute din tehnica mesa I sînt:

AP106 cu  $f_T = 250$  MHz (universal de înaltă frecvență)

AP109R cu  $f_T = 450$  MHz (selectoare FIF)

AP139 cu  $f_T = 550$  MHz (selectoare UIF)

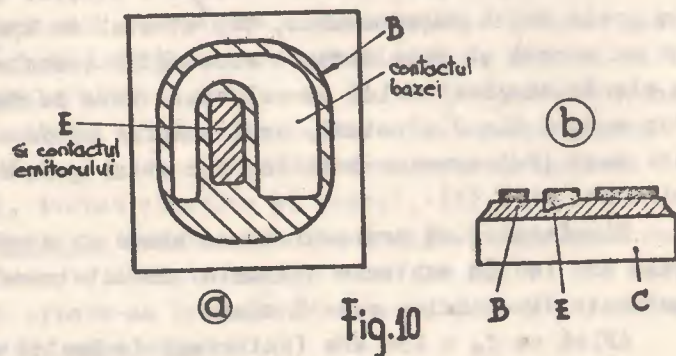
#### Tehnologia Mesa II

Reducerea dimensiunilor geometrice ale sistemului și modificarea formei bazei, a condus la tranzistoarele AP139 și AP240 cu proprietăți superioare tranzistoarelor AP109 și AP109R din familia mesa I. În fig.10 se arată structura geometrică și dimensiunile tranzistorului mesa II, elaborat tot la Siemens.

Baza oa se obține prin difuzie înconjoară emitorul, iar contactul metalic al bazei este oa o potcoavă în jurul emitorului. Procesele din joncțiunea BE se fac acum pe o "linia de contact" de două ori mai mare decît la structura me-



sa I, iar suprafața contactului bazei este tot de 2 ori mai mare decât baza dreptunghiulară de la mesa I. Ca rezultat, rezistența distribuită a bazei rezultă cam pe jumătate (cea la 10 - 15 ohmi), ceea ce mărește pe  $f_T$  cu oca 50 %. Distanța între BE se reduce de la 10 - 12  $\mu$  la 6 - 7  $\mu$  și ca urmare prin scurtarea "drumului" purtătorilor, tranzistorul devine și mai rapid. Emitorul este o insulă mică și nu mai este aliat plan-paralel în bază ci este înclinat așa cum arată fig.10, avînd deci adîncime variabilă.



Emitorul foarte puternic conductiv (P+) se obține prin dotarea germaniului de tip N al bazei cu aluminiu (trivalent). Adîncimea pătrunderii atomilor de Al în bază depinde de cantitatea de aliaj Al-Au oferită, adică de grosimea inegală a foliei depusă pe bază în zona viitorului emitor prin vaporizări succesive in vid. Depunerea inegală a foliei se asigură folosind măști tot mai înguste, la fiecare din cele 8 depuneri succesive de metal prin vaporizare. Aluminiul din folia de aliaj Al-Au (aluminu-aur), va servi ca material de dotare care va pătrunde în timpul procesului de aliere în bază, creînd joncțiunea PN a emitorului. Alierea se face la o temperatură de oca 600°C, cînd aluminiul dizol-

vă germaniul bazei. La răcire sub temperatura eutectică<sup>x)</sup>, aliajul Al-Au se solidifică formînd contactul metalic al emitorului.

Emitorul fiind înclinat pătruns în bază, raportul de dopare dintre bază și emitor are o variație liniară; avem de a face cu un gradient de dotare, care are o influență pozitivă asupra amplificării, zgomotului și proprietăților de RAS.

Contactul metalic al bazei este un aliaj de aur-argint (Au-Ag) depus tot prin vaporizare in vid cu ajutorul unei măști de foto lac cu fereastra în formă de U.

Protecția suprafețelor la tranzistorul mesa II se face prin depunerea unui strat protector insolubil în apă. Această depunere se face la temperatură ridicată pentru ca materialul protector să se polimerizeze aderînd la sistemul mesa. Tranzistorul AF239 realizat în tehnologia mesa II, a fost pînă în 1972 - 1973 cel mai bun tranzistor pentru selectoarele de UIF. În tehnologia planară pe Si nu s-a realizat încă în producție economică de mare serie un tranzistor PNP sau NPN superior lui AF239 din punctul de vedere al zgomotului.

S-au realizat în ultimii ani în tehnica planară pe Si tranzistoare de UIF echivalente cu AF239, dar în capsulă de plastic și anume tipurile AF279 și AF280 cu  $f_T = 700 - 800$  MHz. Tehnologia acestor tranzistoare nu diferă esențial de tehnologia mesa II. Pentru a asigura o protecție eficientă a suprafețelor, pe discul de germaniu cu  $\varnothing 28 - 30$  mm, în prima operație se depune un strat protector de dioxid de siliciu ( $SiO_2$ ), strat ce aderă perfect la germaniul monocris-

x) Temperatura eutectică este temperatura de topire a unui aliaj, temperatură ce este mai mică decât temperaturile de topire ale fiecărui din cele 2 metale componente ale aliajului.



talina la temperatura de  $620^{\circ}\text{C}$ . Depunerea se face în fază gazeasă din tetraetoxilan.

De aici începe tehnologia mesa II cu operația de înlăturare a stratului de  $\text{SiO}_2$  numai pe o porțiune în formă de potcoavă ajungându-se la germaniul monocristalin, care poate fi supus difuziei de obținere a bazei. Deci difuzarea bazei pe o grosime de  $1 - 2 \mu$  nu se mai face pe toată suprafața pastilei ci doar în fereastra bazei. Aplicarea foliei de emitor, tot de grosime variabilă, dotarea emitorului cu frontul său de aliere din aliaj de aur-aluminiu, depunerea contactului în formă de U al bazei ca o folie de aliaj Au-Ag se face ca și la tehnologia mesa II. Avantajul mare al tranzistorului mesa-planar este că marginile sensibile ale joncțiunilor se află sub stratul de bioxid de siliciu numai având contact cu exteriorul.

Acest strat protector împrumutat de la tehnologia planară pe siliciu asigurând izolarea higro a structurii, permite încapsularea sistemului în capsulă de plastic, mai ieftină decât capsula metalică etanșă a tranzistorului AF239. O secțiune simplificată prin tranzistorul mesa-planar AF279 este arătat în fig.11.

#### TEHNOLOGIA PLANARĂ PE SILICIU

Germaniul și siliciul diferă fundamental mai ales prin gradul de solubilitate a oxizilor în apă. În timp ce oxizii germaniului sînt dizolvați de apă, bioxidul de

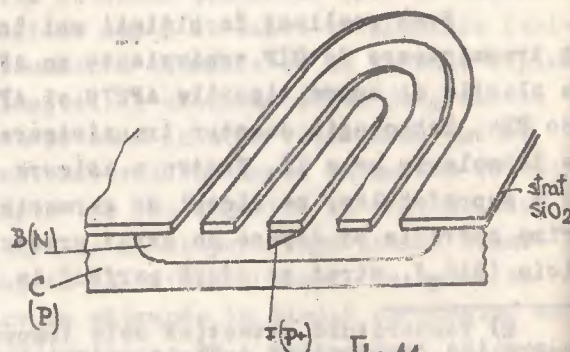


Fig.11

siliciu ( $\text{SiO}_2$  = cuarț) este o substanță insolubilă în apă. Afară de acestă, prezintă avantajul că materialele de dotare (Arsenul, Stibiul, Borul) nu pot ataca stratul de bioxid de siliciu decât extrem de încet, mult mai lent decât difuzia acestor elemente în siliciul monocristalin. Datorită acestor avantaje, structura semiconductoare poate fi protejată împotriva pătrunderii materialelor de dotare cu ajutorul propriului ei oxid și ca urmare difuzia poate fi efectuată pe o suprafață numai acolo unde prin mijloace adecvate s-a îndepărtat stratul de oxid. Mai departe, "fereastra" în care s-a făcut difuzia, poate fi închisă prin-

#### ETAPELE TEHNOLOGIEI PLANAR

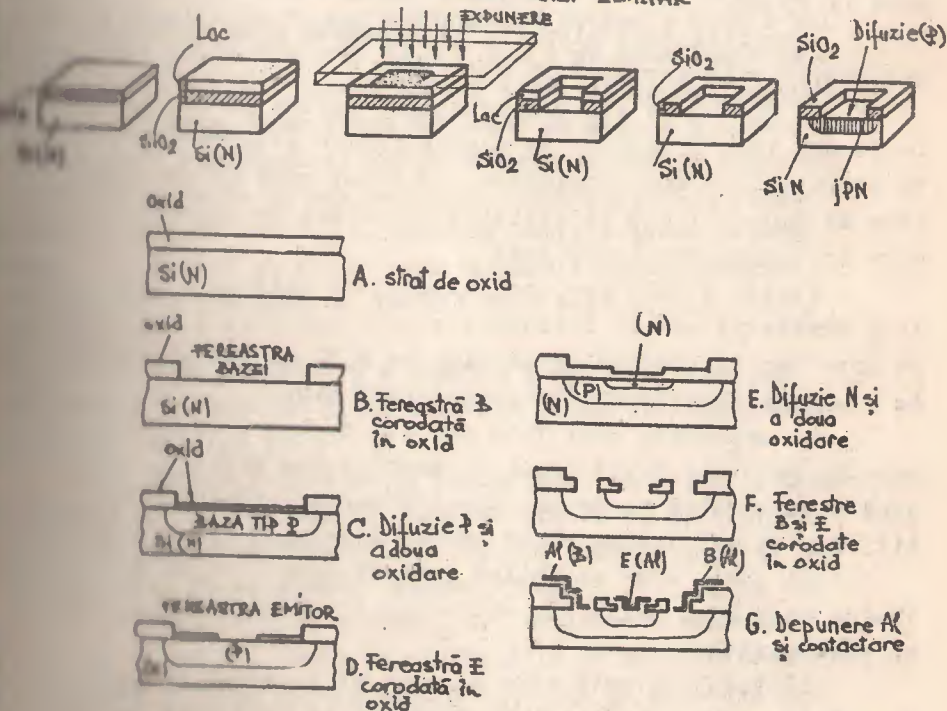


Fig.12



tr-o nouă oxidare. Prin faptul că un cristal poate fi supus în mod repetat la oxidări și corodări de oxid, este posibilă realizarea în siliciul monocristalin a diodelor, tranzistoarelor, rezistențelor și capacităților, toate acestea conectate între ele sau complet separate tot cu ajutorul unor straturi de oxid. Tehnologia planar a fost elaborată la firma Fairchild Semiconductor în SUA în 1959-1961.

Dar să urmărim etapele de fabricație a unui tranzistor planar cu ajutorul fig.12.

Se pleacă de la discuri de 0,2 mm grosime, tăiate dintr-o bară de siliciu monocristalin N, bară cu diametrul până la 75 mm.

Discurile sînt șlefuite și corodate pînă la luciu oglindă, pe cale mecanică și chimică.

A. Discul de siliciu este apoi oxidat la temperatura de cca 1200°C timp de 30 minute într-o atmosferă saturată de vapori de apă, creîndu-se un strat gros de cca 1 micron de  $\text{SiO}_2$  (bioxid de Siliciu). Procesul de oxidare ar dura în oxigen pur cca 8 ore.

Pentru a înlătura apoi stratul de oxid și a face o fereastră pentru fiecare din cele cca 5000 tranzistoare care vor fi produse pe un disc cu  $\varnothing$  32 mm se utilizează un procedeu fotolitografic care constă din:

a) depunerea unui film subțire de lac fotosensibil negativ pe disc; lacul poate fi negativ sau pozitiv, adică după iluminare să nu se mai dizolve partea iluminată (negativ) sau să se dizolve chiar partea iluminată (pozitiv);

b) peste disc se aplică o mască care lăsa să treacă lumina spre acea parte din suprafața discului unde difuzia nu este dorită;

c) lacul folosit este negativ și de aceea pe locul iluminat lacul nu va putea fi dizolvat și înlăturat la de-

velopare; locurile neexpuse luminei se curăță de lac rămînd liberă suprafața oxidului.

B. Se corodează pe cale chimică oxidul din ferestrele de unde lacul negativ s-a spălat, iar apoi se înlătură lacul negativ de pe tot restul suprafeței discului. S-a obținut astfel pe discul (paleta) de Si, ferestrele cu siliciu cristalin în care acum se poate face difuzia.

Ferestrele din care se îndepărtează siliciul pot avea dimensiuni de pînă la câțiva microni, cu margini clare și formă dorită.

C. Paleta de siliciu astfel preparată merge la cuprul de difuzie în care din fază gazoasă la  $t = 1100^\circ\text{C}$  se face difuzia borului (trivalent) în siliciul de tip N. La funcție de durata difuziei se obține o zonă P mai mult sau mai puțin profundă ( $0,5 - 3\mu$ ) și joncțiunea PN la stratul de contact dintre cele 2 zone, și anume joncțiunea bază-colector. Baza fiind difuzată se obține o dotare mai mare spre suprafață și mai mică spre adîncime; raportul între cea mai mare și cea mai mică concentrație de atomi de impuritate este de cca 4 : 1, ceea ce conferă bazei un câmp electric accelerator ca și la tranzistoarele drift. Urmarea este scurtarea timpului de tranzit prin bază și deci un  $f_T$  mare.

Suprafața exterioară a zonei P creată în fereastră este oxidată imediat ca și la oxidarea primă efectuată asupra întregului disc de Si.

Deci zonele P și N ar fi contactate, am obține o diodă planară cu Si, așa cum din acestea vor fi cu zecile în dispozitive integrate monolitice. Dar noi urmărim crearea tranzistorului și nu a unei simple diode.

D. Pentru aceasta procesul de realizare a emitorului începe cu un nou ciclu fotolitografic de mascare: lacul se expune foto și dezvoltare, dizolvarea și spălarea res-



tului de lac. S-a obținut astfel fereastra de emitor pe stratul de oxid depus după realizarea bazei. În zona mărginită de fereastră emitorului, oxidul este corodat și spălat; s-a ajuns astfel iarăși la stratul de tip P a bazei în care va fi creat emitorul prin difuzie în fereastră.

E. Emitorul va fi de tip N "implantat" în zona de tip P a bazei. Pentru a obține o zonă N trebuie ca un element pentavalent cum este fosforul (Ph) sau arsenul (As) să difuzeze din fază gazoasă în corpul solid (care este zona P) născându-se și o nouă joncțiune PN și anume joncțiunea bază-emitor. Peste emitor se depune din nou oxid. Geometria celei de a doua ferestre este alta iar dimensiunile mai mici decât a primei ferestre. Dotarea emitorului se face cu un proces de difuzie mai scurt dar la o densitate mai mare a gazului donor, rezultând o zonă  $N^+$ , cu rezistivitate mai mică ca a bazei.

F. Mai departe, pentru a putea contacta E și B se fac 2 ferestre în straturile de oxid care acoperă baza și emitorul: o fereastră de contact pentru bază și o fereastră de contact pentru emitor.

G. În vid se depune prin vaporizare un strat de aluminiu peste tot discul de siliciu adică peste fereastra de contact a bazei, peste fereastra de contact a emitorului, dar și peste restul suprafeței oxidate a discului.

Ulterior se îndepărtează cu metoda fotolitografică surplusul de aluminiu de pe suprafața de oxid și se trece la testarea electrică a fiecărui sistem.

Testarea electrică se face pe aparatură automată la care "coboară" pe plachetă peste fiecare sistem trei ace - cu vârful gros de 4 - 5 microni care fac contactul cu emitorul, baza și colectorul fiecărui sistem pe rând. Într-un timp de mai puțin de 1 secundă, se aplică tranzistorului oțeva tensiuni de probă după caz,  $U_{CB}$  sau  $U_{CE}$  și

se măsurându-se curenții inverși  $I_{CB0}$ ,  $I_{CE0}$  și  $I_C$  la un tensiune  $U_{BB}$ , cu scopul de a verifica viabilitatea viitorului tranzistor. Informația obținută din măsurători, trece la un sistem semiautomat sau automat de interpretare și luare a deciziei: BUN sau DEFECT.

Sistemele defecte electric sînt acoperite cu tuș, ele sînt însemnate pe o folie de plastic identică cu placheta, în scopul de a fi ulterior îndepărtate.

Urmază separarea sistemelor prin zgîriere și fără a plachetei în cele oțeva mii de structuri, din care se separă cele defecte.

Structurile bune sînt, apoi, lipite pe ambaza aurită a capsulei. Siliciul face cu aurul un aliaj eutectic de temperatură joasă, astfel că lipirea nu încălzește peste măsură structura și deci nu o afectează calitativ. De obicei tranzistorul se lipește la ambază, deci electric la capsulă.

Prin termocompresiune se contactează sub microscop pe cele 2 ferestre de contactare fire de aur sau aluminiu de  $7 - 13 \mu$  grosime (firul de păr omensc are  $50 - 70 \mu$ ). Contactarea este atît de bună încît la efort se rupe firul și nu ambaza.

Tranzistorul se închide apoi în capsula metalică care conține într-o atmosferă inertă, lipsită de desăvirșiri de umiditate, praf etc.

Pe dispozitive automate de testare și sortare se aplică la impulsuri un program de testare, în funcție de tipul tranzistorului. Se sortează în principiu după tensiune și amplificarea grupe sau tipuri de tranzistoare.

La tranzistoare de înaltă frecvență se mai verifică oțevi parametri cheie care asigură încadrarea tranzistorului în tipul de catalog respectiv, ca de exemplu: factor de câștig, comportarea caracteristicii de reglare, am-



plificarea într-un anumit circuit de test.

La tranzistoarele de comutație de exemplu, se verifică timpii de comutație sau după necesitate tensiunea de saturație la impulsuri mari de curent.

Aceasta ar fi în linii mari succesiunea operațiilor și procedeele tehnologice principale de fabricație a tranzistoarelor planare.

### Tranzistoare planar epitaxiale

Foarte multe din tranzistoarele planare sînt astăzi și epitaxiale deci planar-epitaxiale. Pentru a se înțelege la ce este bună epitaxia trebuie spus cîte ceva despre influența joncțiunii colector-bază și mai ales influența colectorului asupra funcționării tranzistorului.

La tranzistoarele aliate din germaniu sau siliciu colectorul este uniform sau omogen dotat în volumul său; doar în apropierea joncțiunii avem o concentrație mai mare de atomi, dar numai într-un strat foarte subțire. Și la tranzistoarele difuzat-aliat (drift) avem aceeași situație. De rezistivitatea colectorului deci de gradul lui de dotare depinde comportarea tranzistorului la tensiune inversă și la frecvență mare.

La tranzistorul planar care este dublu difuzat (o difuzie a bazei și o difuzie a emitorului), colectorul este constituit din materialul de tip N al substratului (placheta), care este de asemenea dotat omogen în volum deci și în adîncime. Amplificarea tranzistorului la frecvențe mari este determinată după cum se știe de către  $f_T$ , iar  $f_T$  este influențat hotărîtor de capacitatea colectorului  $C_c$ . Amplificarea este cu atît mai mică cu cît  $C_c$  este mai mare. Deoarece joncțiunea deci dioda de colector lucrează întotdeauna în regim de polarizare inversă, stratul de blocare al acestei diode constituie dielectricul capacității colectorului. Cu cît stratul de blocare este mai gros cu atît

este mai mică capacitatea. Dar pentru a avea un colector cu  $C_c$  mică este necesară o dotare slabă în volumul său, deci un material de rezistivitate mare și cît mai subțire posibil. Din motive mecanice grosimea colectorului nu poate fi prea mică astfel că rezultă o rezistență mare a colectorului chiar dacă acesta este slab dotat. O rezistență mare de colector în general necesară pentru a asigura o tensiune inversă mare mai înseamnă și o tensiune mare de saturație  $U_{CE\text{ sat}}$ , deoarece  $U_{CE\text{ sat}} = R_c \cdot I_0$  și se prezintă ca în fig. 13a, unde este arătată caracteristica  $I_0 = f(U_{CE})$  comparativ pentru un transistor planar și altul planar epitaxial. Prin epitaxie se înțelege un strat foarte subțire de structură monocristalină orientată crescînd pe un cristal de siliciu. "Crescînd" înseamnă, fizic, care continuă structura monocristalină a cristalului suport. Tehnologic, pe o placătoară groasă de siliciu monocristalin, puternic dotat, cu o conductibilitate mare, aproape metalică se crește (se depune) din fază gazoasă un strat foarte subțire de rezis-

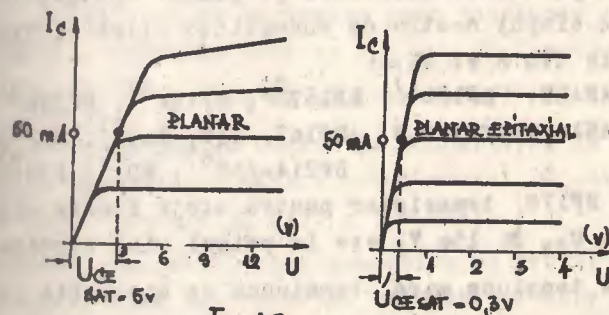


Fig. 13

istivitate mare (slab dotat). Acest strat va constitui din punct de vedere electric colectorul tranzistorului planar-epitaxial. Mărima rezistenței reziduale  $R_c$  și deci tensiunea de saturație  $U_{CE\text{ sat}}$  va fi determinată în principal de



stratul gros de rezistivitate redusă. În schimb stratul subțire și rezistiv al epitaxiei face ca tranzistorul să aibă proprietăți bune de frecvență datorită capacității mici a colectorului epitaxial slab dotat și timpi mici de comutare, mai ales timpul de saturație care este o parte esențială din timpul de "deconectare" al unui tranzistor.

Epitaxia se folosește deci pentru a reduce tensiunea de saturație și pentru mărirea  $f_T$  respectiv pentru reducerea timpilor de comutație a tranzistoarelor planare, obținându-se practic un colector de 2 zone diferite de dotare și nu un colector dotat omogen ca la tranzistoarele aliate.

La tranzistoarele NPN planar epitaxiale tehnologia începe deci de la o plachetă de tip N+ cu epitaxia N adică cu stratul epitaxial crescut, care urmează a fi oxidată la suprafață ca și la tranzistorul planar. În continuare difuzarea bazei se face în acest strat epitaxial.

Exemple de tranzistoare și planar epitaxiale pot fi citate din câmpul nostru de cunoștințe zilnice, tranzistoarele uzuale din R și TV:

PLANARE: BF178<sup>1)</sup>, BF167<sup>2)</sup>, BF180<sup>3)</sup>, BF200<sup>3)</sup>

PLANAR EPITAXIALE :BC107, 108, 109<sup>4)</sup>, BF173<sup>5)</sup>,  
BF214-215<sup>6)</sup>, BD135-136<sup>7)</sup>.

1) BF178, tranzistor pentru etaje finale video, cu o tensiune  $U_{CE} \approx 150$  V, are în primul rând sarcina de a rezista la tensiune mare, tensiunea de saturație ( $U_{CE sat} = 3 - 5$  V) nefiind importantă în regimul de lucru din amplificatorul video. Este tranzistor planar, cu un colector foarte slab dotat care conferă tensiune mare, capacitate mică. Frecvența  $f_T$  mare se obține prin geometria structurii (în "pieptene") și rezistanța distribuită a bazei  $r_{bb}$ , foarte mică (oca 20 ohmi) prin suprafața mare a bazei difuzate cit și prin forma bazei.

2) BF167, tranzistor planar, făcut în mod special fără epitaxie, deoarece avînd o tensiune de saturație mare ( $U_{CE sat} = 3 \dots 4$  V), în timpul procesului de reglare (RAS) prin creșterea curentului, crește  $U_E$  și scade  $U_C$  (datorită montajului) deci scade mult  $U_{CE}$ , ajungîndu-se la funcționarea în regim de saturație cu  $U_{CE} = 1 \dots 2$  V. În această situație, tranzistorul pierde complet amplificarea devenind atenuator.

3) BF180 este tranzistor planar pentru UIF (470 MHz) iar BF200 tranzistor de RF pentru FIF (50 - 230 MHz), ambele provenind prin sortare din aceeași fabricație. Proprietățile tipice planar se exploatează ca și la BF167, în procesul de reglare (RAS).

4) BC107, 108, 109. Tranzistoare planar-epitaxiale, deoarece sînt destinate mai ales funcționării în regim de comutație unde este nevoie de răspuns rapid, de tensiune mică de saturație și de tensiune de lucru ridicată. La familia BC107-108-109 care se deosebesc prin tensiunea inversă și amplificarea, epitaxia face ca  $U_{CE sat}$  să fie de ordinul a 0,2 V la  $I_C = 10 - 20$  mA și doar de 0,7 - 1 V la  $I_C = 100$  mA. Excepțională se obține și comportarea la comutare datorită capacității mici a colectorului ( $C_{CB} = 4..6$  pF) și ca urmare un foarte bun  $f_T$  (150 - 300 MHz).

5) Tranzistorul BF173 spre deosebire de BF167, are epitaxie, pentru a avea tensiunea de saturație foarte mică. Aceasta dă posibilitatea preluurării semnalelor mari din etajul etaj de FI-VS, folosindu-se din punct de vedere electric întreaga tensiune de alimentare disponibilă între colector și emitor. De pildă în TV portabil sport unde  $U$  alimentare este de 10,3 + 10,8 V, iar tensiunea continuă de emitor este de 0,8 V, rămîne:  $U_{CE} = U_A - U_E = 10,5 - 0,8$



= 9,7 V. Dacă  $U_{CE \text{ sat}}$  la  $I_C = 7 \text{ mA}$  ar fi de 4 V ca la BF167, ar rămâne pentru excursie semnalului de FI doar:  $9,7 - 4 = 5,7 \text{ V}$  adică insuficient. Aşa cu  $U_{CE \text{ sat}} = 0,7 \text{ V}$  la  $I_C = 7 \text{ mA}$ , rămâne o tensiune utilă continuă de 9 V pentru semnalul de FI.

6) BF214-215 sînt tranzistoare planar-epitaxiale pentru simplul motiv că utilizîndu-se la radioreceptoare, inclusiv cele portabile cu alimentare de 4,5 V sau 6 V, este necesar ca  $U_{CE \text{ sat}}$  să fie cît mai mic pentru ca tensiunea utilă să fie cît mai mare (cît mai mult din  $U$  alimentare). Să nu se uite că şi tensiunea  $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$  intră în socoteală. Tranzistoarele BF214-215 mai pot funcţiona şi cu  $U_{CE}$  sau  $U_{CB}$  de ordinul a  $1,5 + 2 \text{ V}$ ; dacă tranzistorul ar fi doar planar, nu ar putea fi folosit în R.R.

7) BD135 (NPN) - BD136 (PNP), destinate etajelor finale de audiofrecvenţă cît şi etajelor finale de baleiaj vertical trebuie să aibă  $U_{CE \text{ sat}}$  foarte mic la curenţi mari şi de aceea trebuie să fie epitaxiale, ceea ce şi au:  $U_{CE \text{ sat}} < 0,15 \text{ V}$  la  $I_C = 50 \text{ mA}$  şi  $U_{CE \text{ sat}} = 0,6 \text{ V}$  la  $I_C = 1 \text{ A}$  ceea ce este excepţional pentru un tranzistor metalic mic.

x

#### DIODA, TRANZISTOR, REZISTENȚA, CONDENSATOR = TOATE PLANAR

Aici va fi suficient să arătăm în fig.14 posibilitatea de a obține prin tehnologie planară componente active şi pasive.

În fig.14 a, se arată schematic o diodă planară, la care este contactată zona P (similară bazei) şi zona N (substratul) similar colectorului. Tranzistorul ne este deja cunoscut. Nouă este prezentarea modului de conectare al co-

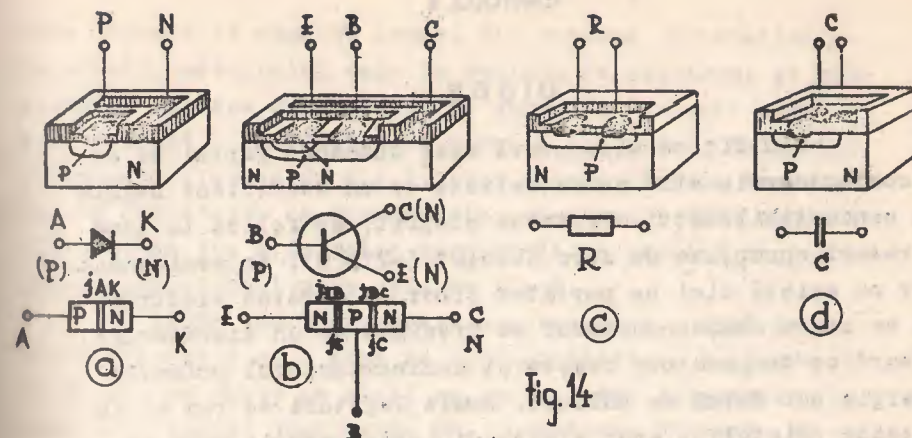


Fig. 14

lectorului, cu un contact metalic (folie de Al depusă în vid) pe o fereastră de oxid corodat în formă de L.

Pentru a realiza o rezistenţă în tehnica planară, este suficientă difuzarea unei zone P în cristal de tip N şi contactarea în 2 locuri a acestei zone, direct cu folii de Al. Gradul de dotare va determina rezistivitatea zonei P şi deci valoarea rezistenţei împreună cu suprafaţa zonei P, care însă din motive fizice nu poate fi mai mare de 30-40 kohmi. Condensatorul din fig. 14 d, este tot o zonă difuzată de tip P în cristal N, şi apoi contactată cu metal. Celălalt electrod al condensatorului este o folie de aluminiu depusă peste stratul de bioxid de siliciu (cu care s-a izolat zona difuzată) şi apoi contactată. Capacitatea depinde esenţial de mărimea suprafeţei şi de subţirimea stratului de oxid ce joacă un rol de dielectric. Valori maxime:  $600 \text{ pF/mm}^2$ . Aceste exemple de aplicare a tehnologiei planare sînt oricum suficiente şi pentru înţelegerea posibilităţilor pe care le oferă această tehnică pentru elaborarea şi fabricarea circuitelor integrate.



## DIODE

Din fizica elementară este cunoscut faptul că semiconductoarele sînt caracterizate de un coeficient negativ al conductibilității electrice proprii, astfel că la temperaturi apropiate de zero absolut ( $-273^{\circ}\text{C}$ ), în semiconductor nu există nici un purtător liber de sarcină electrică și ca atare semiconductorul se prezintă ca un izolator. Pe măsură ce temperatura crește și semiconductorul primește energie sub formă de căldură, unele legături se rup și în rețeaua cristalină apar electroni liberi mobili care ca purtători de sarcină conferă semiconductorului o conductibilitate proprie sau intrinsecă.

Pe măsură ce temperatura crește, numărul electronilor liberi din semiconductor crește și ca urmare crește conductibilitatea intrinsecă a semiconductorului, sau altfel spus, se scade rezistența. La germaniu la temperatura de  $90^{\circ}\text{C}$  iar la siliciu la  $200^{\circ}\text{C}$  numărul electronilor liberi este așa de mare, conductibilitatea devine foarte mare astfel că proprietățile semiconductoare se pierd, materialul comportându-se mai degrabă ca un conductor.

Germaniul și siliciul sînt elemente din grupa IV (tetravalente - 4 electroni pe ultima orbită).

Prin "dotarea" germaniului (sau a siliciului) cu o mică cantitate de element din grupa V (pentavalent - adică cu 5 electroni pe ultima orbită), prin combinare în rețeaua cristalină rămîne un exces de electroni liberi care vor avea rolul de purtători de sarcină, rezultînd un germaniu de conductibilitate N sau pe scurt de tip N. Dacă însă Ge este dotat cu un element trivalent (3 electroni pe ultima orbită) din combinare rezultă un material semiconductor în

care lipsesc în anumite locuri din rețeaua cristalină electronii, materialul este în deficit de electroni și prezintă în rețeaua cristalină un exces de "goluri" care de asemenea pot fi purtători de sarcină electrică, asigurînd o conductibilitate de tip P. Deci atunci cînd în semiconductor purtătorii de sarcină sînt electronii avem conductibilitate de tip N, iar cînd purtătorii de sarcină sînt golurile, conductibilitatea este de tip P.

Dioda semiconductoare are neapărat o zonă de conductibilitate P și o zonă de conductibilitate N. Între cele 2 zone se naște un strat cu proprietăți interesante și care este tocmai joncțiunea PN. Joncțiunea PN poate fi privită și ca suprafață de contact dar și ca suprafață de separație între cele două zone de conductibilitate diferită.

Este ușor de intuit joncțiunea PN ca strat de contact, atunci cînd ea "conduce": prin joncțiune se deplasează purtătorii de sarcină. deci trece curent electric prin diodă. Vom reprezenta în fig.1 o diodă prin simbolul ei, o joncțiune semiconductoare și pentru aducere aminte un tub electronic diodă:

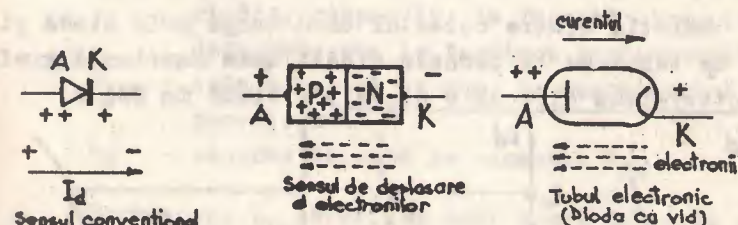


Fig. 1

Aplicînd o tensiune continuă cu polul pozitiv pe anodă (A) deci pe zona P a diodei și cu polul negativ pe catodă (K), avem starea de polizare directă a joncțiunii. În această situație, electronii care sînt foarte mulți în zona N și



reprezintă purtătorii majoritari de sarcină sînt atrași spre zona P unde prin înășii dotarea cu element trivalent s-a creat un material de conductibilitate P în care "golurile" înseamnă o pronunțată "lipsă" de electroni. În mod convențional este stabilit că sensul curentului este invers sensului real de deplasare al electronilor; electronii deplasîndu-se de la catodă spre anodă (ca și în tubul electronic), curentul curge de la anodă spre catodă. Pentru ca prin joncțiune să înceapă a curge un curent este necesar pentru învingerea tensiunii de difuzie o tensiune de polarizare directă de ordinul a 0,15 - 0,2 V la diodele cu germanin și de cca. 0,55 - 0,6 V la diodele cu siliciu. Aceasta se numește tensiune de prag a diodei. Atunci cînd conduce, căderea de tensiune pe diodă însă este mai mare decît tensiunea de prag deoarece joncțiunea prezintă totuși o oarecare rezistență de conducție, care depinde de curentul care trece prin diodă și de temperatura joncțiunii diodei.

Căderea de tensiune directă  $V_F$  sau  $U_d$  pe o diodă redresoare în conducție este:

$$V_F = U_d \text{ 0,3 ... 0,6 V la diodele cu Ge}$$

$$V_F = U_d \text{ 0,7 ... 1,2 V la diodele cu Si}$$

Relația dintre curentul care curge prin diodă și căderea de tensiune la bornele diodei este exprimată grafic de caracteristica directă a diodei, arătată în fig.2.

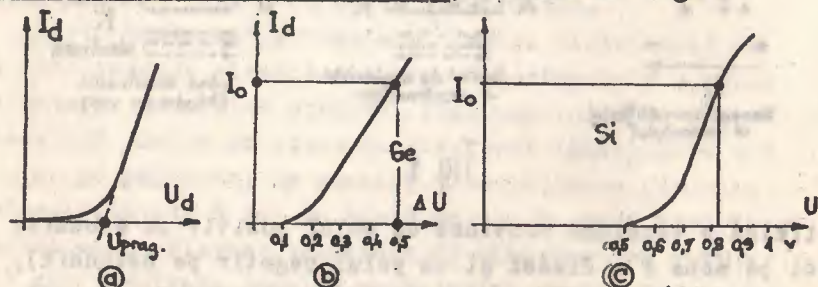


Fig.2

căderea de tensiune la bornele diodei este exprimată grafic de caracteristica directă a diodei, arătată în fig.2.

Se observă caracteristica mult mai abruptă a diodei cu siliciu (fig.2 c) ca și curbarea caracteristicii la curenți mari, cînd căderea de tensiune directă crește pronunțat. În funcție de dimensiunile joncțiunii și de construcția diodei (modul cum este lipită joncțiunea de capsulă) și chiar în funcție de grosimea și lungimea terminalelor diodei în conducție, fiecare diodă este caracterizată de cîțiva parametri:

$I_F$  sau  $I_{FM}$  - curentul direct continuu maxim este curentul continuu la care dioda poate funcționa timp nelimitat, la o temperatură ambiantă specificată. La acest curent joncțiunea nu se încălzește la peste 85°C la diodele Ge și peste 150°C la diodele Si și ca urmare în joncțiune nu au loc procese destructive ireversibile.

$I_0$  sau  $I_{PAV}$  - curentul mediu redresat

$I_{FRM}$  - valoarea de vîrf a curentului direct periodic, respectiv, la funcții sinusoidale deformate sau la tensiuni nesinusoidale.

$I_{FSM}$  - este curentul de șoc, de suprasarcină nerepetitiv.

$V_F$  - căderea directă la curentul  $I_{FM}$

Parametrul  $I_F$  se referă deci numai la cazul cînd dioda lucrează în circuite de curent continuu, ca de pildă diodele de tip EFD care în sistemul de RAS asigură nivelele de tensiune pentru acțiunea de RAS spre selector și spre FI.

Diodele redresoare sînt caracterizate de  $I_0$  sau  $I_{PAV}$ . de exemplu la diodele din seria F407-107 este de 0,75 A pentru o durată nelimitată.

Prin  $I_{FSM}$  se înțelege curentul maxim de suprasarcină în cazul unui impuls accidental de curent, impuls care



este mai scurt de 10 mS sau un alt timp specificat și oare nu se repetă mai devreme de un timp specificat, de obicei cel puțin 1 minut.

Aici este vorba de redresoarele cu capacitate mare de filtraj, de exemplu redresorul de TV la care  $C = 200 \mu F$  iar tensiunea alternativă este de 220 V<sub>ef</sub> dioda cu Si F407 este supusă în primul moment la anclanșarea TV, chiar în prima semialternanță ( $t=10 \text{ mS}$ ) la un puls de curent foarte mare, deoarece elco de  $200 \mu F$  descărcat se prezintă aproape ca un scurtcircuit. Să determinăm pulsul de curent ( $I_{FSM}$ ) care solicită dioda F407 în redresorul TV la pornire (vezi fig.3) știind că rezistența  $R_d$  a diodei în conducție este de cca 1 ohm.

$$U_{ef} = 220 \text{ V} \quad U_{vîrf} = \sqrt{2} \cdot U_{ef} = 1,41 \cdot 220 = 310 \text{ V}$$

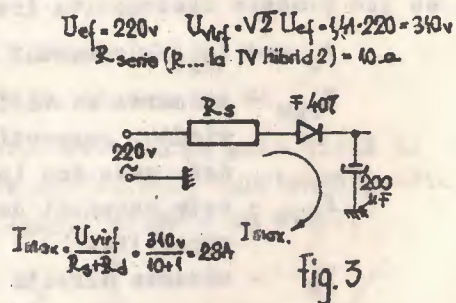
R serie (R 900 la TV Hibrid 2) = 10 ohmi

Rezistența  $R_s =$

10 ohmi și 10 sau 17 W limitează curentul maxim la o valoare de 28 A, adică sub 30 A cât este  $I_{FSM}$  pentru dioda F407.

Curentul  $I_{PRM}$  este la dioda redresoare F407 de 4 A; acest curent poate apărea în schemele redresoarelor în mod repetitiv, adică la fiecare perioadă, în general sub formă de impulsuri scurte.

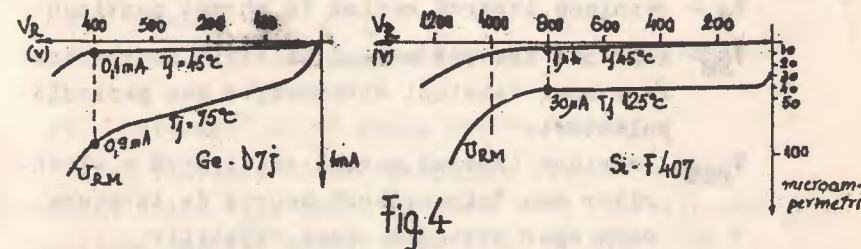
Atît curentul  $I_{FSM}$  (admis 30 A) cît și curentul  $I_{PRM}$  (admis 4 A) la dioda, specificați de fabricant, sînt limite stabilite de fabricant din considerente termice, ținîndu-se seama de capacitățile joncțiunii de a suporta cu bi-



ne căldura care se dezvoltă în joncțiune instantaneu în timpul pulaului mare de curent  $I_{FSM}$  sau  $I_{PRM}$  și care căldură nu are timp să se evacueze. Unui plus de curent cu  $t = 10 \text{ mS}$  și amplitudinea de 30 A de ex., cînd căderea de tensiune pe diodă este de cca 3 V îi corespunde o putere de 90 W respectiv o energie de 0,9 Watt sec sau 0,9 m jouli.

Tot așa, este ușor de intuit joncțiunea PN ca suprafață de separație, ca strat de barieră atunci cînd dioda este polarizată invers, joncțiunea este blocată, prin joncțiune nu trec purtătorii de sarcină, deci prin diodă nu curge curent în sensul dorit. Joncțiunea blocată devine o zonă izolatoare care după "calitatea izolației" adică după felul în care este realizată fizic joncțiunea poate rezista la tensiuni mari, unele tipuri de diode suportînd chiar 3000 V tensiune inversă.

În fig.4. Se arată caracteristica inversă tipică pentru diode cu Ge și cu Si.



Datorită impurităților din joncțiune există purtătorii minoritari de sarcină care fac ca prin joncțiune să curgă totuși un curent invers foarte mic la diodele cu Si de ordinul microamperilor iar la Ge de max. 1 mA. Curentul invers crește mult la o tensiune inversă apropiată de tensiunea inversă maximă admisă, putînd atinge valori de ordinul a 5 - 10  $\mu A$  la diodele Si și 0,5 - 1 mA la diodele Ge așa cum se vede din fig.4. Vedem de asemenea în fig.4 că



temperatura joncțiunii influențează foarte puternic curentul invers: la diodele redresoare F407 acesta este de oca  $1 \mu A$  la cînd dioda redresează un curent de  $0,15 A$  și temperatura joncțiunii este de  $45 - 50^\circ C$ . Dar în regim limită de funcționare cînd  $I_o = 0,75 A$ ,  $U_d = 1 V$  deci  $P_{disipată} = 0,75 W$ , joncțiunea se încălzește la  $100 - 120^\circ C$  și ca urmare curentul invers crește la  $35 - 40 \mu A$ .

Curentul invers contribuie și el la încălzirea diodei, ducînd la străpungere.

Depășirea cu  $10 - 20 \%$  a tensiunii  $V_{RM}$ , conduce sigur la străpungerea diodei prin creșterea ireversibilă a curentului invers, încălzirea locului de minimă rezistivitate a joncțiunii și apoi apariția unui canal distructiv în care densitatea de curent crește de  $10 - 100$  ori peste normal topind în acel loc joncțiunea.

Pentru regimul de solicitare inversă se defineac oțeva tensiuni:

$V_R$  - tensiune inversă maximă în curent continuu

$V_{RM}$  - tensiune inversă maximă în regim de redresare a unei tensiuni alternative sau periodic pulsatorie

$V_{RRM}$  - tensiune inversă maximă repetitivă a vîrfurilor sau "ciocurilor" scurte de tensiune care apar periodic, deci repetitiv

$V_{RSM}$  - tensiune inversă de vîrf nerepetitivă, sînt supratensiuni accidentale care apar foarte rar, ca fenomen neperiodic, ce nu se repetă.

În fig.5 a se prezintă tensiunile inverse ale diodelor redresoare, iar în fig.5 b se arată curenții caracteristici pentru diode redresoare.

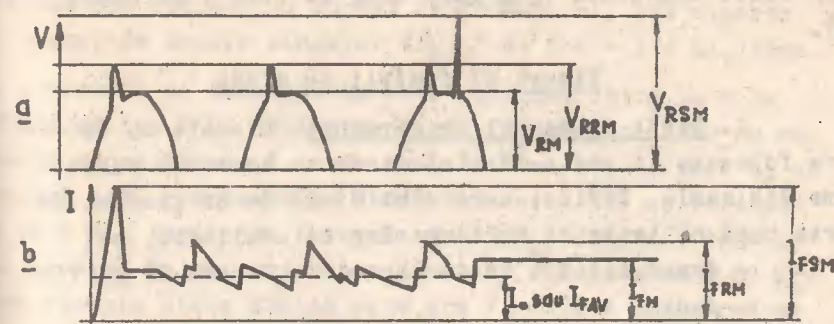


Fig. 5

Simbolurile de mai sus sînt adoptate internațional; semnificația literelor (din l. engleză) este ușor de ținut minte:

F - "forward" adică direct

R - reverse adică invers sau repetitiv cînd apare a doua oară în simbol

M - "maxim"

S - "surge" adică supra în sensul de supratensiune sau supra-curent

AV - "average" adică mediu pentru curent.

La un redresor de TV, tensiunea inversă maximă (de serviciu) adică  $V_{RM}$ , apare pe dioda F407 (IN4007), atunci cînd tensiunea rețelei crește accidental la  $245 - 250 V$  iar filamentele încă nu s-au încălzit și ca urmare datorită lipsei de consum, primul electrolitic se încarcă la valoarea de vîrf a tensiunii de rețea, adică la oca  $350 V$ . Cum valoarea de vîrf a tensiunii de rețea ( $\sqrt{2} \cdot U_r$ ) este tot de oca  $350 V$  înseamnă că dioda este supusă la o tensiune inversă de oca  $700 V$  adică  $2\sqrt{2} U_r = 2,82 U_r$ . În televizoare, procese tranzistorii accidentale fac să apară tensiuni inverse de tip nerepetitiv de oca  $900 - 1000 V$ , adică mai



puțin decît tensiunea  $V_{RSM}$  care este de 1200 V la dioda F407.

### Tipuri și familii de diode

1. Diode de semnal cu germaniu. Diodele cu Ge care se folosesc în radio-TV sînt diode cu contacte punctiforme din seria EFD100, care sînt diode de uz general, de foarte bună calitate cu un larg cîmp de utilizare, ca:

- demodulatoare (detectoare) de MA sau MF și video;
- comutație în etaje de RAS, sincroseparare, limitare;
- redresoare de impulsuri.

Tensiunea inversă maximă  $V_{RM}$ , continuă sau de vîrf este criteriul principal de sortare a diodelor; dintr-o singură șarjă de fabricație pot rezulta 6 - 7 tipuri de diode din cauza dispersiei inerente a tensiunii de străpungere.

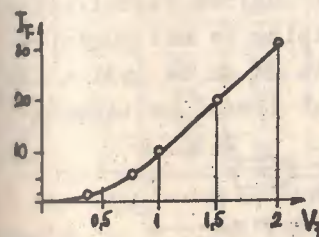
	EFD 107	EFD 103	EFD 106	EFD 105	EFD 110	EFD 115	EFD 108	EFD 109
$V_R$ (volt)	10	25	25	30	45	45	100	100
$V_{RM}$ (volt)	45	30	25	30	45	45	115	115
$I_{TAV}$ $I_F$ (mA)	20	30	30	30	30	30	30	50
$I_{TRM}$ (mA)	60	90	90	90	100	100	90	150
$I_{FSM}(mA)t + 1 sec$	200	300	300	300	300	300	200	500
$V_F$	1v/5mA	0,9v/5mA	1,2v/10mA	1v/5mA	0,9v/5mA	1v/10mA	0,8v/5mA	2v/30mA
$I_R$ (la $U_R$ )	<200 $\mu A$	<200 $\mu A$	<200 $\mu A$	<200 $\mu A$	<300 $\mu A$	<300 $\mu A$	<250 $\mu A$	<380 $\mu A$
	Det. MA	Det. video	Det. video	Comutație	Det. video MA, MF	Det. MF	Impulsuri	Impulsuri

Examinînd tabelul se vede că această familie de diode punctiforme pot redresa un curent de 25 - 30 mA, pot suporta un curent de impuls singular ( $I_{FSM}$ ) de 200 - 300 mA, timp

de 1 secundă și tensiuni inverse cuprinse între 10 V la EFD107 și 100 V la EFD108. Aceasta înseamnă că într-un redresor monoalternanță, tensiunea alternativă efecace  $U_R$  ce urmează a fi redresată cu diode din seria EFD nu va depăși 30 % din tensiunea Inversă admisă  $V_R$ , deoarece tensiunea inversă într-un redresor de acest fel este de  $2,82 U_R$ . Spre exemplu dioda EFD106 care are  $V_R = 25$  V poate redresa o tensiune alternativă de cca 8 V, iar dioda EFD108 de cca 25 - 30 V.

Proprietățile de frecvență ale acestor diode sînt asemănătoare astfel că oricare din ele poate fi folosită ca detector de MA și video. Pentru detecția de MF se pot folosi numai diode EFD115 care sînt întotdeauna împerecheate după proprietăți dinamice (capacitate și rezistență). Diodele EFD108 admit o tensiune inversă de 100 - 110 V și sînt utilizate în circuite cu impulsuri, ca de ex. circuitul de RAS cu poartă la TV hibride și portabile, redresoare de impulsuri pentru obținerea tensiunii negative necesare circuitului de reglare a strălucirii la televizoare.

Este de menționat că datorită contactului punctiform, căderea de tensiune directă la diodele din familia EFD este relativ mare, ca în fig.5 și tabelul alăturat.



$I_F$	1mA	5mA	10mA	20mA	30mA
$V_F$	0,4v	0,8v	1v	1,5v	2v



## 2. Diode redresoare

Tehnologia difuziei în siliciu permite fabricarea unor diode redresoare cu calități excepționale cu tensiune inversă de ordinul a 1000 V și curent redresat de cca 1 A și curent de suprasarcină de scurtă durată ( $I_{FSM}$ ) de ordinul a 30 - 40 A.

### a. Familia F407

Din aceeași fabricație, în afară de dioda F407 rezultă bineînțeles și diode cu tensiune inversă mai mică, așa cum se arată în tabelul de mai jos:

La toate aceste diode curentul continuu admis ( $I_F$ ) este de 1 A, curentul mediu redresat ( $I_D$ ) este de 0,75 A iar curentul maxim de suprasarcină timp de 10 ms ( $I_{FSM}$ ) este de 30 A. Tensiunile inverse  $V_R$  pentru diferitele categorii de sortare definesc tipul, de ex. F207 admito 400 V iar F057 doar 50 V. Tensiunea inversă de scurtă durată repetitivă  $V_{RRM}$  este cu cca 25 % mai mare decât  $V_R$ , iar tensiunea accidentală inversă poate fi de 40 % peste tensiunea inversă "de serviciu"  $V_R$ .

Diodele din familia F407 sînt închise în capsula metalică DO13, la care catoda diodei este fixată pe partea metalică asigurînd răcirea diodei.

Terminalele diodei contribuie mult la răcirea diodei; acestea nu vor fi niciodată tăiate sau lipite la mai puțin de 10 mm de la corpul diodei, mai bine la 10 mm de partea îngroșată a anodei și 15 mm de la corpul diodei pe terminalul catodic. (fig.6).

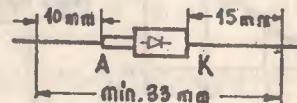


Fig. 6

Tip	$V_R$ (V)
F407	800
F307	600
F207	400
F107	100
F037	80
F057	50

### b. Familia 1N4000

Simplificarea tehnologiei de încapsulare a condus la realizarea diodelor redresoare în plastic, renunțîndu-se la capsula metalică scumpă DO13. Capsula de plastic al diodelor din seria 1N4000 are 6,5 mm lungime și 3 mm diametrul. Catoda este însemnată cu o dungă de vopsea. Lungimea terminalelor este de 25 mm fiecare. Familia 1N4000 este caracterizată în general de aceiași parametri ca și familia F407.

$I_F$  - curentul continuu nominal = 1 A la  $t_a = 65 \dots +75^\circ\text{C}$

$I_O(I_{FAV})$  - curentul mediu redresat = 0,75 A la  $t_a = 100^\circ\text{C}$  (ambient)

$I_{FRM}$  - curentul maxim repetitiv = 5 A

$I_{FSM}$  - curentul de vîrf (de șoc) nerepetitiv = 40 A

$U_F$  - căderea directă la  $I = 1 \text{ A}$  = 0,9 V la  $T_j = 100^\circ\text{C}$

$R_{th\ jc}$  - rezistența termică joncțiune-capsulă  $60^\circ\text{C/W}$  cu terminale de 10 mm

$I_R$  - curentul invers la  $V_{RRM}$ : 5  $\mu\text{A}$  la  $T_j = 25^\circ\text{C}$   
50  $\mu\text{A}$  la  $T_j = 100^\circ\text{C}$

Tensiunile inverse ale diodelor din familia 1N4000

sînt date în tabel:

Tip	$V_R$ (V)	$V_{RRM}$ (V)	$V_{FSM}$ (V)
1N4007	800	1000	1200
1N4006	600	800	1000
1N4005	500	600	800
1N4004	400	500	600
1N4003	200	250	300
1N4002	100	125	150
1N4001	50	75	100

Se vede că în schemele de redresare TV se va utiliza dioda în plastic 1N4007 în loc de dioda în metal F407.

Diodele 1N4000 pot fi bine folosite în punți redresoare, unde tensiunea alternativă eficientă ce urmează să fi redresată va fi de cel mult

0,6 din tensiunea inversă  $V_R$  admisă pentru fiecare tip. De exemplu, cu 4 diode 1N4004 se poate face o punte redresoare



re pentru 220 V și un curent redresat de 1,5 A (dublul curentului redresat în schema monoalternanță). Familia de diode 1N4000 este internațional standardizată inclusiv interșanjabilitatea diodelor de tip 1N4000 produse de diferite firme din străinătate.

### 3. Diode rapide cu siliciu

În toate diodele, trecerea de la starea de repaos în stare de conducție atunci când se aplică tensiunea, sau trecerea de la starea de conducție directă la starea de blocare este un proces tranzitoriu care necesită un anumit timp fizic oricât de mic ar fi acesta. Între momentul în care "se dă comandă" și momentul pînă cînd în diodă se instalează regimul, comandat, apare deci o întârziere, un timp necesar ca tensiunea sau curentul să atingă o anumită valoare.

De exemplu, o diodă cu siliciu 1N4148 se află într-un circuit pur rezistativ în care prin diodă curge un curent de 10 mA; la un moment dat se schimbă brusc polaritatea de alimentare a circuitului prin comutarea tensiunii de la + la - și ca urmare dioda va trece din starea de conducție în starea de blocare. Observînd cu osciloscopul acest proces se observă că timpul în care curentul prin diodă a scăzut de la 10 mA la zero și a apărut apoi un curent invers, a durat cca 2 nS (nanosecunde). Acesta este timpul de comutare inversă notat prin convenție cu  $t_{rr}$ .

Tot așa la aplicarea unui impuls rectangular (de conducție) acestei diode doar după 3 nS se va instala curentul de regim, timp în care curentul crește de la 0 la 20 mA după o anumită curbă. Acesta este timpul de creștere al diodei.

Timpii aceștia de întârziere depind de mai mulți factori precum: mărimea (suprafața joncțiunii), capacitatea acesteia, gradul de dotare (rezistivitatea zonelor PN) și alți factori.

Pentru diodele cu germaniu din seria EFD100 timpul de comutare inversă  $t_{rr}$  este de ordinul a 100-200 nS putînd fi utilizate ca diode de viteză medie. În multe aplicații în electronică sînt necesare diode mai rapide, cu timpul de întârziere de ordinul 2-5 nS; acestea sînt diodele rapide de comutație sau diodele de comutație rapidă, realizate prin tehnologia planare epitaxială.

Cîteva din cele mai răspîndite diode de acest fel sînt: 1N914 = 1N4148, 1N3064 = 1N4151, 1N4009 = 1N4154. Aceste diode planar epitaxiale cu siliciu ocupă astăzi un loc important în circuite, asemănător cu diodele punctiforme cu germaniu (seria EFD) în tehnica clasică de larg consum.

Se dau în tabelul de mai jos parametrii acestor diode:

În capsulă DO7	În capsulă DO35	$V_R$ (V)	$V_{RM}$ (V)	$I_o$ (mA)	$I_{FSM}$ (mA)	$V_f$ (V)	$I_R$ la $V_R$	$t_{rr}$ de la $I_F = 10 \text{ mA}$ la $I_R = 1 \text{ mA}$	Capacitate
1N914	1N4148	75	100	100	500	< 1	5 $\mu$ A	4 nS	< 4 pF
1N3604	1N4151	50	75	100	500	< 1	5 $\mu$ A	2 nS	< 2 pF
1N4009	1N4154	25	35	100	200	< 1	25 $\mu$ A	4 nS	< 4 pF

Capsula DO7 este capsula de sticlă uzuală a diodelor EFD103...115 în timp ce capsula DO35 este mai mică, tot din sticlă, ca cea a diodelor varicap BB139, așa numită capsulă "double-plugg" a căror dimensiuni sînt: (fig.7)

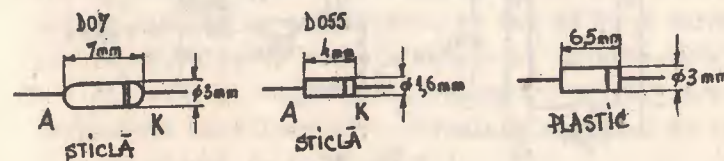


Fig. 7



Pentru aplicații în circuite de puteri mai mari, s-a elaborat o diodă de cca 0,4 A și 300 - 1000 V, de utilizare medie ca de exemplu BA148, BA157...159, 1P643...647 TV și TV color. Aceste diode rapide sunt încapsulate în plastic ca și diodele 1N4001-1N4007 ( $\varnothing$  3 mm și  $l = 6,5$  mm) prezintă remarcabili parametri electrici:

Tipul	$V_{RRM}(V)$	$V_{RSM}(V)$	$I_F(10^{-4}A)$	$I_{FRM}$	$I_{FSM}$	$V_F(10^{-4}A)$	$t_{rr}$ 10/1mA	$C_{PF}(U_F=1V)$
1P 643	50	55	0,4A	1A	5A	$< 1,5V$	$< 500ns$	$< 24pF$
1P 644	100	110	0,4A	1A	5A	$< 1,5V$	$< 500ns$	$< 24pF$
1P 645	225	250	0,4A	1A	5A	$< 1,5V$	$< 500ns$	$< 24pF$
1P 646	300	330	0,4A	1A	5A	$< 1,5V$	$< 500ns$	$< 20pF$
1P 647	400	440	0,4A	1A	5A	$< 1,5V$	$< 500ns$	$< 20pF$
1P 643	600	650	0,4A	1A	5A	$< 1,5V$	$< 400ns$	$< 20pF$
BA 148	300	350	0,3A	2A	10A	$< 1,2V$	$< 200ns$	$< 12pF$
BA 157	350	400	0,4A	1A	10A	$< 1,2V$	$< 300ns$	$< 15pF$
BA 158	550	600	0,4A	1A	10A	$< 1,2V$	$< 300ns$	$< 12pF$
BA 159	950	1000	0,4A	1A	10A	$< 1,2V$	$< 300ns$	$< 10pF$

Diodele BA148, 157, 158, 159 se utilizează ca redresoare rapide și ca limitatoare de tensiune, ca diode de protecție în TV și TV color, peste tot unde procesele au loc la o frecvență egală sau mai mare decât frecvența liniilor.

Spre exemplu în TV portabil "Sport" se redresează impulsuri provenite din transformatorul de linii; forma durată și amplitudinea impulsurilor sunt arătate mai jos în fig.8.

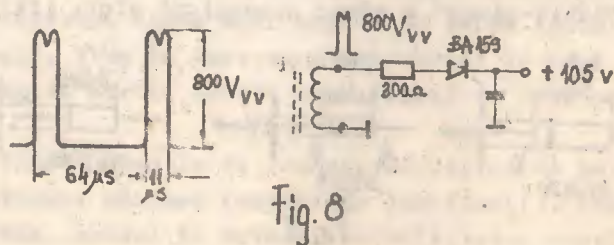


Fig. 8

Din impulsurile de 800 V<sub>VV</sub>, cu o durată de 11 μSec se obține prin redresare o tensiune continuă de cca 105-110V, condensatorul de filtraaj C<sub>133</sub> fiind numai de 12 μF. Se vede că durata pulsurilor este de cca 1/6 din perioada de 64 μSec. astfel că, energetic, rezultă o "umplere" de cca 1/6, respectiv tensiunea medie redresată este de cca 135V, din care se obțin 105V (filtrat). Succesiunea impulsurilor este la frecvența liniilor adică 15625 Hz, timpul de creștere al impulsului din tensiune fiind de cca 1 μSec. Folosirea unei diode F407 este posibilă dar, din cauză că aceasta nu este destul de rapidă, randamentul redresării este scăzut. Aici se potrivește mai bine o diodă BA 159 care "răspunde" la impulsuri de această frecvență. Tensiunea inversă care solicită dioda este chiar 800V (dioda are U<sub>RRM</sub> = 950 V ).-

Un alt exemplu de utilizare, este obținerea unei tensiuni continue de cca 30 V la televizorul cu circuite integrate, tot din transformatorul de linii, ca în fig.9, prin redresarea cursei directe a impulsurilor de linii. Se vede că între impulsurile negative au amplitudine de cca

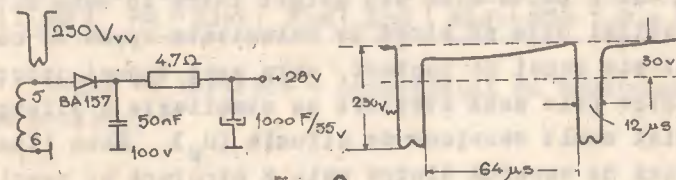


Fig. 9

250 V<sub>VV</sub>, este prezentă și tensiunea pozitivă din timpul cursei directe cu amplitudine de cca 32 V, și durată de cca 52 μS. Valoarea medie a tensiunii directe este de cca 30 V din care se obține prin redresare și filtrare cu o capacitate mare (1000 μF), o tensiune continuă de cca 28 V la un curent de 0,28 - 0,29 A.

Puterea debitată de acest redresor este



de cea 8,5 V din care se alimentează etajele de joasă tensiune ale televizorului (calea de FI, calea de sunet, amplificatorul de AP etc). În această schemă tensiunea inversă care solicită dioda este de 230 V. În ambele scheme de redresare a impulsurilor, în serie cu dioda se prevede o rezistență de protecție a diodei prin limitarea curentului de șoc la prima încărcare a condensatorului. De ex. în fig.9 rezistența de 4,7 ohmi plus rezistența ohmică a înfășurării  $W_{56}$  reduce plusul de curent la oca 4 - 5 A adică sub  $I_{PSM}$  (pentru BA157 este de 10 A). În locul diodei BA157 de 400 V, s-ar putea utiliza și dioda 1P646 cu  $U_{RRM} = 300$  V (vezi tabelul).

#### 4. Diode varicap

Ca și celelalte diode cu siliciu, prin tehnologia planar se realizează pe o plăcuță de siliciu o zonă P și o zonă N. Zona P conține goluri în exces, zona N electroni în exces. La suprafața de contact dintre zone ca la orice diodă datorită difuziei o parte mică din electroni patrund în zona P iar o parte mică din goluri intră în zona N. Se formează astfel ote un strat de polaritate opusă de cele două părți ale zonei de contact, care este tocmai jonctiunea pn. Între cele două straturi se stabilește o diferență de potențial numit tensiune de difuzie ( $U_D$ ). Zona lipsită de purtători de sarcină dintre cele 2 straturi se prezintă ca un izolator iar ansamblul ca un condensator. Dacă diodei i se aplică o tensiune inversă exterioară  $U_R$ , aceasta se însumează cu tensiunea de difuzie  $U_D$ , jonctiunea devine mai săracă în purtători de sarcină deoarece cele 2 straturi cu sarcină se depărtează unul de altul. Asemuind acest ansamblu unui condensator, cele 2 straturi cu sarcini sînt cele 2 plăci iar zona lipsită de purtători este dielectricul. La creșterea tensiunii inverse  $U_R$ , capacitatea scade deoarece "dielectricul" se îngroașă; variind pe  $U_R$ , variem

pe C. Caracteristic pentru diodele varicap este că stratul de blocare are doar foarte puțini purtători liberi ceea ce înseamnă ca aceste diode au un curent invers  $I_R$  extrem de mic. La tensiunea inversă de 25 V  $I_R$  este de cel mult 0,1 uA. Tensiunea inversă maxim admisă este de 28 V.

Diodele varicap se utilizează pentru acordul electronic al circuitelor acordate, pentru circuite de CAF (control automat al frecvenței) a oscilatoarelor, în circuite de modulație, în mixere, în multiplicatoare de frecvență pentru reglarea benzii de trecere a filtrelor de bandă cuplate capacitiv precum și în amplificatoare dielectrice și parametrice.

Parametrul caracteristic pentru o diodă varicap este capacitatea diodei la tensiunea inversă de 3 V. Pentru cele mai răspândite diode capacitatea la 3 V ( $C_{3V}$ ) este dată mai jos:

	2B139	2B109	2B142	2B141	2B125	2B124	2B105
$C_{3V}$	29pF	28pF	42pF	41pF	41pF	42pF	45pF
$C_{25V}$	5pF	5,5pF	2,7pF	2,3pF	2,3pF	2,7pF	2,5pF

Legea de variație a capacității cu tensiunea este dată de relația:

$$C = C_{3V} \left[ \frac{3V + U_D}{U_R + U_D} \right]^n \quad U_D = 0,7 \text{ V (SI)}$$

Exponentul n depinde de tehnologia în care este realizată dioda:

n = 0,33 diode aliate cu jonctiune PN lineară

n = 0,5 diode aliate sau planare cu un profil abrupt de difuzie

n = 0,75 diode realizate în tehnica triplei difuzii.

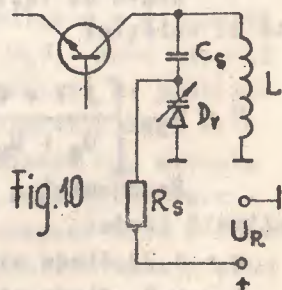


Diodele BB139 și BB109 utilizate în selectoarele de canale FIF (canalele 1 - 12) sînt diode cu  $n = 0,75$  cu caracteristică hiperabruptă. Exponentul  $n$  nu este constant în interiorul domeniului de variație al tensiunii și din această cauză curba  $C = f(U_R)$  nu urmărește o funcție matematică unică, de altfel ca și diodele BB141, BB105 destinate acordului selectoarelor de UIF (canalele 21-60, 470..800 MHz).

Diodele varicap pentru selectoarele de canale sînt folosite în terțete (3 diode) cu caracteristici de variație extrem de asemănătoare. Capacitatea diodelor dintr-un terțet diferă (una de alta) cu cel mult  $\pm 1,5\%$ . În schimb între diferite terțete capacitatea poate diferi cu  $\pm 20\%$ . Aceasta înseamnă că este necesară folosirea exclusiv a diodelor dintr-un terțet. Nu se poate înlocui o singură diodă, ci întregul terțet. Avînd în vedere însă deosebita fiabilitate a diodelor varicap, defectarea lor are loc de obicei numai atunci cînd sursa de tensiune varicap se defectează și diodele sînt supravoltate în sens invers.

Utilizarea diodelor varicap este arătată în fig.10.

Practic dioda  $D_V$  este conectată în paralel cu inductanța  $L$  deoarece separarea în curent continuu  $C_S = 1 \text{ nF}$  este mult mai mare decît capacitatea diodei varicap (5-25 pF). În serie cu sursa de tensiune se conectează  $R_S$ , care pentru radiofrecvență apare în paralel pe  $L$  și deci trebuie să fie de cîteva ori mai mare decît rezistența la rezonanță a circuitului acordat, deci mai mare de 10-15 kohm. Pe de altă parte pentru ca punctul de lucru (tensiunea de polarizare) să nu fie influențat de către variațiile curentului invers  $I_R$  datorită temperaturii, valoarea  $R_S$



se alege nu prea mare (sub 100 kohm).

La oscilatorul selectorului de FIF sau la blocul de UUS, condensatorul  $C_S$  poate fi dimensionat astfel încît să aibă rol de pader (condensator de scurtare) astfel ca pentru aceeași tensiune varicap, dioda varicap de oscilator să prezinte față de circuitul acordat o capacitate mai mică și ca urmare circuitul să oscileze pe o frecvență superioară frecvenței circuitului modulator.

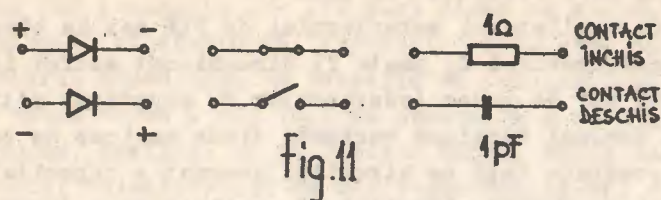
În procesul de producție, sortarea și "împerecherea" diodelor varicap în terțete se face în 4 - 6 puncte de pe caracteristica  $C = f(U_R)$ , pe aparatură extrem de complexă condusă de calculatoare electronice care înregistrează memorează și compară parametrii fiecărei diode testate. După comparare, în funcție de programul impus privind toleranțele și limitele parametrilor trimite dioda către sertarul în care cad numai diode aproape identice. Datorită dispersiei inerente a parametrilor, rezultă uneori zeci sau sute de grupe de diode; diodele fiecărei grupe pot în- să forma terțetele de diode necesare utilizatorului.

#### Diode de comutare

Aceste diode nu au nimic comun cu diodele de comutație rapidă utilizate în circuite logice, ca de ex. 1N4148. Diodele de comutare înlocuiesc comutatoarele mecanice, mai precis o pereche de contacte ale unui comutator de ex. în selectoarele de canale. Tipurile cele mai cunoscute sînt: diodele planare: BA243, BA244, BA182.

Cînd dioda de comutare este pol arizată direct, conduce, prezintă o rezistență foarte mică de conducție (cca. 0,5 pină 1 ohm) = contact închis. Cînd dioda este blocată cu cîteva volți, rezistența ei inversă este foarte mare, de cca 1 - 2 Mohm, iar capacitatea stratului de barieră de cca 1 - 1,4 pF. = contact deschis. În fig.11 se arată sugestiv polarizarea și funcția diodei de comutare.

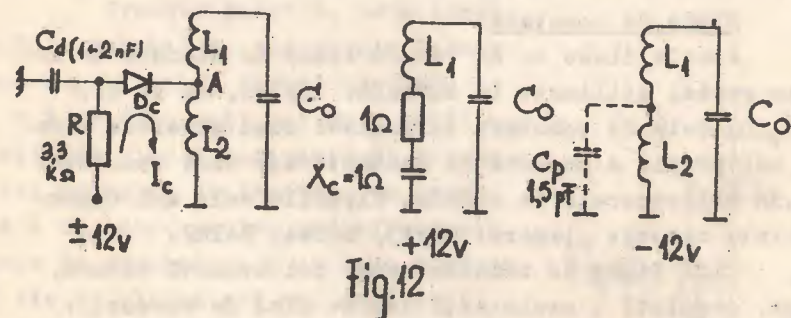




Nu orice diodă planară poate fi utilizată ca diodă de comutare. Prin procedee speciale de difuzie se obține raportul de  $2 \cdot 10^6$  între rezistența de blocare și cea de conducție, în condițiile unei joncțiuni foarte mici. Tensiunea inversă maximă admisibilă este de 18 - 20 V, iar curentul direct  $I_F$  este de 100 mA.

Pentru a conduce, dioda de comutare este suficient să fie străbătută de un curent de 2 ... 5 mA. Pentru a limita curentul la această valoare în serie cu dioda de comutare se conectează o rezistență de limitare de 2 ... 5 kohmi atunci când tensiunea de comutare este de 10 ... 15 V.

Iată cum se utilizează diodele de comutare:



Circuitul oscilant ( $C_0 L_1 L_2$ ) poate fi comutat cu ajutorul diodei de comutare  $D_c$  să lucreze fie pe o frecvență  $f_1$  fie pe o frecvență  $f_2$ . Când diodei  $D_c$  i se aplică o tensiune pozitivă (+12 V) pe anod, dioda conduce, prezintă o rezis-

tentă  $r_d = 1 \text{ ohm}$ , <sup>(și curbe)</sup> un curent de 12 V/3,3 kohmi = 3,6 mA. Punctul A este pus la masă prin intermediul condensatorului  $C_d = 1 \dots 2 \text{ nF}$  (condensatorul  $C_d$  are la frecvența de 100 MHz o reactanță capacitivă de cca 1 ohm). Circuitul oscilant este format din  $L_1$  și  $C_0$  corespunzător frecvenței  $f_1$ . Dacă însă diodei i se aplică tensiunea de -12 V, dioda este blocată, se prezintă ca un condensator de 1,5 pF, inductanțele  $L_1$  și  $L_2$  sînt conectate în serie (se adună) și formează cu  $C_0$  un circuit oscilant pe frecvența  $f_2$  mai mică decît  $f_1$  deoarece  $L_1 + L_2 > L_1$ . În paralel cu  $L_2$  apare însă conectată capacitatea de 1,5 pF a diodei blocate, care nu influențează prea mult frecvența de acord deoarece  $C_0$  este oricum mult mai mare decît 1,5 pF. Trebuie menționat că în activitatea de service diodele de comutare pot fi înlocuite cîte una (nu sînt terțete sau quartete); tipurile BA243, BA244, BA182 sînt interșanjabile între ele.

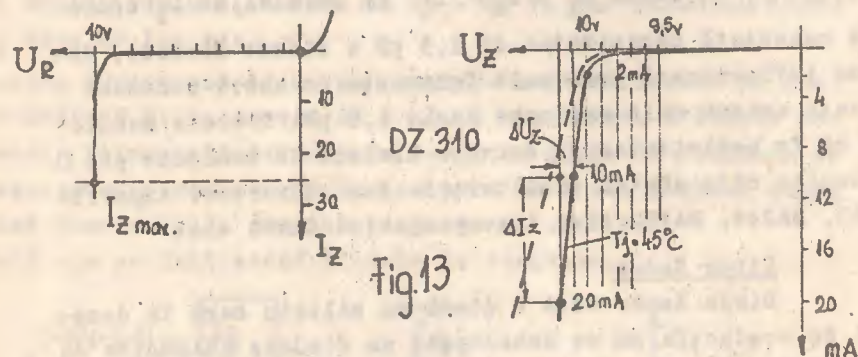
#### Diode Zener

Dioda Zener este o diodă cu siliciu care în domeniul de conducție nu se deosebește de diodele obișnuite cu Si, avînd o tensiune directă de 0,6 - 0,7 V. În domeniul tensiunilor inverse la tensiuni de 2 - 3 V dioda prezintă o rezistență de zeoi și chiar sute de megohmi și un curent invers de ordinul nano amperilor, dioda fiind practic blocată. Crescînd tensiunea inversă situația se menține pînă la o anumită tensiune, cînd curentul invers începe să crească lent la 100 - 200 - 500  $\mu\text{A}$  pe o porțiune de cca 0,5-0,8 V; aceasta este așa numită zonă de cot a tensiunii zener. Mărin-d apoi tensiunea inversă peste tensiunea de cot se observă o creștere foarte mare a curentului fără ca tensiunea să mai varieze; aici orice creștere mică de tensiune provoacă o mare creștere de curent. Aici, în zona zener,



dioda lucrează în regim de străpungere, curentul crescând după o lege liniară. Caracteristica inversă este aproape paralelă cu axa y. În zona zener numărul de purtători de sarcină care străbat joncțiunea în sens invers este foarte, foarte mare. În fig.13 se arată caracteristica unei diode zener DZ310, iar alături la scară mărită doar porțiunea zener.

Se vede că domeniul de cot începe la cca 9,6 V când  $I_z = 200 \mu A$ , iar la tensiunea de 10 V, curentul este deja de 2 mA; aici se termină cotul caracteristicii zener. De la aproximativ 2 mA curentul crește liniar pînă la curentul



maxim admis de 25 mA. Dar se mai observă că pe măsură ce creștem tensiunea de la 10 V la 10,1 V curentul crește de la 2 la 10 mA. Mai departe, la curentul zener de 20 mA, tensiunea la bornele diodei este de cca 10,2 V. De aici unele concluzii importante pentru practică:

a) curentul de cot este de cca 5 - 8 % din curentul  $I_{z \text{ max}}$  admis;

b) creșterea curentului prin diodă duce la o ușoară creștere a tensiunii zener.

Creșterea tensiunii la borne este determinată de faptul că dioda are o rezistență diferențială zener definită din fig.13.

$$r_z = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z}$$

În cazul nostru  $\Delta U_z = 0,1 \text{ V}$  (diferența între 10,2 V și 10,1 V)

$\Delta I_z = 10 \text{ mA}$  (diferența între 20 mA și 10 mA)

$$\text{deci: } r_z = \frac{0,1 \text{ V}}{0,01 \text{ A}} = 10 \text{ ohmi, de unde altă concluzie:}$$

o) rezistența diferențială zener definește variația tensiunii la borne cu variația curentului:

$$\Delta U_z = \Delta I_z \cdot r_z$$

Practic la dioda DZ310, dacă prin diodă trece un curent de 5 mA tensiunea este să zicem 10 V. la curentul de 25 mA, tensiunea stabilizată va fi de 10,2 V, deoarece:

$$I = 20 \text{ mA, } r_z = 10 \text{ ohmi iar } \Delta U = 20 \text{ mA} \times 10 \text{ ohmi} = 0,2 \text{ V}$$

Există încă un element esențial în funcționarea diodelor zener; tensiunea zener crește cu creșterea temperaturii joncțiunii, deoarece coeficientul de temperatură al diodei zener este pozitiv și de ordinul a  $7 \cdot 10^{-4} / ^\circ C$  diodele zener cu  $U_z = 10 \text{ V}$ . Dacă temperatura internă a diodei crește de

$$\text{la } 25^\circ C \text{ la } 100^\circ C, \text{ tensiunea zener va crește cu:}$$

$$+ \Delta U_z = \alpha_{UZ} \cdot \Delta t = 7 \cdot 10^{-4} (100 - 25) = 7 \cdot 10^{-4} \cdot 75 =$$

$$525 \cdot 10^{-4} = 0,525 \text{ V.}$$

Prin urmare o diodă DZ310 care la  $t_j = 25^\circ C$  (imediat după conectare) are  $U_z = 10 \text{ V}$ , va avea  $U_z = 10,5 \text{ V}$  atunci când  $t_j$  va fi de  $100^\circ C$ , adică în funcțiune, la un curent de cca 20 mA.

Concluzie:

a) Tensiunea Zener a unei diode depinde puternic de temperatura joncțiunii. Ori este cunoscut că joncțiunea



se încălzește pe de o parte din cauza temperaturii ambiante, iar pe de altă parte din cauza puterii disipate de diodă.

Să continuăm cazul diodei DZ310 care într-un circuit de stabilizare este parcursă de un curent de 15 mA deci disipă:

$10 \text{ V} \times 15 \text{ mA} = 150 \text{ mW} = P_d$ . Catalogul arată: rezistența termică joncțiune-ambiant  $R_{thj-a} = 0,35^\circ\text{C/mW}$ , ceea ce înseamnă că temperatura diodei va crește cu  $0,35^\circ\text{C}$  cu fiecare miliwat disipat peste temperatura ambiantă unde se află dioda, de exemplu într-un alimentator.

Să zicem că  $t_a = 40^\circ\text{C}$ ; va rezulta  $T_j = t_a + \Delta t$  adică temperatura joncțiunii este egală cu temperatura ambiantă + încălzirea  $\Delta t$  datorată puterii din diodă. Ori :  
 $\Delta t = R_{thj-a} \cdot P_d = 0,35^\circ\text{C/mW} \times 150 \text{ mW} = 53^\circ\text{C}$ ,

deci temperatura joncțiunii va fi:  $T_j = t_a + t = 40 + 53 = 93^\circ\text{C}$ . La această temperatură a joncțiunii, tensiunea zener a diodei va fi cu  $+\Delta U_z$  mai mare decât la  $25^\circ\text{C}$ :  $+\Delta U_z = (93-25)^\circ\text{C} \times 7 \cdot 10^{-4} = 0,48 \text{ V}$ . Măsurăm la rece dioda la  $I_z = 5 \text{ mA}$  și constatăm de ex.  $U_z = 10,3 \text{ V}$  (dispersia admisă la dioda DZ310 este 9,5 ... 10,6 V); în schemă ea va avea cu 0,48 V mai mult din cauza încălzirii și cu încă 0,1 V (10 mA x 10 ohmi) datorită lucrului la curentul de 15 mA (și nu la 5 mA unde am măsurat dioda), deci în total:  
 $U_z = 10,3 + 0,48 + 0,1 = 10,88 \text{ V} ! !$

Diodele zener se fabrică astăzi în gama de tensiuni cuprinsă între 3 V și 200 V, cu putere disipată de la 0,3 W la 15 W.

Se dau în tabelul de mai jos diodele zener de fabricație românească.

$U_z$ (V)	$\pm U_z$ mediu	$P_d - 300 \text{ mW}$				#	$P_d - 1 \text{ W}$			$P_d - 10 \text{ W}$	
		Tip	$I_{zM}$ (mA)	$V_z$ (V)	Tip	$I_{zT}$ (mA)	$I_{zM}$ (mA)	$V_z$ (V)	Tip	$I_{zT}$ (mA)	$I_{zM}$ (mA)
5,1	$\pm 10^{-4}$	DZ305V	40	20	PL5V1Z	100	150	5	-	-	-
5,6	$\pm 10^{-4}$	DZ305V6	33	15	PL5V6Z	100	140	2	-	-	-
6,2	$\pm 2 \cdot 10^{-4}$	DZ306V2	35	15	PL6V2Z	100	130	2	-	-	-
6,8	$\pm 3 \cdot 10^{-4}$	DZ306V8	33	15	PL6V8Z	100	120	2	IN306B	37	130
7,5	$\pm 4 \cdot 10^{-4}$	DZ307V5	31	12	PL7V5Z	100	110	2	IN307B	34	120
8,2	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$	DZ308V2	29	12	PL8V2Z	100	100	3	IN308B	31	110
9,1	$\pm 6 \cdot 10^{-4}$	DZ309V1	27	12	PL9V1Z	50	90	4	IN309B	28	100
10	$\pm 7 \cdot 10^{-4}$	DZ310	25	10	PL10Z	50	80	4	IN3020B	25	90
11	$\pm 8 \cdot 10^{-4}$	DZ311	22	10	PL11Z	50	75	6	IN3021B	23	82
12	$\pm 8 \cdot 10^{-4}$	DZ312	20	10	PL12Z	50	70	7	IN3022B	21	75
13	$\pm 8 \cdot 10^{-4}$	DZ313	20	10	PL13Z	50	60	8	IN3023B	19	67
15	$\pm 9 \cdot 10^{-4}$	-	-	-	PL15Z	50	55	9	IN3024B	17	60
16	$\pm 9 \cdot 10^{-4}$	-	-	-	PL16Z	25	50	11	IN3025B	15	56
18	$\pm 9 \cdot 10^{-4}$	-	-	-	PL18Z	25	45	14	IN3026B	14	53
20	$\pm 9 \cdot 10^{-4}$	-	-	-	PL20Z	25	40	14	IN3027B	12	48
22	$\pm 9 \cdot 10^{-4}$	-	-	-	PL22Z	25	36	14	IN3028B	11	44
24	$\pm 9 \cdot 10^{-4}$	-	-	-	PL24Z	25	33	15	IN3029B	10	40
27	$\pm 9 \cdot 10^{-4}$	-	-	-	PL27Z	25	30	15	IN3030B	9	35
30	$\pm 10 \cdot 10^{-4}$	-	-	-	PL30Z	25	27	15	IN3031B	8	31
33	$\pm 10 \cdot 10^{-4}$	-	-	-	PL33Z	25	24	15	IN3032B	7	28

Examinînd tabelul se vede că în general o diodă zener are în simbol cifrele și literele care indică tensiunea, de ex.: DZ307V5 înseamnă, diodă din seria 300 de 7,5 V (7V5). La fel seria de 0,85 W PLZ, tensiunea este indicată în codul fiecărei diode: de ex. PL9V1Z, este o diodă în capsulă de plastic (PL) cu  $U_z$  de 9,1 V (9V1) și Z (Zener). Seria IN3000 este destinată uzului profesional, fiind o diodă în capsulă metalică DO13, ea și diodele F407, simbolul lor nu are semnificație; denumirea trebuie memorată.

Se atrage atenția că în  $I_{zM}$  (curentul de lucru maxim admis) este valabil la temperatura ambiantă de  $45^\circ\text{C}$ ,

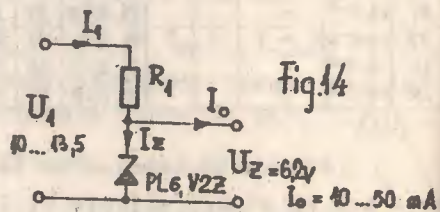


Iar  $I_{ZT}$  (curentul zener de testare) este curentul la care se sortează dioda, la  $t_a = 25^\circ\text{C}$ . Familiile PL și 1N3000 au aceeași  $r_z$  (coloana x). Diodele din seria PL sînt încapsulate în plastic, în capsule PL26, ca și diodele redresoare din seria 1N4001 - 4007. Atît seria PL cît și seria 1N3000 se extinde pînă la tensiunea de 200 V, de ex.: PL200Z respectiv 1N3051B. Seria de diode de putere DZ100 se întinde pînă la 180 V, tipul ultim fiind DZ1180.

În practica circuitelor electrice diodele Zener nu se încarcă la mai mult de 50 % din puterea nominală disipată pentru a mări gradul de fiabilitate al diodei.

Se va arăta în cele ce urmează dimensionarea unui montaj simplu de stabilizare cu o diodă Zener PL6V2Z (diodă de 6,2 V cu  $I_{ZM} = 130 \text{ mA}$ ).

Vrem ca la tensiune de intrare minimă (10 V) și la consum ( $I_o$ ) maxim, prin dioda Zener să mai curgă un curent de 7 mA pentru ca aceasta să nu iasă din cot. Rezultă astfel:



$$R_1 = \frac{10 - 6.2 \text{ V}}{7 + 50 \text{ mA}} = 67 \text{ ohmi (se alege 68 ohmi)}$$

În această situație la tensiunea maximă de intrare (13 V) și consum  $I_o$  minim (10 mA) vom verifica dacă nu se depășește curentul de lucru maxim admis  $I_{ZM} = 130 \text{ mA}$ .

$$\text{Stim că: } I_1 = I_z + I_o \text{ deci } I_z = I_1 - I_o$$

Curentul ce curge prin  $R_1$  atunci cînd  $U_1$  este de 13,5 V va fi:

$$I_1 = \frac{13.5 - 6.2}{68} = \frac{7.3 \text{ V}}{68 \text{ ohmi}} = 107 \text{ mA}$$

Ca urmare  $I_z = 107 - 10 \text{ mA} = 97 \text{ mA}$  adică mai mic de 130 mA.

Unele diode Zener străine au simbolul standardizat în sistemul JEDEC, astfel:

prima literă : B = siliciu

a doua literă : Z = diodă Zener

a treia literă: Y, X sau Z fără semnificație tehnică de ex. 55, 85, codificat puterea disipată

tensiunea: 6V8 adică 6,8 V; 5V1 = 5,1 V etc.

De exemplu: BZY88C5V1 (diodă zener de 400 mW  $U_z = 5.1 \text{ V}$  (5V1))

#### Diode de recuperare

În etajele de baleiaj orizontal ou tranzistoare sau ou tiristoare pentru obținerea curentului în dînt de fierăstrău se folosește fie o pereche tranzistor - diodă, fie o pereche tiristor-diodă. Cele două dispozitive care formează perechea sînt conectate întotdeauna în paralel și nume în "antifază", astfel că atunci cînd tranzistorul conduce, dioda este blocată și viceversa. Dioda din pereche conduce de obicei în perioada cînd energia din etajul de baleiaj "curge" înspre sursa de alimentare, deci în perioada de recuperare a energiei. Procesele de comutație în etajele de baleiaj sînt relativ rapide, fiind vorba de timpi de ordinul a 1  $\mu\text{Sec}$  în care curentul scade de la 4 - 5 A la zero simultan tensiunea crescînd de la 2-3 la valori de 200 - 300 V. Pentru a putea "răspunde" fără întârziere la aceste procese diodele de recuperare trebuie să fie rapide și apte să comute puteri de ordinul a 2000 - 3000 VA (de ex. dioda BYX71 din televizorul portabil SPORT, poate comuta un curent de 7 A și o tensiune de 350 V).

Astfel de diode rapide și de putere mare se folosesc și în baleiajul cu tiristoare asociate cu un tiristor. Pentru baleiajul de TV color sînt necesare diode cu



$U_{RRM} = 700 + 800 \text{ V}$  și curenții de vîrf de 10-15 A, avînd timpul de comutare invers  $t_{rr}$  de ordinul a 0,3  $\mu\text{s}$ . Aceste diode sînt tipurile BY 189, BY190.

În baleiajul cu tiristoare pentru televizoarele alb-negru sînt necesare diode de comutație de puteri ceva mai mici cu  $U_{RRM} = 500 - 600 \text{ V}$  și curenți de vîrf de 5-8 A, ca de exemplu BY 198, BY199 .-

Dar nu numai diodele cu siliciu sînt adecvate comutației rapide în baleiaj. Diodele difuzate cu germaniu AY102, AY105, AY106 admit curenți de 5-10 A și tensiuni de 200 - 350V. În tabelul de mai jos sînt prezentate principalele diode de recuperare :

TIPUL	Mat.	$U_{RRM}$ (V)	$I_F$ (A)	$I_{FRM}$ (A)	$I_{FSM}$ (A)	$t_{rr}$ $\mu\text{s}$	$T_j$ max	$R_{thjc}$	Capsula.
AY 102	Ge	320	7	10	10	<0,6	90°C	2,5°C/W	To3
AY 105	Ge	250	1,5	5	7	<0,7	90°C	40°C/W	AC 180 K
BYX 71/20	Si	350	5	25	50	<0,4	150°C	10°C/W	SOD-38
BY 198	Si	400	12	10	70	<0,5	150°C	60°C/W	Do13- plastic
BY 199	Si	800	12	10	70	<0,5	150°C	60°C/W	Do13- plastic
BY 189	Si	750	4	16	75	<0,3	150°C	5°C/W	~ Do 4
BY 190	Si	650	4	10	75	<0,3	150°C	5°C/W	~ Do 4
BYX 55	Si	350	4	7	50	<0,3	150°C	40°C/W	~ Do 4

## CAPITOLUL III

### TRANZISTOARE

#### 1. Funcționarea tranzistorului

În tubul electronic procesul de conducție așa cum este cunoscut, are loc în vid. La dioda cu vid electronii sînt "produși" în catodă, datorită încălzirii acesteia de către filament pînă la o temperatură la care electronii părăsesc catoda și creează un nor cu zeci de milioane de sarcini electrice, așa numita sarcină spațială a catodului. Pe anodul tubului este aplicată o tensiune pozitivă de 100 - 300 V, din cauza căreia între anod și catod se naște un câmp electric puternic care atrage electronii spre anod. Electronii se deplasează spre anod și sînt absorbiți de acesta. Se stabilește astfel în vid un curent electric, care în mod convențional "curge" de la anod la catod cu toate că purtătorii de sarcină, adică electronii se deplasează în sens contrar. Dacă pe traseul vid dintre A și K se plasează un al treilea electrod (grila), și se aplică acesteia o tensiune, variînd tensiunea grilei se poate varia curentul anodic.

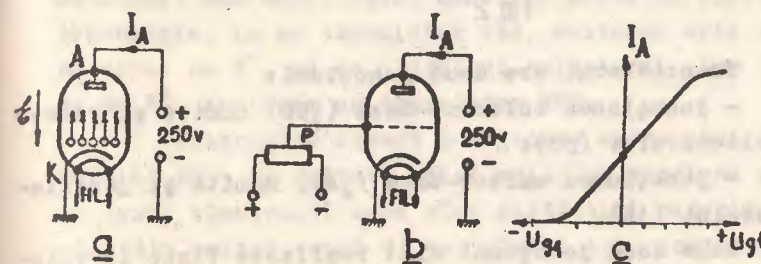


Fig. 1



Caracteristica de conducție a triodei cu vid este arătată în fig.1. Se vede că la polarizare negativă a grilei, curentul anodic scade (electronii sînt frînați în drumul lor spre anod), iar dacă grila este pozitivată curentul anodic va crește deoarece grila accelerează electronii și mărește numărul acestora. La o anumită tensiune negativă a grilei, curentul anodic scade la zero.

În tranzistor procesul de conducție are loc în interiorul corpului solid.

Purtătorii de sarcină pot fi electronii (conductibilitate de tip N) sau golurile (conductibilitate de tip P). Să reprezentăm un tranzistor NPN prin simbolul său cît și prin schița simplificată a structurii.

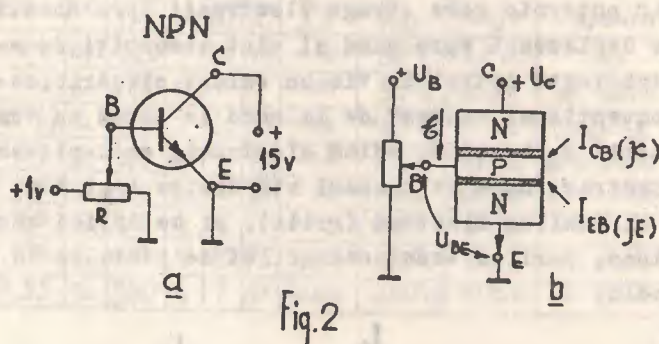


Fig.2

Tranzistorul are două joncțiuni:

- joncțiunea colector-bază ( $j_{CB}$ ) numită și joncțiunea colectorului ( $j_c$ );
- joncțiunea emitor-bază ( $j_{EB}$ ) numită și joncțiunea emitorului ( $j_e$ ).

Cele două joncțiuni sînt realizate fizic în volumul de material semiconductor al bazei; deci baza este electrodul comun celor 2 joncțiuni. Fiecare joncțiune se comportă ca o diodă, conducînd într-un singur sens. De aceea tran-

zistorul poate fi imaginat ca o combinație de două diode: dioda emitor-bază și dioda colector-bază.

Pentru a funcționa, dioda emitor-bază trebuie polarizată în sens direct, iar dioda colector-bază în sens invers.

Felul cum trebuie polarizat un tranzistor ni-l arată foarte precis literele NPN sau PNP: știind că baza este întotdeauna la mijloc, litera din mijloc arată cum trebuie să fie baza față de emitor.

$\begin{matrix} E & B & C \\ N & P & N \end{matrix}$	P = pozitivă față de emitor la tranzistoarele NPN
$\begin{matrix} P & N & P \\ E & B & C \end{matrix}$	N = negativă față de emitor la tranzistoarele PNP

În ce privește polaritatea tensiunii pe colector, aceasta va fi inversă literei care corespunde colectorului (deoarece dioda de colector se polarizează invers în funcționarea normală a tranzistorului), deci:

NPN deci + pe colector la tranzistoarele NPN

PNP deci - pe colector la tranzistoarele PNP

Înainte de a explica mecanismul de funcționare, reamintim că emitorul este întotdeauna puternic dotat, de cca 100 ori mai puternic dotat decît baza. Tot așa colectorul este mult mai dotat decît baza. De aceea în capitolul de tehnologie, la un tranzistor NPN, emitorul este întotdeauna notat cu  $N^+$ , ca de altfel și colectorul, iar baza cu P și nu  $P^+$ . Analizăm un tranzistor NPN:

Polarizînd direct joncțiunea emitorului (cu + pe bază și cu - pe emitor) adică aplicînd tensiune pozitivă, pe bază, electronii care sînt purtătorii majoritari de sarcină din emitor (zonă N) vor năvăli prin joncțiunea EB în regiunea bazei, dar aici vor găsi doar foarte puține goluri (baza P este slab dotată). De aceea o parte din electroni (cam 1 %) se recombina cu golurile din bază iar restul de



99 % de electroni, străbat baza subțire și ajung la joncțiunea colectorului.

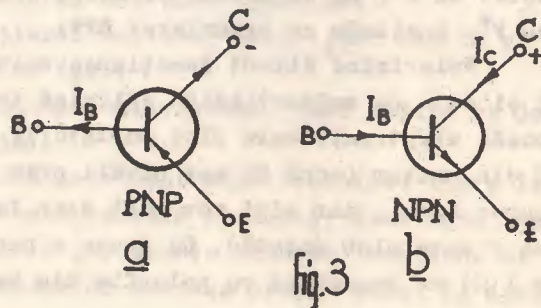
Joncțiunea colectorului este polarizată invers: pe colector este aplicată tensiune pozitivă iar joncțiunea este supusă cîmpului electric datorat acestei tensiuni. Cîmpul electric îndreptat dinspre colector spre bază (ca în tubul electronic de la anod la catod) și accelerează electronii din bază spre colector prin joncțiunea colectorului. Astfel cam 99 % din curentul "injectat" de emitor ajunge în colector. Curentul de colector este aproape egal, dar întotdeauna mai mic decît curentul emitorului.

Trebuie să se remarce că, deși joncțiunea colector-bază este polarizată invers, prin ea trece un curent mare care este aproape egal cu curentul direct al joncțiunii emitor-bază. Aceasta reprezintă principala caracteristică a efectului tranzistor: printr-o joncțiune polarizată invers, trece un curent mare, datorită existenței în imediată vecinătate a unei joncțiuni polarizate direct.

Diferența mică dintre curentul de emitor și cel de colector este egală cu curentul bazei, respectiv:

$$I_E = I_C + I_B$$

iar raportul dintre curentul de colector și cel de bază exprimă amplificarea tranzistorului:



$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

Sensul curenților într-un tranzistor este indicat de simbolul tranzistorului care arată întotdeauna sensul curentului de emitor. Știind că  $I_E$  este cel mai mare curent deducerea sensului celorlalți doi curenți este posibilă fără să ne mai gândim la procesele din tranzistor:

- la tranzistorul NPN, curentul  $I_E$  intră în emitor și fiind cel mai mare, ceilalți doi curenți ies din tranzistor (v. fig.3.a);
- la tranzistorul PNP, curentul  $I_E$  iese din emitor; ceilalți doi curenți intră.

## 2. Amplificarea în curent continuu

Știm că  $I_C$  este de multe ori mai mare decît  $I_B$ . Dacă variem curentul  $I_B$  variind tensiunea continuă  $U_{BE}$  aplicată pe bază cu ajutorul potențiometrului din circuitul bazei (fig.2), va varia și curentul de colector. La tranzistorul NPN, la o tensiune pozitivă mai mare pe bază, baza se va "deschide" mai mult lăsînd să treacă mai mult curent de bază și deci și de emitor; la tranzistorul PNP, pentru a deschide mai mult tranzistorul, este necesară mărirea tensiunii negative care polarizează baza.

În fig.4 se prezintă un montaj simplu cu ajutorul căruia se poate evidenția și măsura amplificarea de curent a tranzistorului. Cu schema din fig.4 a se variază tensiunea bazei cu ajutorul potențiometrului P, ceea ce produce variația curentului  $I_B$  care se citește pe microampermetru (de fapt scara de 100  $\mu A$  a unui EAW) și simultan curentul de colector  $I_C$  pe miliampermetru (scara de 20 mA a EAW).



La un tranzistor BC108A, care are amplificarea  $B=100-250$ , la un curent de ex.  $I_B = 50 \mu A$  se va citi un curent  $I_C = 5 \dots 13 \text{ mA}$ . Se poate trasa curba  $I_C = f(I_B)$ .

Se va avea grijă la măsurători să nu se admită un curent mai mare de  $20 - 25 \text{ mA}$  pentru a nu se depăși puterea disipată de  $200-250 \text{ mW}$ .

Schema din fig.4 permite măsurarea amplificării  $B$  la doi curenți de  $I_C$ : prima măsurare la  $5 - 10 \text{ mA}$  ( $I_1$ ), a doua măsurare la  $80 - 120 \text{ mA}$ . Pentru a se feri tranzistorul AC181 K de distrugere tranzistorul trebuie montat pe o plăcuță de aluminiu de oca  $40 \text{ cm}^2$  ( $80 \times 50 \text{ mm}$ ) ca astfel el să poată disipa oca  $1 \text{ W}$ . Se va observa scăderea amplificării  $B$  cu creșterea  $I_C$ , fenomen tipic tuturor tranzistoarelor într-o măsură mai mare sau mai mică (v.fig.5).

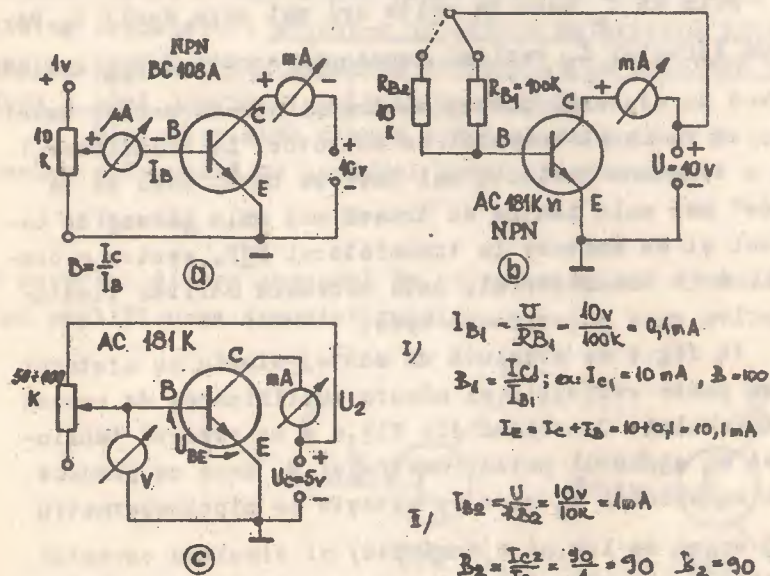


Fig. 4  $P_D \approx U_{CE} \cdot I_C = 10V \cdot 90 \text{ mA} = 0,9 \text{ W}$

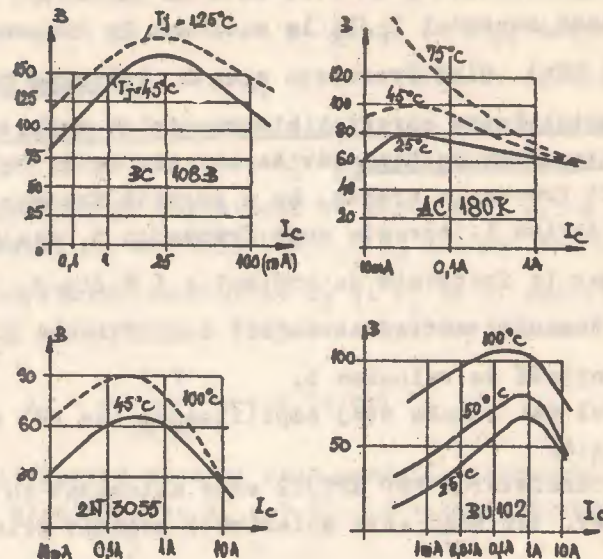


Fig. 5

Înainte de a trece la analiza amplificării în curent alternativ, este interesantă și necesară ridicarea caracteristicii  $I_C = f(U_{BE})$ , cu schema din fig.4 c. Variind tensiunea  $U_{BE}$ , se va citi curentul  $I_C$  la același tranzistor AC181 K, pînă la curentul de  $150 - 200 \text{ mA}$ , cu tensiunea de  $5 \text{ V}$ . Importantă este observarea momentului de deschidere a tranzistorului, atunci cînd  $U_{BE} = 0,1 \text{ V}$  și  $I_C$  crește de la  $0,1$  la  $0,5 \text{ mA}$  iar apoi curentul  $I_C$  cînd  $U_{BE} = 0,15 \text{ V}$  (va fi de  $3 \dots 7 \text{ mA}$ ). La  $U_{BE} = 0,3 \text{ V}$   $I_C$  crește la  $100 + 200 \text{ mA}$ .

La  $I_C = 10 \text{ mA}$ , se va reține de asemenea cam cît crește curentul de colector la o creștere de  $20 \text{ mV}$  a tensiunii  $U_{BE}$  (cam  $2 - 3 \text{ mA}$ ).



### 3. Amplificarea în curent alternativ

Amplificarea B în c.c. este un parametru care caracterizează raportul  $I_C/I_B$  la c.c. sau la frecvențe mici (până la 1 kHz). Când frecvența crește, valoarea  $h_{21e}$  care este raportul între curentul alternativ de colector și curentul alternativ de bază devine mai mic ca B, cu atât mai mic cu cât frecvența crește. La o anumită frecvență, valoarea  $h_{21e}$  devine 1. Aceasta este frecvența  $f_1$  sau  $f_T$ .

Dar la frecvențe de ordinul a 1 % din  $f_T$  (amplificarea în domeniul audiofrecvenței) amplificarea  $h_{21e}$  este mare, apropiată de valoarea B.

Cel mai simplu etaj amplificator (de AF) este arătat în fig.6.

Tranzistorul PNP EFT322 este alimentat cu minusul la colector, iar baza este polarizată negativ prin  $R_B$ .

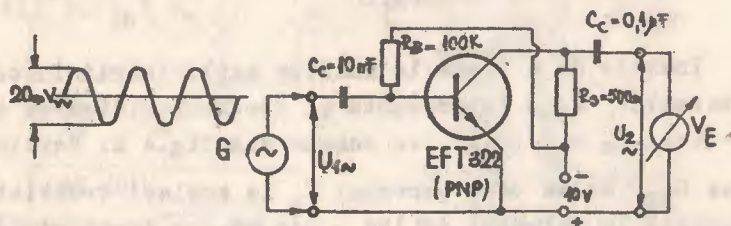


fig.6

La intrare se cuplează un generator de tensiune de audio-frecvență prin intermediul condensatorului  $C_C$  pentru izolație de c.c. (curent continuu). La ieșire, pe rezistența de sarcină  $R_S$  se va citi cu un voltmetru electronic de curent alternativ, tensiunea  $U_2$  amplificată de  $n$  ori față de  $U_1$ .

Este limpede că dacă baza este polarizată de exemplu cu  $U_{BE} = 0,18$  V și  $I_C = 3$  mA în c.c., aplicînd tensiunea  $U_1$  alternativă pe bază, de pildă de 20 mV<sub>VV</sub> aceasta, va produce o variație a  $I_C$  de 2 mA<sub>VV</sub> a curentului de colector, (cum s-a măsurat în schema din fig.4c cînd am ridicat punct cu punct caracteristica  $I_C/U_{BE}$ ). Variația de curent de 2 mA va produce pe rezistența de sarcină de 0,5 K, o variație a căderii de tensiune  $U = I_C \cdot R_S = 3$  mA · 500 ohmi = 1 V. Raportul dintre tensiunile  $U_2$  și  $U_1$  va fi amplificarea în curent alternativ a etajului experimental:

$$A_u = \frac{1 \text{ V}}{20 \text{ mV}} = 50 \text{ ori}$$

Amplificarea acestui etaj poate fi exprimată ca și la tuburile electronice:  $A_u = S \cdot R_S$   $S$  = panta tranzistorului

$R_S$  = rezistența de sarcină

Intr-adevăr panta tranzistorului EFT322 este de cca 100 mA/V cînd curentul de lucru (în c.c.) este de 3 mA.

Ca și la tubul electronic, panta arată cu cât variază curentul de ieșire (de colector) în mA atunci cînd tensiunea de intrare ( $U_{BE}$ ) variază cu 1 V.

$$S \text{ mA/V}$$

Se verifică amplificarea etajului și cu această relație:

$$S = 100 \text{ mA/V} \quad A_u = S R_S = 100 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \cdot 10^3 = 50 (\text{ori})$$

$$R_S = 500 \text{ ohmi}$$

Foarte important este de reținut că la tranzistoare panta de amplificare crește proporțional, aproape liniar cu curentul și anume cu cca 35 mA/V, pentru fiecare mA al



### curentul de lucru.

De ex. la  $I_C = 1 \text{ mA}$   $S = 35 \text{ mA/V}$

la  $I_C = 2 \text{ mA}$   $S = 70 \text{ mA/V}$

la  $I_C = 3 \text{ mA}$   $S = 100 \text{ mA/V}$

la  $I_C = 10 \text{ mA}$   $S = 300 \text{ mA/V}$

Grafic funcția  $S = f(I_C)$  arată ca în fig. 7, în care se vede că doar la curenți mai mari liniaritatea funcției scade, din cauza scăderii treptate a randamentului emitorului, pe măsură ce ne apropiem de curentul maxim de lucru  $I_{CM}$  al tranzistorului.

Legea celor  $35 \text{ mA/V}$  este valabilă la frecvențe joase. La frecvențe mai mari panta tranzistorului scade treptat, ajungând să fie doar de 25-30% la frecvențe apropiate de  $f_T$ .

În fig. 8 se arată cum scade panta tranzistorului EFT 317 cu creșterea frecvenței: la  $455 \text{ kHz}$  are  $37 \text{ mA/V}$ , la  $10 \text{ MHz}$  scade la  $25 \text{ mA/V}$ , iar la  $f = 50 \text{ MHz}$  scade la  $15 \text{ mA/V}$ .

La frecvențe înalte, panta scade din cauza scăderii amplificării B. Treptat scăzând B, scade numărul de purtători de sarcină care ating colectorul, din ca-

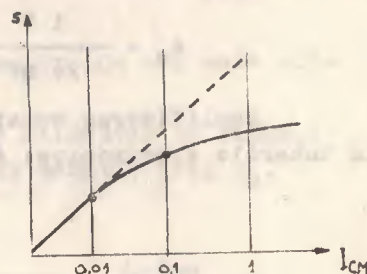


Fig. 7

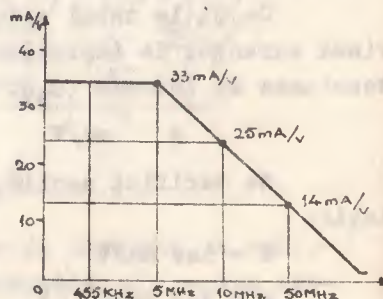


Fig. 8

uza recombinării în bază. Aceasta deoarece la frecvențe mari, timpul necesar pentru parcurgerea bazei devine comparabil cu perioada frecvenței. La frecvențe mici, de ex. la tranzistorul NPN, pentru fiecare gol intrat în bază ( $I_B$  intră la tranzistorul NPN), vor trece din bază în colector în medie B electroni (dacă  $B = 250$ , vor trece 250 electroni). La frecvențe mari, pe durata perioadei semnalului care comandă baza nu mai ajunge timp fizic ca toți electronii injectați de emitor în bază să o traverseze. La frecvența  $f_T$  unde  $h_{21e} = 1$ , deci  $I_C/I_B = 1$ , pentru fiecare purtător de sarcină injectat în bază (de către semnal) la colector să ajungă doar un electron.

Deja la frecvențe de ordinul a  $(0,1 f_T \dots 0,2 f_T)$  curentul de colector încetează de a mai urma valorile instantanee ale curentului bazei (sau emitorului) efectul fiind micșorarea amplificării și apariția defazajului între curentul de la ieșire și curentul de la intrare.

### 4. Curentii și tensiunile tranzistoarelor

Tranzistorul are deci 3 regiuni: E, B, C și două joncțiuni: BE și CB.

Tensiunile ce se aplică tranzistorului sînt exprimate prin litere care indică terminalele sau contactele între care se aplică tensiunea și polaritatea tensiunii (după sensul tehnic al curentului adică de la + la -):

exemplu: -  $U_{CE}$  = tensiunea colector-emitor, unde colectorul este negativ față de emitor.

$U_{BE}$  = tensiunea bază-emitor, baza fiind pozitivă față de emitor.

-  $U_{BF}$  = tensiunea bază-emitor, baza fiind negativă față de emitor.

În cataloage, la un tranzistor NPN la care colec-



torul este pozitiv față de emitor, vom avea tensiunea  $U_{CE}$  iar la un tranzistor PNP la care colectorul este negativ față de emitor, tensiunea normală de colector poate fi exprimată numai cu semnul minus în față deoarece ea este negativă atât față de emitor cât și față de bază:  $-U_{CE}$ .  
-  $U_{CB}$ .

Simbolurile de tensiune exprimate cu 2 litere nu țin seama însă de situația celui de al treilea electrod (terminal), ori tensiunile  $U_{CE}$ ,  $U_{CB}$  etc. aplicabile unui tranzistor depind de starea electrică a celei de a treia regiuni și anume dacă este deschis (nelegat), în scurt, polarizat etc. Pentru aceasta se va utiliza și o a treia literă pentru electrodul nespecificat de indicele tensiunii, de ex.  $U_{CEO}$  (tensiunea între colector și emitor, baza fiind deschisă adică terminalul bazei nelegat. Litera a 3-a are următoarea semnificație:

O - al treilea terminal este deschis

R - rezistența conectată între al doilea terminal specificat în indice și al treilea terminal (nespecificat)

S - scurtcircuit între al doilea terminal specificat și cel de al treilea (nespecificat).

X - polarizare inversă aplicată între al doilea terminal specificat și cel de al treilea terminal (nespecificat) (dioda de emitor este blocată).

Simbolurile de curenți sunt exprimați exact ca și cele de tensiuni, dar cu litera I în loc de U.

Cele mai uzuale tensiuni și curenți sunt definiți deci cu 3 litere date mai jos pentru un tranzistor NPN:

a. Tensiuni inverse și curenți inverși între colector și celelalte două terminale și care definesc, în gene-

ral, joncțiunea colectorului:

$U_{CBO}$   $I_{CBO}$

$U_{CEO}$   $I_{CEO}$

$U_{CER}$   $I_{CER}$

$U_{CES}$   $I_{CES}$

$U_{CEX}$   $I_{CEX}$

b. Tensiuni și curenți care se referă la joncțiunea emitorului:

$U_{BEO}$ ,  $I_{BE}$  (tensiune de polarizare directă și curenț direct)

$U_{EBO}$ ,  $I_{EB}$  (tensiune inversă de polarizare a joncțiunii emitorului și curențul invers prin joncțiune).

c. Tensiunea de saturație:

$U_{CE sat.}$  (la un curenț specificat, de obicei  $I_{C max}$ ).

d. Curenții pentru cele 3 terminale:

$I_C$ ,  $I_E$ ,  $I_B$  - curenții de durată maxim admiși

$I_{CM}$ ,  $I_{EM}$ ,  $I_{BM}$  - curenții de vîrf maxim admiși.

e. Curenții inverși ai tranzistorului sînt cei menționați la pct. a, adică  $I_{CBO}$ ,  $I_{CEO}$ ,  $I_{CER}$ ,  $I_{CES}$ ,  $I_{CEX}$ .

Așa cum știm de la capitolul privind diodele, curențul invers al unei joncțiuni este determinat de purtătorii minoritari de sarcină care străbat joncțiunea în sens invers față de purtătorii majoritari care "transportă" curențul direct. Curențul invers este ca și curențul de izo-



lație la dielectrici, el exprimă calitatea unei joncțiuni.

În fig.9 se prezintă circuite simple care permit măsurarea curenților inverși și în același timp măsurarea tensiunilor inverse, deoarece orice tensiune inversă maximă este dată (indicată) la un anumit curent invers, acel curent care se consideră încă nepericulos. Peste tensiunea inversă maximă admisă (definită în catalog) curentul invers începe să crească brusc, anunțând începerea unor procese în avalanșă, procese periculoase pentru tranzistor.

#### 5. Comportarea tranzistoarelor la curenți mari

Cataloagele indică de obicei pentru cei 3 electrozi ai tranzistorului curenții maxim admiși la capitolul "Valori limită absolute", așa cum am mai arătat, în cel mai bun caz următorii curenți:

$$I_C, I_{CM}, I_E, I_{EM}, I_B, I_{BM}$$

Foarte rar se indică curenții maximi pentru polarizarea inversă a joncțiunii EB.

În ultimii ani nu se mai indică curenți de natură repetitivă cum ar fi  $I_{CRM}$  (repetitiv maxim) sau  $I_{CSM}$  (de suprasarcină maxim). În locul acestora, în scopul simplificării problemelor se indică  $I_{CM}$ , care are sensul de curent absolut de vîrf. Indicarea curenților se face în mod selectiv, după destinația tranzistorului. De pildă la tranzistoarele mici, ou B mare, se indică numai  $I_C$  și  $I_{CM}$  iar despre  $I_E$  și  $I_B$  nu se amintește nimic. Se înțelege că  $I_B$  este mult mai mic decît  $I_C$ , iar  $I_E$  este aproape la fel de mare ca și  $I_C$ . La tranzistoarele de putere, mai ales la cele cu B mic, se indică și valorile maxime ale  $I_B$  și  $I_E$ , curentul de colector  $I_E$  fiind cel mai mare dintre curenții tranzistorului, deoarece  $I_E = I_C + I_B$ .

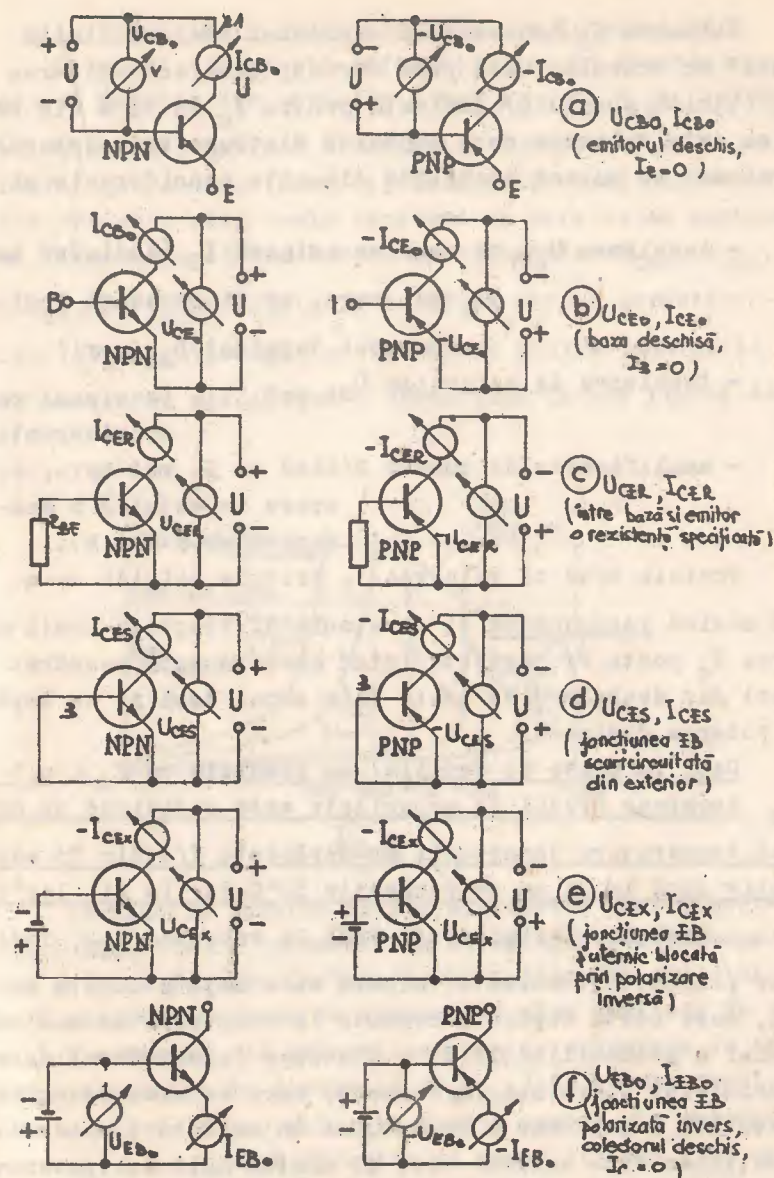


Fig. 9



Valoarea  $I_C$  indicată la capitolul "valori limită absolute" nu trebuie luată prea strict, deoarece valoarea maximă (limită absolută) indicată pentru  $I_C$  în 95 % din cazuri, nu este valoarea care depășită distruge tranzistorul ci o valoare de curent stabilită din alte considerente și anume:

- tensiunea  $U_{BE}$  cu care se asigură  $I_C$  (indicând un  $I_C$  mai mare, ar fi necesară indicarea unei tensiuni  $U_{BE}$  mari)
- tensiunea de saturație  $U_{CE\text{ sat}}$  (aceleași considerente)
- amplificarea de curent  $B$  (dând un  $I_C$  mai mare, ar apare în catalog o scădere mare a lui  $B$ ).

Trebuie spus că valoarea  $I_C$  trebuie privită ca o limită maximă recomandată și nu absolută. Practica arată că valoarea  $I_C$  poate fi depășită (când aceasta este neapărat necesar) dar depășirea se poate face numai dacă nu se depășește puterea disipată.

Deci  $I_C$  poate fi depășit, cu condiția ca  $P_d < 0,5$  deoarece gradul de securitate este suficient de mare dacă temperatura jonctiunii nu depășește  $2/3$  din  $T_{j\text{ max}}$  respectiv dacă la Ge nu se depășește  $55^\circ\text{C}$  iar la Si,  $100^\circ\text{C}$ .

Trebuie să fim atenți însă la valoarea  $I_{CM}$ , indicată de producător. Această valoare este deja o limită absolută, care odată depășită conduce la creșterea în mod excepțional a probabilității de a distruge tranzistorul datorită canalelor fierbinți ( $h^+$ -spots) care se nasc datorită distribuției neuniforme a curentului în colector, chiar dacă jonctiunea este relativ rece și sîntem mult sub puterea disipată maximă.

## 6. Comportarea tranzistoarelor la tensiuni mari

Cele mai importante informații asupra tranzistorului pot fi extrase din caracteristica  $I_C = f(U_{CE})$ , adică din reprezentarea grafică a variației curentului de colector în funcție de tensiunea aplicată între bază și emitor. Noi vom prezenta aici acele tensiuni pe care le-am menționat ca fiind definitorii pentru un tranzistor  $U_{CB0}$ ,  $U_{CE0}$ ,  $U_{CER}$ ,  $U_{CES}$  și  $U_{CEX}$ . În fig.10 se arată planul caracteristicilor  $I_C U_0$  cu evidențierea fiecăreia dintre tensiunile limită admise cu specificarea curentului invers limită admis.

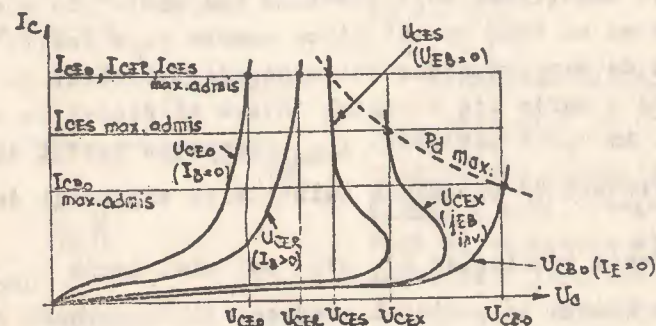


Fig.10

Tensiunile inverse maxime aplicabile unei jonctiuni sînt limitate de fenomenul de străpungere. Străpungerea nu este un fenomen distructiv atît timp cît curentul și deci puterea disipată de dispozitiv sînt limitate de circuitul exterior, la valori cuprinse de principiu în interiorul parabolei de disipație ( $P_d\text{ max}$ ) în curent continuu. De aceea în fig.9 valorile limită maxime ale curenților inverși admiși sînt diferite și anume tot mai mici pe măsură ce tensiunile cresc (limitați de  $P_d\text{ max}$ ).



Tensiunile maxime indicate în cataloage sînt în mod statistic asigurate la toate exemplarele unui tip de tranzistor, adică toate exemplarele unui tip trebuie să reziste la tensiunea maximă indicată, prezentînd la acea tensiune un curent invers cel mult egal cu curentul invers indicat în catalog.

Cea mai mare dintre toate tensiunile este  $U_{CB0}$ , deoarece atunci cînd emitorul este deschis ( $I_E = 0$ ), joncțiunea emitorului este inertă și tranzistorul se comportă aproximativ ca o diodă polarizată invers, care nu mai este străbătută de curentul de purtători de sarcină injectați de emitor. Joncțiunea colector-bază "se simte" în siguranță pe partea sa "din spate" și ca urmare doar foarte puțini purtători de sarcină, doar cei minoritari străbat joncțiunea creînd o parte din curentul invers al diodei de colector  $I_{CB0}$ . Am zis o parte din  $I_{CB0}$ , deoarece restul este dat de efectele de suprafață amintite la capitolul de tehnologie.

Toate tensiunile  $U_{CE}$  sînt mai mici decît  $U_{CB0}$ , deoarece de îndată ce emitorul este pus sub tensiune, joncțiunea colectorului este "activată" de pe partea bazei de purtătorii de sarcină.

$U_{CEX}$  - este tensiunea inversă CE cu dioda de emitor blocată de o tensiune inversă față de situația normală cînd JEB este deschisă.

$U_{CES}$  - este ceva mai mică decît  $U_{CEX}$  deoarece JEB este scurtcircuitată din exterior, deci este deja ceva mai activă decît atunci cînd este blocată.

$U_{CER}$  - este și mai mică decît  $U_{CEX}$  și  $U_{CES}$ , deoarece avem deja un curent  $I_B=0$  datorită rezistenței dintre bază și emitor.

zistenței dintre bază și emitor.

Vom înalța puțin asupra tensiunii  $U_{CER}$ , deoarece în practică ea este apropiată ca valoare fie de  $U_{CES}$  cînd  $R_{BE}$  este foarte mică, fie de  $U_{CE0}$  cînd  $R_{BE}$  este mare și avem aproape situația în care baza ar fi neconectată. Iată în fig.11 caracteristica  $U_{CER} = f(R_{BE})$  a tranzistorului 2N3055 de tip homotaxial simplu difuzat:

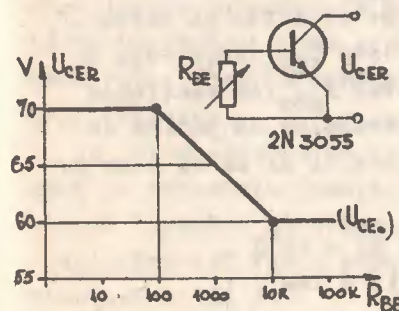


Fig.11

Se vede că la  $R_{BE} \leq 100 \text{ ohmi}$   $U_{CER} = 70 \text{ V}$  iar la  $R_{BE} \leq 10 \text{ kohmi}$ ,  $U_{CER} = 60 \text{ V} = U_{CE0}$ .

Diferența între  $U_{CER}$  și  $U_{CE0}$  este mică la tranzistoarele simplu difuzate care au o bază groasă, omogenă ca dotare și ca urmare starea electrică a joncțiunii de emitor influențează mai puțin joncțiunea de colector, care ea singură asigură 80 - 90 % din tensiunea aplicată pe colector.

La tranzistoarele cu bază subțire în special cele planarepitaxiale diferența între  $U_{CER}$  și  $U_{CE0}$  este mare, de la dublu la simplu:

de ex: BU125, PL-E;  $U_{CB0} = 400 \text{ V}$ ; - la  $R_{BE} \leq 300 \text{ ohmi}$   $U_{CER} = 130 \text{ V}$

- la  $R_{BE} \leq 10 \text{ kohmi}$   $U_{CER} = U_{CE0} = 60 \text{ V}$ .

BU102, PL-E;  $U_{CB0} = 400 \text{ V}$ ; - la  $R_{BE} \leq 10 \text{ ohmi}$   $U_{CER} = 400 \text{ V}$



$$\text{La } R_{BE} \leq 1 \text{ Kohm } U_{CER} = 230 \text{ V}$$

Este de mare importanță pentru practică reținerea efectului  $R_{BE}$ : când tranzistorul are o impedanță sau rezistență mică între B și E, comportarea lui la tensiune mare este mai bună decât în cazul când circuitul BE este deschis.

Tensiunea  $U_{CE0}$  este cea mai mică dintre toate tensiunile "mari" ale tranzistorului.  $U_{CE0}$  înseamnă bază în gol, tensiunea mare aplicându-se între colector și emitor. Curentul invers care se stabilește este  $I_{CE0}$ , care este de B ori mai mare decât curentul rezidual  $I_{CB0}$ . La tensiunea  $U_{CB0}$  maximă, curentul  $I_{CB0}$  al tranzistorelor de putere cu Si este de  $10 \mu A$  la  $t_j = 45^\circ C$  și de cca.  $1 \text{ mA}$  la  $t_j = 100^\circ C$ . Dacă B este măslui de 50, vom avea:

$$I_{CE0} = B \cdot I_{CB0}$$

$$I_{CE0} = 50 \cdot 10 \mu A = 0,5 \text{ mA la } t_j = 45^\circ C$$

$$I_{CE0} = 50 \cdot 1 \text{ mA} = 50 \text{ mA la } t_j = 100^\circ C !!$$

La tranzistorele mici, curentul rezidual  $I_{CB0}$  este foarte mic, mai ales la cele cu siliciu; totuși  $I_{CE0}$  devine important mai ales la etajele cu curent mic de lucru. Se compară tranzistore mici cu Ge și Si:

Ge npn EFT 322

$$U_{CB0} = 24 \text{ V}; \begin{cases} U_{CE0} = 20 \text{ V} \\ I_{CB0} = 5 \mu A \text{ la } B = 50 \\ U_{CB} = 24 \text{ V} \end{cases}$$

$$I_{CB0} = 50 \cdot 5 \mu A = 250 \mu A \text{ la } t_j = 25^\circ C$$

$$I_{CE0} = 1 \text{ mA la } t_j = 50^\circ C$$

Si npn BC 108 B

$$U_{CB0} = 45 \text{ V } U_{CE0} = 20 \text{ V} \\ I_{CB0} = 1 \text{ nA la } t_j = 25^\circ C$$

$$I_{CB0} = 0,2 \mu A \text{ la } t_j = 100^\circ C \\ = B = 200$$

$$I_{CE0} = 0,2 \mu A \text{ la } t_j = 25^\circ C$$

$$-I_{CB0} = 8 \text{ mA la } t_j = 85^\circ C$$

$$I_{CB0} = 40 \mu A \text{ la } t_j = 100^\circ C$$

$$I_{CB0} = 1,2 \text{ mA la } t_j = 150^\circ C$$

Se vede din aceste date că la temperaturi mari ale joncțiunii, curentul rezidual  $U_{CB0}$  este atât de mare încât pune în pericol din punct de vedere termic tranzistorul.

La tensiuni mai mari decât cele indicate în catalog chiar de foarte scurtă durată, tranzistorul intră în străpungere. Curentul de colector crește accentuat datorită multiplicării prin avalanșă a purtătorilor în zona colectorului ceea ce conduce la distrugerea tranzistorului prin căldură.

Străpungerea poate avea loc și datorită unei conturări pe suprafața joncțiunii care este în contact cu "exteriorul" (pentru structura semiconductoare, "exteriorul" este spațiul imediat vecin structurii, în interiorul capsulei tranzistorului).

Distrugerea tranzistorului are loc de obicei prin efect termic; străpungerea este în acest caz egală cu topirea joncțiunii CB.

Mai este posibilă distrugerea tranzistorului și prin scurtcircuit colector-emitor fără ca joncțiunea de colector să fie distrusă. Acest fel de distrugere apare desul de des în practică datorită greselilor de implantare, conectare sau polarizare, ceea ce duce la depășirea puterii disipate prin creșterea curentului  $I_C$  peste măsură, în prezența tensiunii normale de alimentare.

#### 7. Regimul normal și regimul invers al joncțiunii emitor-bază.

În funcționarea normală, pentru ca prin tranzistor să curgă curent, se aplică între B și E o tensiune directă. Tensiunea  $U_{BE}$  de deschidere este:



la tranzistoarele cu Ge :  $0,1 + 0,15$  V

la tranzistoarele cu Si :  $0,55 - 0,65$  V

Mărind tensiunea  $U_{BE}$ , curentul  $I_C$  crește și atinge valoarea maximă admisă de catalog atunci când  $U_{BE}$  este de ordinul a 1 V, indiferent dacă tranzistorul este cu Ge sau Si. După aceasta, mărind în continuare tensiunea  $U_{BE}$ , curentul  $I_C$  crește cu ceva, după care creșterea  $I_C$  încetează. Zicem atunci că s-a atins tensiunea de saturație emitor-bază:  $U_{BE\text{ sat}}$ . Acest parametru este interesant doar pentru tranzistoarele de mare putere. Astfel la tranzistoarele "mari" cum este 2N3055 pentru ca în colector să curgă un curent de 10 A, este necesară  $U_{BE} = 1,5 + 2$  V, iar la excelentul tranzistor cu Ge ASZ15 pentru a forța un curent de 15 A este necesară  $U_{BE} = 1,5$  V. Tensiunea  $U_{BE\text{ sat}}$  la aceste tranzistoare este de ordinul a 3-4 V la  $I_C = 2$  O A. (se poate măsura numai în impulsuri, deoarece s-ar supraîncălzi tranzistorul).

De multe ori, joncțiunea BE a unui tranzistor este polarizată invers fie din greșeală, fie voit ca de exemplu pentru a obține  $U_{CEX}$ . În regim de comutație, polarizarea inversă a jBE este foarte obișnuită. Tot așa, la circuitele finale de baleiaj orizontal, este necesară blocarea rapidă a tranzistorului cu ajutorul unei tensiuni inverse de 3-4 V în scopul accelerării evacuării sarcinii din timpul cursei directe. La toate tranzistoarele, se specifică în catalog tensiunea inversă maximă ce poate fi aplicată pe dioda de emitor:

$U_{EB}$  la tranzistoarele NPN (+ pe emitor și - pe bază)

$U_{EB}$  la tranzistoarele PNP (-pe emitor și + pe bază)

La parotică este cazul să se spună  $-(U_{BE})$  înțelegând mai ușor prin aceasta polarizarea inversă a diodei BE.

Tensiunea inversă admisă pe jBE depinde de tehnologia tranzistorului, fiind cuprinsă între 0,3V la tranzistoarele de înaltă frecvență cu Ge, 3-7 V la tranzistoarele cu siliciu și 10-20 V la tranzistoarele aliate cu Ge:

a) tranzistoare drift EFT 317-319-320:  $-(U_{BE}) =$

0,3 V maximum !!

b) tranzistoare mesa AF 106, 109R, 139, 239:  $-(U_{BE}) =$

0,3 V maximum !!

c) tranzistoare PL și PL-E cu siliciu, de înaltă frecvență BF 200, BF214, BF215, BF167, BF173, BF182, BF183:  $(U_{BE}) = 3 \dots 4$  V

d) tranzistoare PL-E mici de AF și comutație:

BC107 - 108 - 109 (npn) și BC177 - 178 - 179 (pnp):

$(U_{BE}) = 5$  V

e) tranzistoare de putere cu siliciu

BU 102, BU105, BU120 etc.:  $(U_{BE}) = 5 \dots 8$  V

f) tranzistoare aliate cu Ge (pnp și npn):

$(U_{BE}) = 10 \dots 20$  V !!

La depășirea tensiunii inverse maxime specificate  $-(U_{BE})$  joncțiunea BE se comportă ca o diodă zener: ca - caracteristica inversă este foarte abruptă și dacă în circuitul exterior BE nu există o rezistență care să limiteze curentul, joncțiunea BE se distruge termic. Aveți de-a face în acest caz cu un efect zener la tranzistor, efect ce va fi exploatat în unele etaje finale de baleiaj orizontal.

### 8. Puterea disipată

Cataloagele dau multe detalii privind puterea disipată, astfel :



Pentru tranzistoarele mici, se dau în catalog în afară de  $T_{j \max}$ :

$R_{th j-a}$  = rezistența termică joncțiune-ambiant

$R_{th j-c}$  = rezistența termică joncțiune -capsulă

Spre exemplu la familia BC107-108-109 care au capsulă TO-18, aceste rezistențe termice sînt :

$$R_{tj j-a} = 0,5^{\circ}\text{C/mW} \quad (500^{\circ}\text{C/W})$$

$$R_{th j-c} = 0,2^{\circ}\text{C/mW} \quad (200^{\circ}\text{C/W})$$

Să exemplificăm prin cîteva calcule simple folosirea acestor date :

a) Tranzistorul lucrează cu  $t_a = 45^{\circ}\text{C}$   $U_c = 10\text{ V}$  și  $I_c = 10\text{ mA}$  deci  $P_d = 100\text{ mW}$ . Joncțiunea se va încălzi față de mediul ambiant cu atît mai mult cu cît puterea disipată în joncțiune va fi mai mare. În cazul nostru:  $t_a = 45^{\circ}\text{C}$   $t_j = t_a + P_d \cdot R_{th j-a} = 45 + 100 \cdot 0,5^{\circ}\text{C/mW} = 45 + 50 = 95^{\circ}\text{C}$

Mărima  $R_{th j-c}$  ne servește dacă aplicăm pe tranzistor o aripioară de răcire. În acest caz rezistența termică de la joncțiune pînă la aerul ambiant va fi dată de suma dintre rezistența termică de la joncțiune la capsulă și rezistența termică a radiatorului. Punem o aripioară cu suprafața de  $5\text{ cm}^2$ , roluită și bine arcuită pe capsula tranzistorului, lui. Radiatorul are  $R_{thrad} = 100^{\circ}\text{C/W}$  și deci  $R_t = R_{tj j-c} + R_{thrad} = 200^{\circ}\text{C/W} + 100^{\circ}\text{C/W} = 300^{\circ}\text{C/W} = 0,3^{\circ}\text{C/mW}$  acum temperatura joncțiunii va fi :

$$t_j = t_a + P_d \cdot R_t = 45 + 0,3 \cdot 100 = 45 + 30 = 75^{\circ}\text{C}$$

răcirea tranzistorului fiind mai bună, cedarea căldurii este mai ușoară.

b) Tranzistorul de medie putere BD135, în capsulă de tip SOT - 32, are date în catalog :

$$t_{j \max} = 150^{\circ}\text{C}$$

$$P_{d \text{ tot}} (t_{caps} = 45^{\circ}\text{C}) = 12,5 \quad (\text{Puterea ce o poate disipa atunci cînd capsula nu mai este caldă de } 45^{\circ}\text{C})$$

$$R_{tj j-a} = 110^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{th j-c} = 8,5^{\circ}\text{C/W}$$

Cunoscînd  $R_{tj j-a}$ , vom putea calcula ce putere disipa acest tranzistor în aer liber (fără a fi montat pe radiator), la  $t_a = 50^{\circ}\text{C}$  într-un R.R. Trebuie întîi stabilit ce temperatură a joncțiunii admitem știind că  $t_{j \max}$  prescrisă de fabricant este de  $150^{\circ}\text{C}$ . Să zicem  $t_{j \max} = 100^{\circ}\text{C}$  adică  $2/3$  din valoarea maximă, în scopul de a feri tranzistorul de distrugere.

Se știe că :

$$P_{d \max} = \frac{T_j - T_a}{R_t} \quad \text{unde } R_t \text{ este } R_{th j-a} \text{ (nu avem radiator)}$$

deci:

$$P_{d \max} = \frac{100 - 50}{110} = 0,45\text{ W}$$

c) Tot la tranzistorul BD135, utilizîndu-l cu un radiator avînd  $R_{thrad} = 10^{\circ}\text{C/W}$  (o placă de aluminiu  $50\text{ cm}^2$ ), ne interesează ce putere se poate disipa .-

Tranzistorul va fi montat pe radiator cu o izolație, deoarece colectorul este legat electric la partea metalică de contact a capsulei de plastic. Suprafața de contact a tranzistorului cu radiatorul este de numai  $0,5\text{ cm}^2$  și din această cauză rezistența termică a foliei de mică de  $50\text{ }\mu$  este de  $8^{\circ}\text{C/W}$  în cazul că nu este unsă cu vasilină siliceică și  $5^{\circ}\text{C/W}$  cu vasilină. Avem deci 3 rezistențe termice în serie :



$$R_t = R_{tj \text{ j-o}} + R_{th \text{ min}} + R_{th \text{ rad}} = 8,5 + 5 + 10 = 23,5^{\circ}\text{C/W}$$

Avînd  $t_a = 50^{\circ}\text{C}$  și admitînd  $T_j = 100^{\circ}\text{C}$ , rezultă o putere disipată:

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{R_t} = \frac{100 - 50}{23,5} = 2,15 \text{ W}$$

Doar cu radiator infinit (inexistent în practică) tranzistorul BD135 ar putea disipa 12,5 W. În realitate, cu un radiator "decent" adică de  $5 - 6^{\circ}\text{C/W}$  ( $80 \text{ cm}^2$  - Aluminiu gros de 2 mm) și montat fără izolație de mică, BD135 poate disipa cca 3,5 - 4 W putere la care joncțiunea este deja caldă ( $110 - 115^{\circ}\text{C}$ ).

La tranzistoarele de putere mai mare, din cauza creșterii rezistenței termice joncțiune-capsulă cu tensiunea colectorului, graficul  $P_d \text{ max} = f(t_c^{\circ}\text{C})$  puterea maximă disipată în funcție de temperatura capsulei ( $t_c$ ) este dată ca în fig.12. Pentru tranzistorul triplu-difuzat BU120.

Este limpede că dacă la  $U_{CE} = 15 \text{ V}$  tranzistorul poate disipa cu radiator infinit (răcire forțată cu apă) 100 W, dar la tensiunea  $U_{CE}$  de 50 V tranzistorul "are voie" să disipe doar 19 W. Cauza este distribuția neuniformă a curentului în zona colectorului, la tensiuni mari de lucru. Ori colectorul fiind lipit pe am-

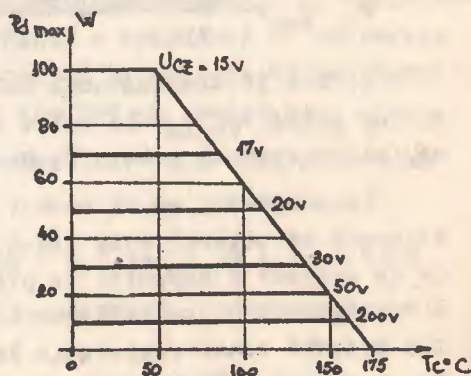


Fig.12

baza capsulei, aria eficace de preluare a căldurii de către capsulă va fi doar 15 - 20 % din suprafața fizică a structurii, adică 3 - 4  $\text{mm}^2$  din cei 20 - 25  $\text{mm}^2$  ai unui colector de T de putere.

#### 9. Puterea disipată la tranzistoarele de putere

Cataloagele indică pentru orice tranzistor de putere cel puțin trei date:

- 1)  $P_d \text{ max}$  - puterea maximă ce o poate disipa tranzistorul la o temperatură specificată a capsulei, cu un radiator infinit (perfect).
- 2)  $R_{th \text{ jc}}$  - rezistența termică de la joncțiune (structură) pînă la exteriorul capsulei.
- 3)  $T_j \text{ max}$  - temperatura maximă a joncțiunii (structurii) la care încă nu au loc fenomene destructive în tranzistor.

Cu aceste date se poate calcula solicitarea tranzistorului în funcționare. Tranzistoarele de putere se montează pe radiator, întotdeauna, pentru a asigura răcirea prin cedarea căldurii dezvoltate în sistem către aerul ambiant.

"Curentul termic datorat puterii dezvoltate în interior străbate pe rînd următoarele rezistențe termice și produce pe fiecare din ele cîte o cădere de temperatură (analogie perfectă cu legea lui Ohm):

- $R_{th \text{ jc}}$  - din interiorul tranzistorului pînă la suprafața ext.de contact.
- $R_{th \text{ co}}$  - rezistența termică de contact între capsulă și radiator.
- $R_{th \text{ rad}}$  - rezistența termică a radiatorului pe care este montat T.

Acste rezistențe termice se înscriază așa cum se arată în fig.13.



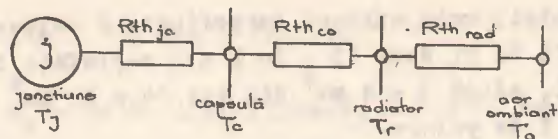


Fig. 13

Suma rezistențelor este :  $R_t = R_{th jc} + R_{th co} + R_{th rad}$  și se măsoară în  $^{\circ}\text{C/W}$ .

Exemplu de calcul (simplificat, dar acoperitor pentru practică).

Tranzistorul BU120 cu  $T_{j \max} = 175^{\circ}\text{C}$ ,  $R_{th jc} = 1,5^{\circ}\text{C/W}$  și  $P_{d \max} = 100 \text{ W}$  la  $T_o = 25^{\circ}\text{C}$  funcționează montat pe un radiator la temperatura ambiantă de  $50^{\circ}\text{C}$ . Radiatorul de aluminiu gros de 2 mm și cu  $125 \text{ cm}^2$  suprafață ( $125 \times 100 \text{ mm}$ ).

$$\text{are } R_{th rad} = 4^{\circ}\text{C/W}$$

Contactul cu radiatorul se face prin intermediul unei izolații de mică de 0,1 mm gros.

$$\text{care are } R_{th co} = 0,6^{\circ}\text{C/W}$$

1) Ne interesează temperatura joncțiunii și temperaturile intermediare  $T_o$  (a capsulei) și  $T_r$  (a radiatorului).

$$T_j - T_o = P_d \cdot R_{th jc} = 10 \text{ W} \cdot 1,5^{\circ}\text{C/W} = 15^{\circ}\text{C}$$

$$T_o - T_{rad} = P_d \cdot R_{th co} = 10 \text{ W} \cdot 0,6^{\circ}\text{C/W} = 6^{\circ}\text{C}$$

$$T_{rad} - T_a = P_d \cdot R_{th rad} = 10 \text{ W} \cdot 4^{\circ}\text{C/W} = 40^{\circ}\text{C}$$

Aceasta înseamnă că în total, diferența de temperatură dintre joncțiune și aerul ambiant va fi :

$$\Delta t_{j-a} = 15 + 6 + 40 = 61^{\circ}\text{C}$$

iar temperatura joncțiunii va fi :  $T_a + \Delta t_{j-a} = 50^{\circ}\text{C} + 61^{\circ}\text{C} = 110^{\circ}\text{C}$

2) Ne interesează acum ce putere poate disipa acest tranzistor, cu acest radiator, fără ca  $T_j$  să depășească  $150^{\circ}\text{C}$  ( $T_{j \max}$  a tranzistorului în exploatare) ?

Se determină rezistența termică totală a "traseului" căldurii:

$$R_t = R_{th jc} + R_{th co} + R_{th rad} = 1,5 + 0,6 + 4 = 6,1^{\circ}\text{C/W}$$

$$\text{și deci: } P_d = \frac{T_{j \max} - T_a}{R_t} = \frac{150 - 50}{6,1} = \frac{100}{6,1} = 16,3 \text{ W}$$

Se vede că 16,3 W reprezintă doar 1/6 din  $P_{d \max}$  specificată în catalog !

De, pentru că  $P_{d \max}$  este puterea maximă ce o poate disipa acest tranzistor cînd capsula are temperatură de  $25^{\circ}\text{C}$ . Ori, în ce situație poate avea capsula o temperatură de numai  $25^{\circ}\text{C}$ , tranzistorul fiind încărcat cu 100 W ?

Răspuns: în cazul pur teoretic cînd răcirea este ideală. Practic, chiar atunci cînd capsula cu un radiator de  $300 \text{ cm}^2$  ar fi în apă rece ( $+ 15^{\circ}\text{C}$ ) circulantă forțat rezistența termică a acestui sistem de răcire nu va fi mai mică de  $0,5^{\circ}\text{C/W}$  și ca urmare ar rezulta:

$$R_t = R_{th jc} + 0,5^{\circ}\text{C/W} = 2^{\circ}\text{C/W}$$

$$P_{d \max} = \frac{T_{j \max} - T_a}{R_t} = \frac{175 - 15}{2} = 80 \text{ W !!}$$

Concluzie: Puterea disipată maximă indicată în catalog este o mărime pur informativă cu ajutorul căreia se poate determina rezistența termică jc (dacă aceasta nu ar fi indicată în catalog) cu formula:

$$R_{th jc} = \frac{T_{j \max} - T_o}{P_{d \max}}$$



în cazul tranzistorului BUL20:  $R_{th jc} = \frac{175 - 25}{100} = 1,5^{\circ}\text{C/W}$

În practică, tranzistoarele de putere pot disipa cel mult 1/3 din  $P_d$  max din catalog, dar și aceasta, folosind un radiator la limita posibilităților de execuție ( $3 - 4 \text{ dm}^2$ ).

10. Comportarea tranzistoarelor la temperatură ridicată.

1. Amplificarea la curent  $B$  crește cu temperatura joncțiunii, datorită îmbunătățirii randamentului emitorului, mai ales la temperaturi peste  $0,7 T_j$  max creșterea  $B$  determină creșterea curentului de colector  $I_c$  în circuitul de utilizare.

2. Este cunoscută creșterea curenților reziduali  $I_{cBo}$  și  $I_{cEo}$  cu temperatura: la fiecare  $10^{\circ}\text{C}$  de încălzire a joncțiunii, curenții reziduali se dublează, astfel că între  $40^{\circ}\text{C}$  și  $100^{\circ}\text{C}$  un curent rezidual crește de 65 - 70 ori, devenind în multe cazuri comparabil cu curentul de lucru (dacă acesta este mic). Deci prima cauză a creșterii  $I_c$ .

3. Mai puțin cunoscută este influența tensiunii  $U_{BE}$  asupra creșterii curentului  $I_c$ . Temperatura face ca joncțiunea BE să devină mai activă. Emitorul injectează mai mult curent, curentul  $I_B$  crește și deci și  $I_c$ . Este ca și cum ar crește tensiunea de polarizare  $U_{BE}$ . Pentru a reduce curentul  $I_c$  la valoarea anterioară, trebuie redusă tensiunea  $U_{BE}$ , cam cu 2 - 3 mV pentru fiecare grad Celsius de încălzire a joncțiunii. Acesta este coeficientul termic al tensiunii  $U_{BE}$ . La o încălzire de  $10^{\circ}\text{C}$ , este necesară reducerea tensiunii  $U_{BE}$  cu cca. 25 mV pentru ca  $I_c$  să nu se modifice, deoarece efectul temperaturii constă în deplasarea caracteristicii  $U_{BE}$  spre stînga, ca în fig. 14, în care

este dată modificarea  $I_c$  datorită coeficientului  $D_t = 2,5 \text{ mV}^{\circ}\text{C}$  la un tranzistor cu Ge EFT 322. Dacă nu am reduce cu 50 mV tensiunea  $U_{BE}$ , curentul  $I_c$  ar crește de la 5 la 9 mA! Este

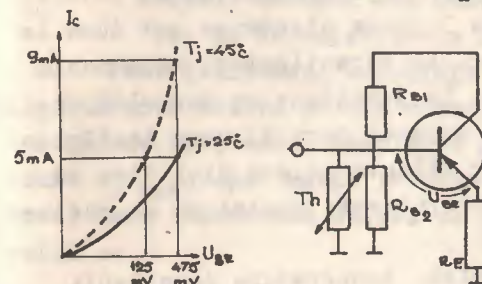


Fig. 14

cazul practic al polarizării unui etaj final de AF cu 5 mA și "deriva" curentului la 9 mA și apoi mai mult pe măsură ce va crește, dacă nu s-ar face o stabilizare a punctului de funcționare cu ajutorul termistorului  $Th$  conectat în paralel cu rezistența de polarizare  $R_{B2}$ . Efectul este cunoscut: la creșterea  $t$ , rezistența termistorului scade puternic și gîntează pe  $R_{B2}$ , chiar în măsura necesară pentru a reduce la valoarea necesară pe  $U_{BE}$ .

În acest montaj  $R_B$  are același rol de stabilizare termică: cînd  $I_c$  crește, crește și  $I_B$  și deci și căderea de tensiune pe  $R_B$ , reducîndu-se astfel ceva din tensiunea  $U_{BE}$ , care conduce la scăderea  $I_c$  și  $I_B$ . Cele 3 cauze menționate, duc la creșterea  $I_c$  datorită lui  $I_{cBo}$  și lui  $U_{BE}$  atunci cînd temperatura ambiantă (deci și  $t_j$ ) și cînd încălzirea tranzistorului  $P_d$  crește, încălzind joncțiunea și mai mult și mărinăd iarăși efectul  $I_{cBo}$  și  $U_{BE}$ . Creșterea curentului  $I_c$  poate căpăta un caracter de ambalare termică, a tranzistorului dacă nu sînt luate măsuri de stabilizare, de oprire a procesului. Dar creșterea  $t_j$  datorită puterii



disipate nu poate fi oprită, decât prin limitarea puterii disipate la o valoare rezonabilă, în acord cu posibilitățile de evacuare a căldurii.

Trebuie spus clar că la tranzistoarele de putere, în etaje finale de AF, cele 3 cauze electrice pot duce la ambalare deoarece la vîrfuri de curent (puteri audio maxim sau "șocuri de orchestră"), în joncțiune se dezvoltă puteri mari (chiar dacă sînt de mică durată) care încălzesc peste măsură joncțiunea iar căldura nu are nici timp să se evacueze, chiar dacă tranzistorul este montat pe un radiator corespunzător.

Prin ambalarea termică, temperatura joncțiunii crește în scurt timp peste valoarea de  $100^{\circ}\text{C}$  la Ge și  $200^{\circ}\text{C}$  la Si; joncțiunea de colector devine foarte fragilă electric și se poate străpunge sub influența tensiunii de colector. Dacă acest lucru nu s-a întîmplat încă, curentul mare de colector fiind distribuit neuniform pe aria colectorului, apar zone sau canale prin care curge tot curentul pe procente din suprafața fizică a colectorului și în acel loc datorită puterii mari dezvoltate în volum mic de material temperatura crește în puține milisecunde la  $400 - 800^{\circ}\text{C}$ , topindu-se materialul și deci scurtcircuitându-se joncțiunea. La răcire, materialul topit, se recrystalizează parțial, dar în 90 % din cazuri joncțiunea este compromisă, este "bolnavă" și la următorul șoc tranzistorul va fi iremediabil distrus.

Cînd un tranzistor este folosit într-un circuit în care temperatura joncțiunii se poate apropia de  $T_{j\text{ max}}$ , există mari șanse ca durata lui de viață să fie scurtă mai ales dacă tranzistorul este supus des la cicluri cald-rece. Distrugerea va interveni din cauza creșterii rezistenței termice dintre structură și capsulă prin reducerea treptată a suprafeței de contact a lipiturii dintre structură și capsulă. De lipirea structurii de ambază este cauzată de

tensiunile mecanice extraordinar de mari care apar atunci cînd coeficienții de dilatare a celor 3 componente ale lipiturii sînt prea diferite :

- siliciul structurii tranzistorului
- aliajul de lipire ( plumb, plumb + molibden etc.)
- cuprul ambazei sau cuprul contactului de colector la tranzistoarele în plastic.

Prin dislocare, suprafața de contact scade, rezistența termică crește și din această cauză, pe neștiute, joncțiunea este mereu încălzită la temperaturi mai mari decît  $T_{j\text{ max}}$ . Apar așea procese electrice arătate anterior, care degradează calitatea joncțiunilor tranzistorului .-

Procesele chimice de corodare pe suprafețele ( chiar oxidate cu cuarț) se activează și pun în mișcare reacții chimice la marginile joncțiunilor ( mai ales la tranzistoarele cu germaniu ) provocînd creșterea curenților reziduali a căror mărime va favoriza orice tendință de ambalare termică, ajutînd la distrugerea tranzistorului .-

Se dă în fig. 15 o caracteristică introdusă de curînd în cataloage și anume : numărul de cicluri cald-rece garantat pentru un tranzistor de putere care are  $P_d\text{ max.}$   
 $= 100\text{ W}, T_{j\text{ max}} = 175^{\circ}\text{C}$  și  $R_{th\text{ j-c}} = 1,5^{\circ}\text{C/W}$

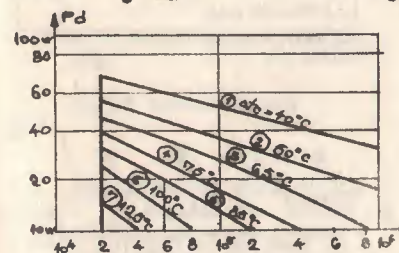


Fig. 15

În această reprezentare grafică a duratei de viață,  $\Delta t_c$  este diferența de temperatură la care este supusă capsula la fiecare ciclu. Cîtăm că, dacă de la starea de repaus a tranzistorului la starea de



funcționare capsula se încălzește cu  $\Delta t_c = 85^\circ\text{C}$  ( de exemplu de la  $t_a = 25^\circ\text{C}$  la  $t_c = 110^\circ\text{C}$ ), tranzistorul poate suporta la o încălzire de  $20^\circ\text{W}$ , un număr de  $6 \cdot 10^4 = 60$  mii cicluri. La o solicitare  $\Delta t_c = 40^\circ\text{C}$  (curba 1 și 30 W putere disipată, tranzistorul poate avea o durată de viață de 1 milion de cicluri (practic nelimitat).

Iată deci, cum temperatura este primul și cel mai mare factor de degradare a tranzistorului.

## CAPITOLUL IV

### TRANZISTOARE DE PUTERE CU SILICIU

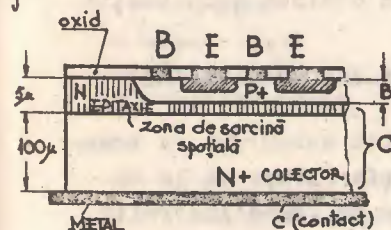
Pentru a obține proprietăți și parametri adecvați diverselor aplicații ale tranzistoarelor de putere, acestea se fabrică în diferite feluri, cu diferite structuri și tehnologii. Cele mai răspândite familii de tranzistoare de putere cu siliciu sînt:

- A. Planar-epitaxiale dublu difuzate .. NPN și PNP
- B. Triplu difuzate mesa . . . . . NPN (numai)
- C. EPI-BAZA (cu bază epitaxială) . . . NPN și PNP
- D. Simplu difuzate (Homotaxiale) . . . NPN (numai)

În fig.1 .. 4 se arată structurile iar alăturat principalele date privind structura.

#### TEHNOLOGIA PLANAR EPITAXIAL

Fig.1



#### TRIPLU DIFUZAT MESA

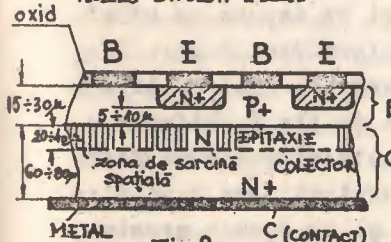


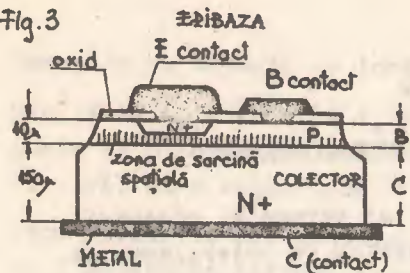
Fig.2

#### TIPURI REPREZ. DATE ASUPRA STRUCTURII ȘI PARAM

- BD 135, 137, 139 (N) Dimensiunile structurii: max.  $2,5 \times 2,5$  mm
- BD 136, 138, 140 (P) EMITOR: N+ difuzat
- BC 337, 338 (N) BAZA: P difuzată
- BC 327, 328 (N) DOTAREA BAZEI: Exp. cu cimp intern (dijit)
- BC 140, 141 (N) GROSIMEA BAZEI:  $2\mu$
- BC 160, 161 (P) COLECTORUL ACTIV: EPITAXIE (N)
- BD 423, 424 (N)  $f_T = 30 \dots 100$  MHz  $P_{dmax} = 5 \dots 50$  W
- BU 100, 100A  $I_C = 1 \dots 10$  A  $\beta = 50 \dots 250$
- BU 102, BU 125  $U_{CE0} = 150 \dots 200$  V
- BU 127, BU 127 (TOATE NPN) Structura: max.  $4,7 \times 4,7$  mm
- BU 105, BU 108 EMITOR: N+ difuzat
- BU 204, 205, 206 BAZA: P difuzată
- BU 207, 208, 209 DOTAREA BAZEI: Exp. cu cimp intern
- BU 120, 121, 122 GROSIMEA BAZEI:  $5 \dots 10\mu$
- BU 126 COLECTORUL ACTIV: materialul plăchetei (N+)
- BU 132, 133 Zona de contact a colectorului: difuzată
- BU 140, 141, 144  $f_T = 5 \dots 25$  MHz  $U_{CE0} = 150 \dots 180$  V
- BU 310, 311, 314  $I_C = 5 \dots 15$  A  $P_{dmax} = 10 \dots 100$  W
- BD 215, 216  $U_{CE0} = 150 \dots 750$  V  $\beta = 5 \dots 25$



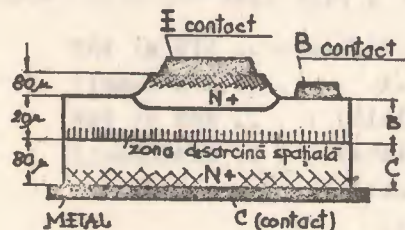
Fig. 3



2D 233, 235, 237 (N) structura: max  $3,5 \times 3,5$  mm  
 3D 234, 236, 238 (P) EMITOR: N+ difuzat  
 BAZA: epitaxie  
 2D 433, 435, 437 (N) DOTAREA BAZEI: OMOGENA  
 3D 434, 436, 438 (P) GROSIMEA BAZEI: 10  $\mu$   
 COLECTORUL: substrat epitaxial  
 2D 331, 333, 335 (N)  $f_T = 2...40$  MHz  $P_d \text{ max} = 10...100$  W  
 3D 332, 334, 336 (P)  $I_C = 3...15$  A  $\beta = 45...50$   
 2D 266 (N) + 3D 267 (P)  $U_{CE0} = 25...50...100$  V  
 3D 201, 203 (N)  
 3D 202, 204 (P)

TOATE (NPN) structura: max  $6 \times 6$  mm  
 2N 3055 EMITOR: N+ difuzat  
 2N 3054 BAZA: din placeta (P)  
 2N 3442 DOTAREA BAZEI: OMOGENA  
 3D 141, 142 GROSIMEA BAZEI:  $20 \pm 30 \mu$   
 3D 162, 163 COLECTORUL: N+ difuzat simultan cu E  
 2D 433, 435, 437 (N)  $f_T = 0,8...1,5$  MHz  $P_d \text{ max} = 10 \pm 150$  W  
 3D 434, 436, 438 (P)  $I_C = 10...30$  A  $\beta = 20...70$   
 2N 3771, 3772  $U_{CE0} = 50...150$  V  
 2N 3773 (150 W)  
 2N 3442 (140 V)  
 2N 4347 (160 V)

Fig. 4 SIMPLU DIFUZAT



#### Tehnologia tranzistoarelor de putere

Se va prezenta pe scurt modul de realizare a celor 4 familii de tranzistoare de putere în ordinea simplității tehnologiei.

#### Tranzistoare simplu difuzate sau homotaxiale

(2N3055)

Este probabil cea mai răspândită structură de tranzistor de putere. Procesul de fabricație începe de la un disc de siliciu de tip P, cu  $\varnothing 30 - 80$  mm, bine lustruită mecanic, groasă de oca 200 microni.

I. Pe ambele părți ale discului se depune un strat de fosfor  $N^+$  care este element pentavalent deci donor. Depunerea are loc la  $1000^\circ\text{C}$  din fază gazoasă. Apoi la  $1270^\circ\text{C}$ , are loc difuzia fosforului în siliciul de tip P. Difuzia durează 60 - 70 ore deoarece se urmărește pătrunderea foarte adâncă a fosforului în siliciu, astfel că zona nepătrunsă de atomi pentavalenți, va fi baza și va avea o grosime

106

de 15 - 25 microni.

II. Undeva la începutul difuziei, se face o corodare chimică de tip mesa pe viitoarea parte a emitorului, pentru a defini locul emitorului. Apoi difuzia se continuă pînă la obținerea zonei  $N^+$  a colectorului și a zonei  $N^+$  a emitorului.

III. După difuzie se contactează emitorul cu ajutorul unei depuneri de metal pe "mesa" corodată a emitorului, după care se depune în vid într-o fereastră contactul metalic-film al bazei.

În fig. 5 sînt arătate cele 3 faze principale în tehnologie:

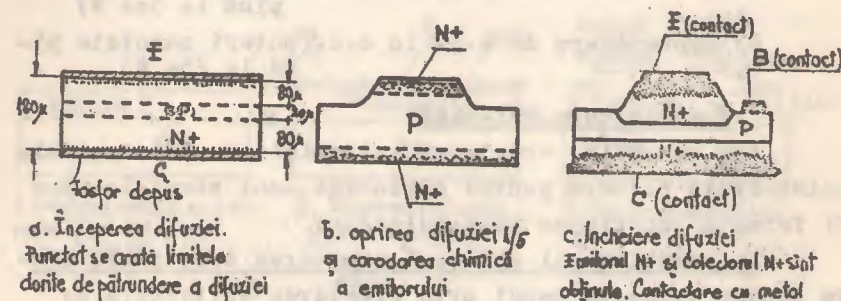


Fig. 5

Baza tranzistorului homotaxial este uniform dotată încă din procesul de producere al siliciului P din care s-a decupat discul. Emitorul și colectorul rezultă dotate neuniform datorită difuziei, care produce o dotare exponențial distribuită (f mare spre suprafețele exterioare și f mică spre zona bazei, obținându-se joncțiuni CB și EB foarte adînc "gradate". Această tehnologie oferă avantajul simplității, este aplicabilă la serii foarte mari de producție iar tranzistoarele prezintă caracteristici electrice interesante. Principalele avantaje ale tranzistoarelor simple



difuzate sînt:

- excepțională robustețe
- comportarea f.bună la tensiuni medii
- preț de cost scăzut.

Dezavantajul esențial: viteză redusă de comutație

și frecvență mică  $f_T$ .

Aplicații:

- 1) Toate circuitele de curent continuu (c.c.)
- 2) Stabilizatoare de tensiune ca element serie sau paralel
- 3) Amplificatoare audio cu puteri pînă la 50 W
- 4) Servosisteme
- 5) Convertoare de c.c. în c.c. (puteri comutate pînă la 500 W)
- 6) Convertoare de c.c. în c.a. (puteri comutate pînă la 250 W)

#### Tranzistoare Epi-bază

Așa cum știm, creșterea epitaxială se folosește la tranzistoarele planare pentru obținerea unui strat în care va fi formată joncțiunea bază-colector.

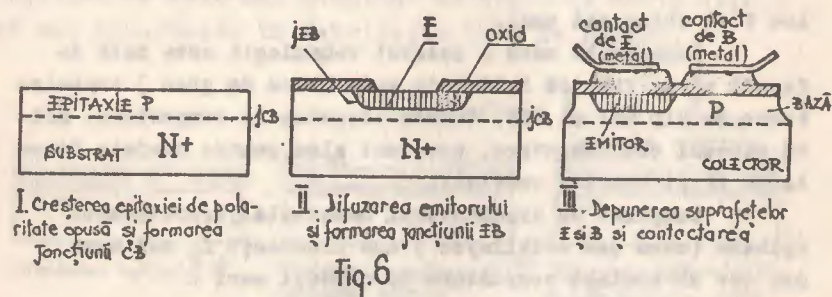
La tranzistorul epi-bază, creșterea epitaxială servește pentru formarea bazei prin creșterea epitaxială de polaritate opusă pe un substrat puternic dotat.

În cazul cel mai simplu al unui tranzistor epi-bază, fabricația începe cu creșterea unui strat epitaxial slab dotat deci de mare rezistivitate, de polaritate opusă materialului din care este discul substrat.

- pentru un tranzistor NPN: discul este  $N^+$  iar epitaxia de tip P
- pentru un tranzistor PNP: discul este  $P^+$  iar epitaxia tip N

I. Stratul epitaxial crescut este diferit de epitaxia de colector de la tranzistorul planar-epitaxial deoarece epitaxia fiind de polaritate opusă, se va forma o jonc-

țiune PN. Se crește din fază gazoasă un film de cristal pe suprafața semiconductorului astfel încît să se reproducă exact, atom cu atom structura cristalină a materialului pe care se face creșterea. De aceea filmul epitaxial poate fi considerat ca o extindere a monocristalului de siliciu. Ca și la epitaxia de aceeași polaritate, creșterea are loc la temperatura înaltă într-un reactor cu atmosferă controlată. Dacă în timpul creșterii se introduce în reactor o cantitate convenabilă de material de dotare se obține după necesitate un film de tip P sau N cu impurități (atomi de dotare) distribuite uniform. Dacă substratul este de tip N iar "filmul" este dotat P, în mod automat se obține o joncțiune PN între stratul epitaxial și materialul de bază (substratul).



După creșterea epitaxiei bazei, se face oxidarea peste stratul epitaxial, urmînd ca acesta să fie apoi corodat pentru definirea regiunii emitorului, prin cunoscutul procedeu fotolitografic lac, mascare, expunere, dezvoltare, spălare.

II. Difuzia emitorului de tip  $N^+$  se face în fereastră practică în oxid.

III. Contactarea cu metal, întîi o peliculă destul de groasă peste fereastrele E și B și apoi termocompresarea terminalelor, încheie fabricația.

Tranzistorul EPI-BAZA ca cel descris mai sus are



un singur strat ( monolayer ).

La acest tip de tranzistor tensiunea  $U_{CB}$  de străpungere depinde exclusiv de grosimea și de rezistivitatea bazei și ca urmare aceasta limitează tensiunile inverse obținabile la valori de 25... 50 V .

Se fabrică de aceea tranzistoare epi- bază multi-strat ( multilayer ), colectorul se face din 2 straturi: unul "N + și unul N de natură epitaxială. Peste acest colector se substrat și epitaxie urmează creșterea epitaxială a bazei, oxidarea de izolare și difuzarea emitorului ca și la procesul tehnologic al tranzistorului cu un strat. În acest fel tensiunea inversă depinde pe de o parte de grosimea și rezistivitatea bazei, dar și de colector, care având stratul epitaxial rezistiv N asigură foarte bune proprietăți de rezistență la străpungere.

Se obțin astfel tranzistoare cu tensiuni până la 100 V și chiar mai mult.

Importanța mare a acestei tehnologii este dată de faptul că se fabrică la fel de ușor ( sau de greu ) tranzistoare de tip PNP și NPN, foarte identice în comportare, adică perechi complementare, bune mai ales pentru etajele finale de AF și balastaj vertical.

Comparat cu tranzistorul hemataxial, tranzistorul epi-bază (sone sau multilayer ) are frecvență  $f_T$  mai mare dar oarecu aceeași comportare la curenți mari .

#### Tranzistoare planar-epitaxiale de putere.

La fel ca și la tranzistoarele planar epitaxiale mici ( de înaltă frecvență ), fabricația începe cu creșterea unui strat epitaxial N pe discul de tip  $N^+$ , creându-se astfel substratul și colectorul .

Urmează apoi 2 difuzii succesive dar selective sub aspect geometric:

-difuzia bazei de tip P direct în stratul epitaxial N al colectorului ;

-difuzia emitorului de tip  $N^+$  în stratul P abia realizat al bazei.

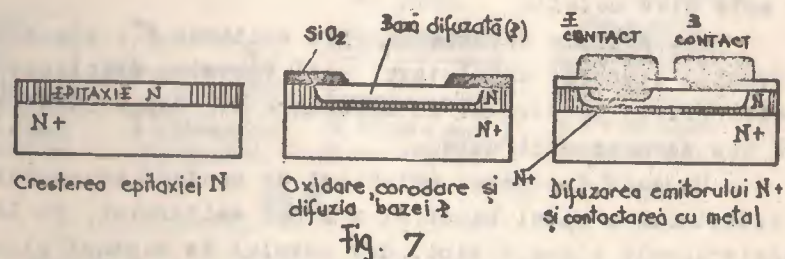
-Este deja limpede că prin difuzia bazei în colec-

110

tor se formează simultan și joncțiunea CB, iar prin difuzia emitorului în bază se formează joncțiunea BE. Regiunile de difuzie sînt definite prin corodare selectivă a bioxidului de siliciu ( $SiO_2$ ), tot prin cunoscuta tehnică fotolitografică. Avantajul fundamental al structurii planar-epitaxiale este că joncțiunile au marginile sub stratul de oxid, reducîndu-se astfel la un minimum excepțional curenții reziduali  $I_{CBO}$  și  $I_{CEO}$ .

Baza subțire și neomogenă conferă tranzistorului PL-E un răspuns la frecvența înaltă cu un ordin de mărime mai bun decît la tranzistorul hemataxial.

Dar baza subțire aduce și un dezavantaj: slaba rezistență la a doua străpungere (second breakdown) deoarece joncțiunea CB este mai fragilă. În fig.7 se arată cele 3 faze mai importante în fabricația PL-E de putere.



#### Tranzistoare triplu difuzate

I. Un disc de siliciu de tip N (slab dotat) este difuzat pe ambele părți cu dotare bogată în scopul de a crea un strat gros și foarte conductiv care va constitui colectorul. Discul este gros de cca 250  $\mu$ , iar difuzia  $N^+$  pătrunde pe o adîncime de 60 - 80  $\mu$  (de ambele părți). Pentru a se realiza această extraordinară difuzie, cîteva sute de discuri sînt difuzate simultan, la o temperatură de cca 1270°C, timp de aproape 100 ore. În siliciul N difuzează fosforul. Zona N nepătrunsă a discului rămîne de cca



40  $\mu$  la mijloc.

II. Se înlătură pe cale mecanică și apoi se corodează stratul  $N^+$  de 60 - 80  $\mu$  de pe partea cealaltă a discului. Se obține astfel placheta groasă de oca 150  $\mu$  care constituie colectorul.

III. Pe partea curată a discului se va difuza stratul de tip P al bazei, pe întreaga suprafață a discului (fără mascare, fotolitografiere etc.). Difuzia pătrunde pe o adâncime de 15 - 30  $\mu$ .

În regiunea groasă de 15 - 30  $\mu$  a bazei P urmează a fi difuzat emitorul de tip  $N^+$  astfel încât sub emitor grosimea eficientă a bazei să fie de 5 - 10  $\mu$ . Baza relativ groasă dar cu dotare exponențială (gradată) datorită difuziei va asigura un câștig suficient de mare de curent, o frecvență  $f_T$  peste 10 MHz și mai ales o suficientă robustețe la "second breakdown", deoarece regiunea de sub emitor este slab dotată.

IV. A treia difuzie va crea emitorul  $N^+$ , exact ca în tehnica planară, cu ajutorul unei ferestre practicate fotolitografic în stratul de oxid care s-a depus imediat după cea de a doua difuzie.

Urmează depunerea metalului de contact pe suprafața exterioară a zonei bazei și a zonei emitorului, ca la tranzistoarele planare mici, dar metalul de contact (aluminiu) nu va mai fi o folie ci adevărate plăcuțe. O corodare mesa a materialului din jurul fiecărui sistem este ultima operație pe disc.

Mai rămân o serie de operații foarte delicate la toate tranzistoarele mari.

- tăierea structurilor cu o corodare prealabilă pe verso
- lipirea terminalilor (groase de 0,5 - 1 mm) B și E
- lipirea pe ambaza capsulei TO3, cu ajutorul unui

aliaj moale pe bază de plumb, care să nu producă stress mecanic în structură la variații mari de temperatură (la "pornire" și "oprire").

Tranzistoarele triplu difuzate, su datorită colectorului  $N^+$  difuzat, o tensiune extrem de mică de saturație. Datorită zonei N omogen și slab dotată a colectorului substrat și a bazei vecine de asemenea slab dotată în zona de contact cu colectorul, rezultă o joncțiune PN de calitate excepțională care poate suporta tensiuni  $U_{CE0}$  de 600-800 V și la unele tranzistoare special concepute, tensiuni  $U_{CER}$  sau  $U_{CEX}$  de 1500 - 1800 V. Trebuie menționat aici tranzistorul BUX71 elaborat de Texas Instruments cu  $U_{CER} = 2200$  V și  $I_{CM} = 3$  A.

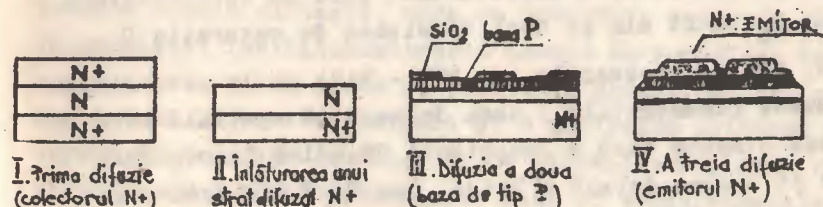


fig. 8

Văzută de sus geometria structurii tranzistoarelor triplu difuzate este foarte diversă. În fig. 9 se arată geometria tranzistorului BUL26 caracterizat de:  $U_{CE0} \geq$

350 V;  $U_{CES} \geq 750$  V;  $I_{CM} = 5$  A;  $f_T = 15$  MHz.

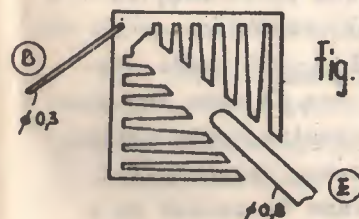


fig. 9

Analiza comparativă a celor 4 familii de tranzistoare de putere.

Tranzistoarele de putere au în funcție de tehnologia în ca-



re se realizează, proprietăți dinamice specifice. Aceste tranzistoare pentru a suporta tensiuni inverse mari pe joncțiunii colector-bază de la bun început un colector suficient de gros și de rezistivitate mare. Să vedem întâi comportarea la tensiune :

La tranzistoarele planar-epitaxiale și la cele triplu difuzate așa cum se vede în fig.1 și fig.2 regiunea de sarcină spațială a colectorului se află într-o zonă N slab dotată pe partea dinspre colector a stratului de blocare. Datorită zonei N slab dotate (care de obicei este stratul epitaxial) situată în zona  $P^+$  puternic dotată a bazei și zona  $N^+$  puternic dotată a zonei de contactare a colectorului, se obțin tranzistoare cu tensiuni inverse mari de 200 ... 800V. Deoarece partea  $N^+$  (aproape metalică) a colectorului este de rezistivitate mică,  $R_c$  va fi mic și deci tensiunea de saturație  $U_{CEsat}$  mică. La tranzistoarele cu EPI - BAZA și la cele simplu difuzate (homotaxiale), zona de sarcină spațială este în partea dinspre bază a joncțiunii CB, adică în regiunea slab și omogen dotată a bazei. Cum însă din motive de  $f_T$  și de amplificarea B baza nu poate fi mai groasă de 10-25  $\mu$ , tensiunile inverse la tranzistoarele epibază și homotaxiale nu pot fi mai mari de 100-150 V.

Sub raportul amplificării de curent, la toate tranzistoarele de putere amplificarea B este maximă la valori mijlocii ale curentului.

La tranzistoarele PL-E datorită bazei subțiri și puternic dotate, exponențial (drift), amplificarea B este cea mai mare. Doar în apropierea  $I_{Cmax}$ , B scade puțin. Densitatea de curent în joncțiunea CB este mai mare decât la celelalte tranzistoare. Tranzistoarele triplu difuzate au amplificarea B mică din cauza densității mici de curent stabilită din proiectare în scopul de a

evita distribuția neuniformă a curentului în tranzistor care în prezența unor tensiuni inverse mari ar duce la canale cu microplasmă (hot-spots) care în câteva microsecunde pot distruge tranzistorul.

La familia EPI-BAZA, baza este groasă și slab dotată din care cauză B este relativ mic.

Tranzistoarele simplu difuzate, au o bază foarte groasă care aproape ea singură asigură rezistența la tensiuni inverse. Baza groasă reduce câștigul B. Pentru a compensa pierderea de B, tranzistorul se face cu o structură mare și astfel la densități mai mici de curent se obține un B acceptabil.

Ca sarcină și putere disipată. Cea mai bună comportare la suprasarcină și putere disipată o au tranzistoarele simplu difuzate, care ca robustețe depășesc toate celelalte familii. Explicația constă în suprafața mare a structurii (până la 30  $cm^2$ ), și baza groasă, solidă, omogen dotată în care se asigură și o reparație uniformă de curent, fără canale destructive de microplasmă (puncte fierbinți de 800 - 1000°C). Excelente sînt și tranzistoarele epibază care au de asemenea o bază groasă de tip epitaxial

Tranzistoarele PL-E cu o bază foarte subțire neomogen dotată, cu un colector activ (epitaxial) foarte subțire și densități mari de curent sînt sub aspectul supra-sarcinilor de durată ca și la suprasarcini de impuls dezavantajoase. Tranzistorul triplu difuzat are o bază mai groasă ca PL-E și mai ales densități mici de curent și de aceea suportă satisfăcător suprasarcinile nu prea mari.

Comportarea la frecvență : familia PL-E are comportare optimă, avînd cel mai mare  $f_T$ , urmează în ordine triplu difuzate, epibaza și pe ultimul loc tranzistoarele simplu difuzate.



### Timpii de comutație la tranzistoarele de putere.

Pentru a putea compara diferitele familii de tranzistoare de putere este necesar să definim proprietățile tranzistoarelor de a răspunde la comandă sub formă de impulsuri.

În tehnica impulsurilor tranzistorul lucrează în 2 stări: fie conduce curent pînă la saturație, fie este blocat suportînd o tensiune inversă. Dar între aceste 2 stări apare întotdeauna un timp, timpul dintre comandă și răspuns, avît la "deschiderea" tranzistorului cînd și la blocarea lui. Timpii aceștia sînt timpii de comutație care trebuie cunoscuți în scopul înțelegerii circuitelor de baleiaj orizontal cu tranzistoare. Avem un tranzistor de putere NPN. Pentru ca tranzistorul să conducă trebuie să aplicăm pe bază o tensiune pozitivă față de emitor, iar colectorul trebuie să fie alimentat dintr-o sursă de energie, de la polul pozitiv.

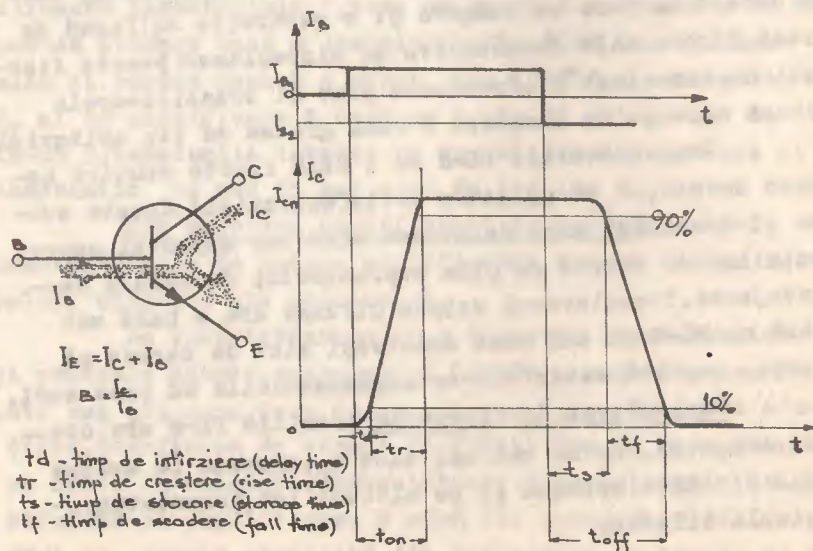


Fig 10

Așa cum se vede în fig. 10, aplicăm la un moment dat un impuls de tensiune pe bază și ca urmare un curent de bază  $I_B$ . În circuitul de colector va curge un curent  $I_{CM} = \beta \cdot I_B$ . Am ales astfel mărimea  $I_B$  întrucît curentul de colector să fie cel maxim admis de tranzistor. Deoarece procesele în tranzistor au nevoie de un timp oarecare, curentul de colector nu va începe să crească în același timp și în același ritm cu curentul bazei, ci cu o oarecare întârziere și mult mai lent. Colectorul prezintă o inerție în timp,  $t_d$  - este timpul de întârziere care se măsoară din timpul de întârziere care se măsoară din momentul comenzii și momentul pînă cînd  $I_C$  atinge o valoare de 10% din  $I_{CM}$ .

$t_r$  - este timpul de creștere, adică timpul în care curentul colectorului atinge valoarea sa maximă. Deci pentru a ajunge la curentul său maxim tranzistorul are nevoie de un timp de conectare sau de conducție  $t_{on} = t_d + t_r$ .

Acum, după un timp oarecare se așfîrșește impulsul de tensiune și se aplică o tensiune inversă pe bază, deci un impuls de blocare cu curentul  $I_{B1}$ .

Curentul de colector nu se întrerupe în același moment ci iarăși apare un proces de întârziere care necesită un timp, timpul de deconectare.

În primul moment după comanda de blocare un timp după aceasta toată sarcina electrică corespunzătoare curentului de colector este păstrată, stocată în tranzistor și curentul de colector nu scade ci se menține la nivelul  $I_{CM}$ . Dar după un timp, curentul va începe să scadă încet și apoi abrupt liniar către zero.

$t_s$  - timpul de stocare este timpul din momentul cînd în bază s-a dat comanda de blocare a tranzistorului și pînă cînd curentul scade cu 10 % față de  $I_{CM}$ . În continuare, scăderea de la nivelul de 90 % pînă la nivelul



de 10 % a curentului este liniară și durează timpul  $T_d$ ,  
 unuț timp de cădere. Suma timpilor de scădere a curentu-  
 lui este timpul de deconectare sau de blocare .

$$t_{off} = t_s + t_f$$

Din cei 6 timpi, catalogele indică de obicei  
 pentru tranzistoarele rapide pe  $t_{on}$ ,  $t_{off}$  sau  $t_f$ . Timpul  $t_f$   
 care este semnificativ pentru proprietățile de comutație  
 ale unui tranzistor. De exemplu, la tranzistoarele de  
 baleiaj orizontal se indică în catalog: AU113 (G<sub>o</sub>-mesa  
 de putere PNP):  $t_{off} < 1,5 \mu S$  într-un circuit specificat  
 BU 102 (Si-PL-E NPN):  $t_{on} < 1 \mu S$ ;  $t_f < 1 \mu S$  de la  $I_o = 5 A$  cu

$$I_{B1} = I_{B2} = 0,5 A$$

BU 205 (Si -Tripludif mesa - NPN):  $t_f < 0,8 \mu S$ ;  $T_s =$   
 $9 \mu S$  de la  $I_o = 2 A$  cu  $I_B = 1 A$

Tranzistoarele PL-E au timpul  $t_{on}$  cel mai scurt,  
 urmează apoi tranzistoarele tripludifuzate care sînt  
 ceva mai lente. Foarte lent este tranzistorul simplu difu-  
 zat care are timpul de conectare de ordinul a  $20 \mu S$ .  
 La fel este ordinea de clasificare și la  $t_{off}$  PL-E, tri-  
 plu difuzate, epibază, simplu difuzate.

Timpii de comutație se măsoară cu ajutorul unui  
 oscilograf cu dublu spot care permite urmărirea simulta-  
 nă a celor 2 curenți :  $I_o$  și  $I_B$ . Durata impulsurilor apli-  
 cate tranzistorului este de  $5-10 \mu S$ . Timpul de crește-  
 re al oscilografului trebuie să fie de ordinul a 10  
 nanosecunde adică mult mai mic decît timpii de comuta-  
 ție .