

Cursuri practice despre componente electronice adresate utilizatorilor.
Buletine Tehnice nr.1; nr. 3 și nr.7 – autor Eugen Statnic, Electronica Baicului.
(Anexă la „IPRS Băneasa - o monografie”)

C U P R I N S

Cursuri practice despre componente electronice adresate utilizatorilor. . . .1	
Buletin tehnic nr.1	9
Buletin tehnic nr.3	77
Buletin tehnic nr.7	143

În amintirea lui colegului nostru Geza Farkas am adăugat ultimul e-mail primit de la Geza în 26 NOV. 2021:

On 26 Nov 2021, at 15:54, Geza Zsolt Farkas <geza.farkas@gmail.com> wrote:

„Am o amintire interesantă, cam neobișnuită legată (și) de Statnic.

Era într-o vizită prin S2500 cu AVat (Anton Vătășescu). Ne întâlnim pe culoar, undeva în dreptul biroului lui Cârcu (șeful secției 2500 tranzistoare cu Si). AVat face prezentările, după care face comentariul (olteanul către basarabean) ca aproape (și) la persoana mea: "Dacă vine la mine un ardelean să-l angajez, nu prea stau pe gânduri. Dar dacă noaptea la ora 2 mă scoală din somn și mă anunță că vine un ardelean ungur, semnez pe loc angajarea, fără să mă supăr că m-au trezit."

Adevărul este că Vătășescu pe mine m-a iubit... :)"

Geza ne-a părăsit a vârsta de 73 de ani în ziua de 02 Decembrie 2021. În ziua de luni 13 decembrie 2021 Geza a fost înmormântat în cimitirul Catolic din Tg. Mureș.

La două zile după ce Geza Farkas ne-a părăsi, în 04 Decembrie domnul Eugen Statnic, la vârsta de 92 ani ne-a părăsit și dânsul.

Bunul Dumnezeu să-i odihnească în pace.

Viețile oamenilor sunt ca frunzele pomilor care cad fără zgomot. Nu pot fi întoarse din drumul lor. Cu toată dragostea noastră nu le putem păstra.

Az emberi élet olyan mint a fák levelei, melyek szótlanul potyognak.

Az irányukat nem lehet visszafordítani. Az összes szeretettünk dacára megmenteni őket, nem tudjuk.

Peopl's lives are like the leaves of trees failing silently. They can't get back, with all our love, we can't save them.

Cu tristețe,

Virgil Ioan Gheorghiu

Despre aceste trei Buletine Tehnice (B.T.) scrise de domnul Eugen Statnic pot să afirm că le-am ales pentru simplul motiv că ele se referă la piese active (semiconductori) și pasive (rezistențe, condensatori etc.) – multe dintre ele aflate în nomenclatorul I.P.R.S.- Băneasa. Dacă scrierea despre componente **active** are 8 (co)autori în MONOGRAFIE, despre componente **pasive** o menționez pe Magda Gheorghiu ... numai. Nu am reușit să atrag și alți ... competitori din sectorul de pasive. Consider contribuția domnului Eugen Statnic adăugată la

„capitolul componente pasive” compensează acest gol (GAP). Descrierea dânsului corespunde întru totul cu tehnologia existentă în I.P.R.S. în perioada resectivă.

În cartea: *I.P.R.S. Băneasa, O MONOGRAFIE* s-a prezentat istoria producției de componente semiconductoare în România în perioada existenței I.P.R.S.-ului. Au fost amintite fazele de transfer a fabricației din Electronica Baicului în noua locație din str. Erou Iancu nr.32 (în prezent nr.126 C – azi: IAN 2022). Dacă această scriere (MONOGRAFIA) face parte din *Repere istorice*, deci a istoriei tehnologiei / producției componentelor semiconductoare în România inevitabil trebuie adăugată în scriere și perioada când viitorul I.P.R.S. a funcționat în Electronica Baicului. Consider că acest interval de timp a fost de aproximativ un an, poate un an și jumătate în care „I.P.R.S.” a stat în „în chirie” la adresa din Baicului nr 82, București.

Apare o nouă tematică, un nou titlu: *Istoria producției de componente active (semiconductoare) și pasive în România*. Consider că aceste trei buletine tehnice sunt o mărtuire a perioadei „I.P.R.S. Baicului” chiar dacă ele au fost scrise în perioada 1976 ÷ 1979 de către domnul Eugen Statnic.

Cred că un interes major ar fi scrierile : *I.C.C.E. : O MONOGRAFIE; Micro Electronica : O MONOGRAFIE; I.C.P.E : O MONOGRAFIE* – sunt trei unități cu profil: **semiconductori**, care alături de I.P.R.S. ar definitiva titulatura de „*REPERE ISTORICE*” generată de editura AGIR, având profilul: *SEMICONDUCTORI*. Cu alte cuvinte: ISTORIA SEMICONDUCTORILOR ȘI A COMPONENTELOR PASIVE ÎN ROMÂNIA.

Buletinele Tehnice, de uz intern, scrise de Eugen Statnic (consultate până la **numărul 9**) sunt:

(1) Buletin tehnic Nr.1: ÎNDRUMĂTOR practic pentru semiconductorii utilizați la bunurile de folosință îndelungată din ramura electronică – 1976. 118 pagini format A5.

(2) Deflexi TV cu tranzistoare

(3) Buletinul tehnic nr. 3: TIPURI ȘI FAMILII DE TRANZISTOARE CU GERMANIU, TIPURI ȘI FAMILII DE TRANZISTOARE CU SILICIU. - 197? (undeva între 1976 și 1979). 92 pagini format A5.

(4) TV cu C.I.

(5) TV cu C.I. Module. Depanare.

(6) TV SPORT

(7) Buletinul tehnic nr.7: SEMICONDUCTOARE MODERNE COMPONENTE PASIVE R. C. TIRISTOARE. – 1979, 184 pagini format A5.

(8) Conținut: TV color

(9) Introducere în TV color.

Am ales:

(1) **Buletinul tehnic nr.1** Îndrumător practic pentru semiconductori utilizați la bunurile de folosință îndelungată din ramura electronică – 1976.

(2) **Buletinul tehnic nr.3** Tipuri și familii de tranzistoare cu Germaniu, tipuri și familii de tranzistoare cu Siliciu.

(3) **Buletinul tehnic nr.7** Semiconductoare moderne componente pasive R, C tiristoare – 1979.

Total : 394 pagini înformat A5.

Motivație, argumente.

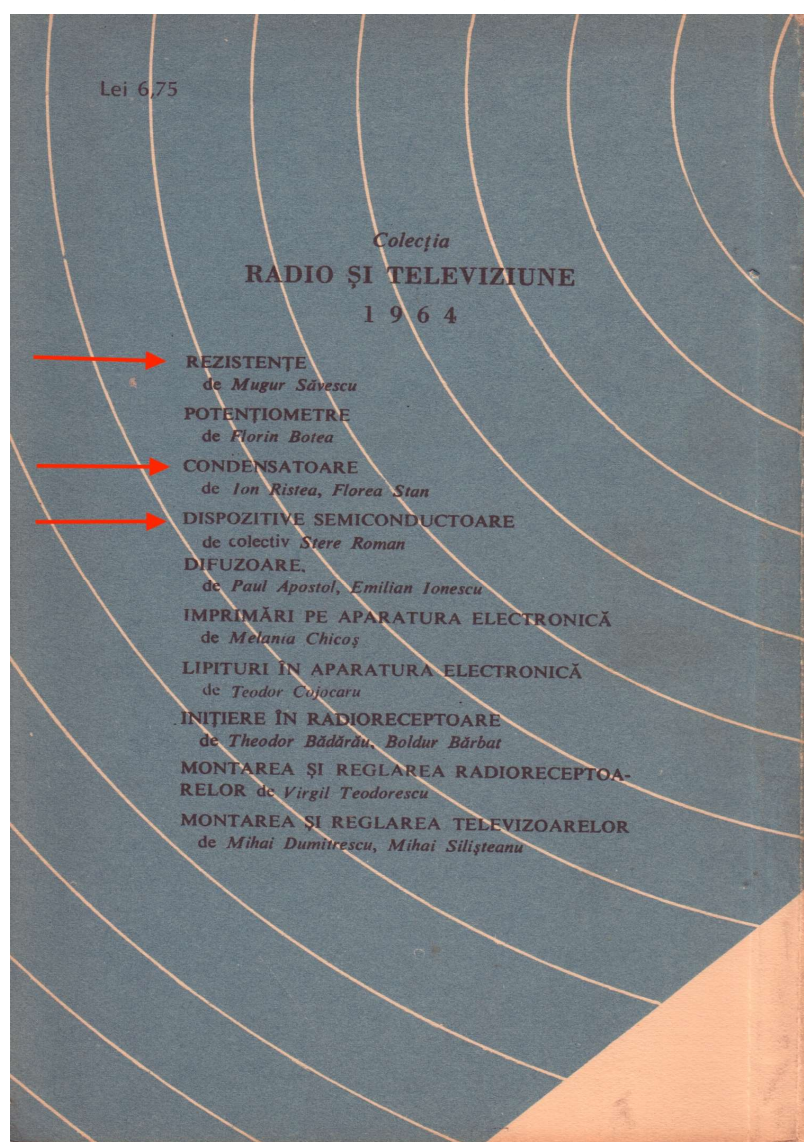
După parcurgerea pagină cu pagină a celor trei Buletine Tehnice, îmi pun întrebarea : oare ele ar fi fost mai bine dacă ar fi fost :

(1) scrise în colaborare: ***Electronica Baicului & I.P.R.S. – Băneasa?***

(2) nu ***PENTRU UZ INTERN !***. Am găsit în aceste B.T. sugestii, sfaturi valabile și în ziua de azi !

Am menționat anul de apariție a B.T. având tematica semiconductori: 1976 ÷ 1979.

După ani de zile am „descoperit” trei scrieri, în editura tehnică, având tematica I.P.R.S. – autorii fiind iperesiști și au scris în colaborare cu profesori din facultatea de electronică și telecomunicații. Voi revenii asupra acestui subiect. În poza de mai jos prezint programul editurii tehnice pentru anul 1964, săgețile pun în evidență titlurile cărților la care mă refer.



Totuși se mai folosesc componente discrete și în anul 2022.

În mod cert slăriații din I.P.R.S. și cititorii MONOGRAFIEI nu sunt toți familiarizați cu producția de componente, și deci o explicație „mai puțin teoretică” este binevenită. Domnul Statnic adresează aceste scrieri tehnicienilor, *adică specialiștilor în domeniul tehnicii; persoană care dispune de o tehnică înaltă într-o știință, într-o meserie etc.* Am citat din DEX (2016) pagina 1226.

Care a fost motivația tehnică care a generat scrierea acestor B.T. (Buletine Tehnice) în Baicului având profilul SEMICONDUCTORI și COMPONENTE PASIVE începând cu anul 1976? I.P.R.S. s-a mutat în noua locație din Str. Eroul Iancu Nicolae nr.32 în anul 1962, și probabil stagiile de formare la Grenoble (de fapt Saint-Égrève) au fost în 1961 / 1962. NOTĂ (repet) : adresa actuală (Ian. 2022) a fostei locații I.P.R.S. - Băneasa este: str. Erou Iancu Nicolae 126 C.

1. În primul rând că am aflat că domnul Eugen Statnic (mai jos este dată povestirea acestui eveniment) a fost în stagiul la Grenoble (Saint-Égrève) pentru preluarea licenței de semiconductori pe bază de Ge. Această licență a fost transferată la I.P.R.S. – Băneasa, și a constituit bazele fabricației de componente active și pasive în țară. Cele trei Buletine Tehnice având tematica: semiconductoare (componente active) și componente pasive au fost scrise de domnul Statnic și au un „sâmbure” tehnic legat de stagiul la Grenoble (Saint-Égrève). Se acopera astfel perioada când viitorul I.P.R.S. își desfășura activitatea în Baicului ...

2. Nu am întâlnit la alții clienți, aflați pe primele locuri ai listei de beneficiari ai I.P.R.S. – Băneasa o astfel de abordare (Buletine Tehnice) legată de trecerea de la tuburi electronice (lămpi) la electronica cu semiconductori.

3. Aceste trei Buletine Tehnice (cu regim: PENTRU UZ INTERN) prezentate în această scriere sunt o mărturie a „reperelor istorice” din perioada anilor 1970. Ele au fost publicate între anii 1976 și 1979.

4. Am încercat să corectez termenii tehnici (vocabularul cuvintelor folosite în B.T. nr 7) care se apropie de cel folosit în I.P.R.S. – Băneasa și Politehnică, facultatea de electronică. Am încercat să aliniez termenii tehnici folosiți, specifici producție de semiconductori, din B.T.nr.1 (publicat în 1973); și nr.3. Câteva exemple: sistem s-a înlocuit cu structură; lac s-a înlocuit cu fotorezist; bară s-a înlocuit cu lingou (pt. Ge sau Si monocristalin); discuri s-a înlocuit cu plachete; dotat s-a înlocuit cu dopat; deschideri s-a înlocuit cu ferestre (în SiO₂); „păpușă” s-a înlocuit cu bobină, bobinaj; etc.

5. Am completat ANEXA de la sfârșitul scrierii cu 12 figuri având ca subiect producția de componente din I.P.R.S. – desigur cu piese existente în anul 2022 !

6. Deasemenea am „uniformizat” notațiile consacrate folosite în acest interval de 6 ani.

7. Poate neconform am folosit scrierea *nnp* pentru NPN, respectiv *pnp* pentru PNP, etc. Am ales această notație pentru a evita confuzia cu simbolul chimic al fosforului, P, cu notația zonei P într-un semiconductor.

8. Am respectat stilul de scriere a domnului Eugen Statnic și am folosit figurile generate de dânsul.

9. Am adăugat cu scriere caracter *italic* comentariile mele sau explicații. Ele îmi aparțin.

10. Am folosit în loc de cratimă „ – ” care poate genera confuzie cu semnul aritmetic „MINUS”. Totuși acolo unde această confuzie nu există, am păstrat cratima; următoarele notații (caractere) : ÷ (se traduce liber: în intervalul); ... sau ... (se traduce, tot liber: de la, la).

11. Am folosit semnul SLASH (bară oblică) „ / ” în loc de semnul „ : ” (semnul împărțirii) pentru a evita confuzia cu ce „urmează” sau că este vorba de o citare.

12. Am folosit spațierea între valoarea măsurată (cifră) și unitatea de măsură.

Voi aminti succint câteva aspecte legate de producător (I.P.R.S. – Băneasa) vs. beneficiar.

S-a întâmplat undeva prin anul 1974 plus sau minus un an. S-a primit o „reclamație” de la Electronica pe tema tranzistorului AD 152 (*pnp* cu Ge, sau din această familie) care se distrugea sistematic în radio receptorul unde deservea etajul final de sunet. Schema folosită era apropiată cu schema prezentată în B.T. nr.2, în figura 9. Rezolvarea problemei i-a revenit lui Zoli Fried (băimărean/sighetean) din secția de tranzistoare cu germaniu, proaspăt venit din facultate. Zoli a absolvit facultatea de electronică (I.P.B.) secția electronică aplicată în sesiunea din Iunie 1972. A lucrat ca inginer de testare în perioada 1972 ÷ 1976. În 1976 a emigrat în Canada. Am reușit să i-au legătura cu el în Canada pentru detalii, dar timpul trecut până azi și-a spus cuvântul. Cert este că Zoli a rezolvat problema demonstrând faptul că la pornirea aparatului, în regim tranzitoriu punctul de funcționare a tranzistoarelor finale din cauza diferenței caracteristicilor, neîmperechierii tensiunii de străpungere (break- down volage) unul din tranzistoare se distruge. Soluția a fost construirea unui tester care să fie capabil să împerecheze tranzistoarele AD152 după acest parametru : tensinea de străpungere. Este vorba de radio receptorul BUCUR, seria (zero) fabricată de Electronica. Acest radio receptor a fost transferat pentru fabricația de serie către TEHNOTON Iași. Cert este că versiunile BUCUR 1 (cu semn de întrebare) dar sigur BUCUR 2 avea etajul final audio realizat cu tranzistoare 2N3055.

Este de remarcat că în circuitele audio cu tuburi această aspect nu l-am întâlnit! Funcționare etajului final ... începe abia după ce filamentul s-a încălzit suficient. Regimul tranzitoriu al unui etaj audio cu semiconductori (tranzistoare) nu a fost prezentat la facultate, cursurile s-au axat pe probleme teoretice. Logic ! cineva trebuia să „genereze” cursuri practice de folosire a semiconductoarelor într-o viziune adecvată, pe care eu le-am denumit cursuri „post universitare”.

Aceste cursuri au fost generate de domnul Eugen Statnic.

Despre domnul Eugen Statnic.

În volumul: *I.P.R.S. BĂNEASA – O MONOGRAFIE*, numele domnului Eugen Statnic a fost amintit de 11 ori, în paginile 31; 52; 54; 55; 94; 100; 249; 251 (prefața la volumul unu din seria de Circuite Integrate Liniare); pagina 252 conține date biografice; apoi în pagina 451 și 473.

Dintre prezentările aflate pe internet redau: „Interviu cu EUGEN STATNIC – un român exemplar” – autor Ioan Coja:

„Pentru mine mai importantă a fost Țara, și nu regimul” :

Eugen Statnic s-a născut pe 30 iunie 1929 în satul Pripiceni – Răzești, acum raionul Rezina. A crescut în sudul Basarabiei, la baștina părintească. După refugiu din 1944, absolvă Politehnica din Timișoara, facultatea de Electrotehnică în 1953. Activează în România, obținând succese remarcabile în construcția de televizoare (1960 ÷ 1980). Apoi și în Apus (1982 ÷ 2011), devenind un specialist de talie mondială în electronică, domeniul : surse și sisteme de lumină. Istoric, autodidact (cu o bibliotecă de unicitate, dar și cu abilități și cunoștințe unice în domeniu), a publicat în România (2014) și în R.Moldova (2015) sinteza istorică „Părinții războaielor”. Este inițiatorul și susținătorul financiar al editurii lucrării de popularizare: „Din istoria veche a basarabiei” (Bacău, 2014). Ajunsă și în R. Moldova, cartea a generat un mare interes, fiind, totodată, apreciată cu premiul Salonul de Carte de la Chișinău (2015). Aceasta l-a determinat să pregătească o ediție aparte pentru Basarabia, completată, dar și cu un tiraj care, potrivit domnului Statnic, să ajungă „pentru toate bibliotecile, școlile și bisericile românești dintre Prut și Nistru, întru luminarea tineretului, ca el să cunoască trecutul Basarabiei, în spiritul adevăratei istorii a ei”. – închei citatul.

Din mărturiile domnului Eugen Statnic : *„Așadar, timp de trei ani am fost la Timișoara specialistul nr.1 în materie de televiziune, antene, recepție la mare distanță, adaptarea televizoarelor pentru recepția de TV - CCIR la care era afiliată Italia, Austria,*

Franța, RFG, dar și Iugoslavia.” Merită să amintesc întâlnirea din august 1961 domnului Statnic cu domnul Dumitru Felician Lăzăroiu: „... m-a invitat la București pentru o întrevedere. După o convorbire amicală în somptuosul său birou de director general, a fost adus fulger de către șeful de cadre, colonelul Șofran, dosarul meu de la Timișoara. Dar dosarul meu de cadre era încărcat cu tot felul de hârtii pe care eu nu le-am văzut, deoarece dl. Lăzăroiu, răsfoindu-l, l-a redus cam la 1/3, restul fiind încredințat secretarei Aurora Niculescu pentru ardere. După această „operație estetică” asupra dosarului meu, F, D. Lăzăroiu întreabă: „Limbi străine știți? „Da”, zic și enumăr vreo cinci sau șase. „Bine, continuă dânsul. Măine veniți la lucru, vă prezint colegilor din sectorul constructorului – șef, primiți locuință, soția vă va fi transferată la Opera Națională din București (consoarta mea era balerină). Aveți copii?” „Nu”, zic eu. „E mai bine așa, veți pleca pe mai multe luni în Franța, la CSF / Grenoble, pentru preluarea licenței în domeniul tranzistoarelor” Și așa, dintr-un proscris (adică, un fel de condamnat politic) am devenit un inginer pus să facă ceva pentru societate.”

GLOSAR de prescurtări folosite in text.

AA	= Amplificator de Antenă,
AD	= Aliat Difuzat (Alloy – Diffused),
AF	= Audio Frecvență,
AFI – MA	= Amplificator Frecvență Intermediară – Modulație de Amplitudine,
AFI – MF	= Amplificator Frecvență Intermediară – Modulație de Frecvență,
B.O.	= Baleiaj Orizontal,
CA	= Convertor de Canal,
CAF	= Control Automat al Frecvenței,
CEI	= Abreviere pentru: Commission Électrotechnique Internationale (Fr); International Electrotechnical Commission (Eng.; est. 1906; Switzerland)
DA	= Difuzat Aliat (Diffused – Alloyed),
ELCO / elco	= Abreviere pentru E lectrolytic C apacit O r,
ESR	= Equivalent Series Resistance,
FET	= Abreviere pentru: Field Effect Tranzistor;Tranzistor cu efect de câmp,
FI	= Frecvență Intermediară,
FI – VS	= Frecvență Intermediară – Vedio și Sunet. În TV sunt 2 frecvențe intermediare , decalate corespunzător celor două purtătoare : Video și Sunet.
FIF	= Foarte Înaltă Frecvență (canalele TV: 1 la 12, adică 50 MHz la 230 MHz),
FIT	= Foarte Înalta Tensiune.
I.C.E.P.	= Întreprinderea de Componente Electronice Pasive (Curtea de Argeș). Ea se unește după 1975 cu Întreprinderea Electroargeș și noua unitate este redenumită Întreprinderea de Produse Electronice și Electrotehnice „I.P.E.E. Electroargeș” - Curtea de Argeș nume sub care a fost cunoscută până în anul 1990.
Î.F.	= Înaltă Frecvență,
L, M, S	= Prescurtare pentru unde Lungi, Medi, Scurte, UL, UM, US,
MA	= Modulație în amplitudine,
MF	= Modulație de Frecvență,
NTC	= Abreviere în limba engleză pentru: Negative Temperature Coefficient,
RAA	= Reglaj Automat al Amplificării,
RF	= Radio Frecvență,
RFG	= Republica Federală Germană,
RR	= Radio Receptor,
RAS	= Reglaj Automat al Semnalului, sau Reglaj Automat al Strălucirii,

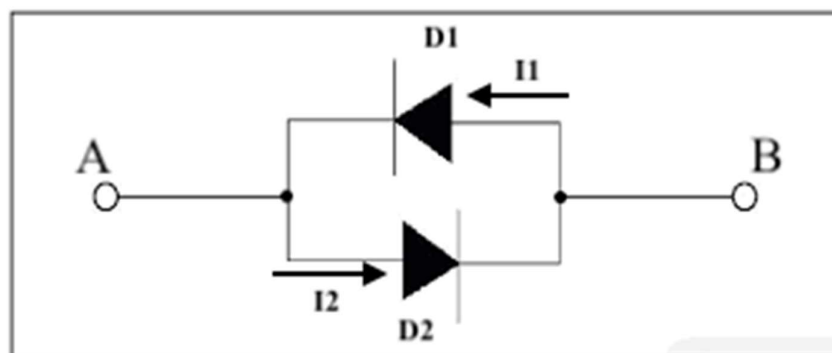
RSFJ	= Republica Socialistă Federativă Jugoslavia,
RSR.	= Republica Socialistă România,
PTC	= Abreviere în limba engleză pentru: Positive Temperature Coefficient,
RTV	= RadioTeleViziune,
PADT	= Post Alloy Diffused Tranzistor,
PAD	= se referă la tranzistoare cu Ge, ALIAT DIFUZAT, Alloy & Diffused,
PL – E	= PLANAR Epitaxial,
SIF	= Amplificator SIF (Super Înaltă Frecvență)
SIOV (SiOV)	= Abreviere în limba engleză pentru: Silicon Oxide Varistor,
SVC	= Semnalul Video Complex,
SSB	= Bandă laterală unică (Single Side Band),
TV	= Tele – Viziune,
UIF	= Ultra Înaltă Frecvență (canalele TV: 21 la 68, adică 470 MHz la 860 MHz),
UUS	= Blocul de Unde Ultra Scurte,

Despre „paralele” și „anti-paralele” . . . în electronică. În BT nr 3 se menționează expresia: „diodă antiparalelă”.

În DEX găsim cuvântul ANTI – element de compunere însemnând „împotriva”, „în contra”. „opus” care servește la formarea unor substantive și adjective → din fr. ANTI - Nu am găsit acest element de compunere în LAROUSSE 2005, dar se poate deduce din explicațiile cuvintelor care conțin particula ANTI că traducerea în limba română este : contra, împotriva. Cuvântul paralel își are „originea” în matematică : drepte paralele. A nu confunda ANTI cu latinescul ANTE (în fața, înainte).

Explicația în DEX pentru cuvântul „ANTIPARALEL” – (cu referire la doi vectori) este : ***care sunt paralel și de sensuri opuse. Din fr. Antiparallèle.***

Consider că expresia potrivită pentru conectarea a două diode conform figurii de mai jos:



este: ***diode conectate în paralel și în antifază (în sens opus).***

Expresii pentru această conexiune în limba franceză: **diodes tête-bêche** (expresie care se traduce: unul cu capul la picioarele celuilalt) sau **diodes tête-queue** (cap-coadă).

Expresii pentru această conexiune în limba engleză: **diodes arranged in opposite directions; back to back diodes** (diode spate în spate); **head to tail diodes** (cap – coadă).

Din cartea **ZÂMBETE LA ELECTRO**, autor prof. dr. ing. Mircea Ciugudean - publicată în anul 2009 la Editura Politehnica TIMIȘOARA, cu acordul domnului profesor dr. ing. Mircea Ciugudean reproduc două evenimente / zâmbete :

Primul zâmbet:

Primul tranzistor “fabricat” la Timișoara.

*NOTĂ : **Banatul este FRUNCEA** (cuvântul nu este în DEX-ul din 2016 !dar se găsește pe internet).*

Era prin anii '55. Se întorsese de la Moscova asistentul Wiliam Löwenfeld aducând probabil primul tranzistor la Politehnica din Timișoara. Din neglijență, în timpul călătoriei lungi cu tranzistorul în buzunar, s-a rupt un picioruș metalic chiar de la ieșirea din dopul izolator al capsulei.

Relipirea piciorușului părea aproape imposibilă dar, în disperare, asistentul a apelat la cel mai îndemânat meșter, atotștiutorul N. Negruț.

După o noapte de lucru, meșterul s-a prezentat cu două tranzistoare și zice:
– Domnule inginer, pe ăsta vi l-am adus înapoi cum a fost, că nu se poate lipi, dar v-am făcut eu unul nou din alamă, la strungul de precizie, și i-am sudat trei piciorușe mai sănătoase, să nu se mai rupă !

*Sigur tranzistorul era cu Ge. Din amintirile mele , probabil era $\Pi 3$ sau $\Pi 4$ ($\Pi = PI$; marcajul cu litera PI vine de la cuvântul semiconductor, desigur în limba rusă : **Полупроводник**). Remarcabil că sovietici au avut în fabricație, în 1955 sau mai devreme, tranzistoare cu germaniu. Dacă tranzistorul era fabricat în URSS și nu cumpărat din USA ! Deci la mai puțin de 8 ani de la anunțul celor trei americani Barden, Shockley și Brattain, din decembrie 1947, sovieticii au avut utilajele și tehnologia pentru a produce aceste tranzistoare*

Al doilea zâmbet:

Tranzistoare proaste ?

Profesorul Al. Rogojan lucra de zor la realizarea calculatorului electronic CETA, prin anul 1966. Era un calculator de generația a doua, cu componente discrete, care, dacă ar fi fost terminat în 2 ani în loc de 11 ar fi fost un timp la modă.

A comandat la IPRS București un lot mare de tranzistoare de germaniu pentru plăcile cu porți logice. Marfa a sosit după mult timp de așteptare, cu certificate de garanție, dar tehnicianul Constantin Nănasi a primit sarcina să testeze tranzistoarele (profesorul era neîncrezător în calitatea tranzistoarelor primite). A fost folosit un tranzistormetru foarte bun, de producție germană, pe care eu îl stăpâneam cel mai bine. Garantam pentru performanța aparatului. Nu am fost însă consultat.

După sute de măsurători pe tranzistoare profesorul a fost convins de tehnician că tot lotul este în afara datelor de catalog. Profesorul s-a înnegrit la față. Tot programul lui de construcție urma să se dea peste cap și să întârzie un an. Mi-a cerut să redactez o plângere contra fabricii și să fac restituirea tranzistoarelor necorespunzătoare.

Eu, tânăr asistent, tocmai venisem de la o specializare de o lună la fabrica în cauză, unde lămurisem o problemă legată de curenții reziduali ai tranzistoarelor pe care nici inginerii de acolo n-o observaseră. Mi-a luat ceva timp ca să-i demonstrez profesorului că tranzistoarele erau bune și că aparatul era bun. Se făcuseră însă două greșeli: nu s-a folosit bine aparatul de măsură iar la calculul curențului rezidual nu s-a folosit un factor de amplificare corect.

Profesorul Rogojan a răsuflat în fine ușurat.

N-am stat decât doi ani asistentul Dumnealui deși mi-a dat ocazia să devin celebru : m-a pus să traduc din limba rusă prima carte de calculatoare electronice intrată la Timișoara (1963), din limba polonă prima documentație despre o unitate de bandă magnetică, din limba germană prima documentație despre un sertar de eșantionare de osciloscop,...(adică din limbi foarte grele și pe care nu le stăpâneam).

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

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

Autor
Ing. Statnic Eugen

1976

CUPRINS

	<u>Pag.</u>
Întroducere	11
Cap. I Tehnologia tranzistoarelor	12
Cap. II D i o d e	30
Cap. III Tranzistoare	49
Cap. IV Tranzistoare de putere cu siliciu	67

ÎNTRUDUCERE 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 utilizarea, 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 televiziunea pretind familiarizarea cu circuite 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 destinate, care înțelese și învățate vor contribui la ridicarea nivelului tehnic 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 sunt utilizate curent în industrie, preponderența trecând de partea siliciului din cauza economicității fabricației acestora și a câmpului 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 câteva:

	Ge	Si
Tensiunea maximă (U_{CEX})	500 V	2.500 V
Puterea disipată ($P_{d\max}$)	35 W	150 W
Frecvența maximă (f_T)	1000 kHz	5000 MHz
Temperatura admisă a joncțiunii (T_J)	+90 °C	175 °C

Drumul de 20 de ani de la tranzistorul cu contacte punctiforme (1948) (*corect este 1946 dacă se face referire la descoperirea tranzistorului*) până la tranzistoarele rapide de putere (1968) parcurge multe etape de dezvoltare a tehnologiei semiconductoarelor. Fiecare tehnologie nouă elaborată a permis la producerea unor anumite tipuri și familii constructive de tranzistoare, care s-au succedat în decursul anilor cam în următoarea ordine:

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

Performanțele primelor tranzistoare cu siliciu realizate cu 10 ÷ 15 în urmă au lăsat să se întrevadă un viitor strălucit tehnologiei planare care în ultimii 6 ÷ 7 ani au făcut excepționale progrese, făcând posibilă producerea în masă, în condiții de nebanuită reproductibilitate a parametrilor și cu un mare randament de fabricație. Cantități enorme de tranzistoare se fabrică anual. Astfel producția în anul 1974 a fost de 150.000 ori mai mare decât cea din 1951.

CAPITOLUL I

TEHNOLOGIA TRANZISTOARELOR

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

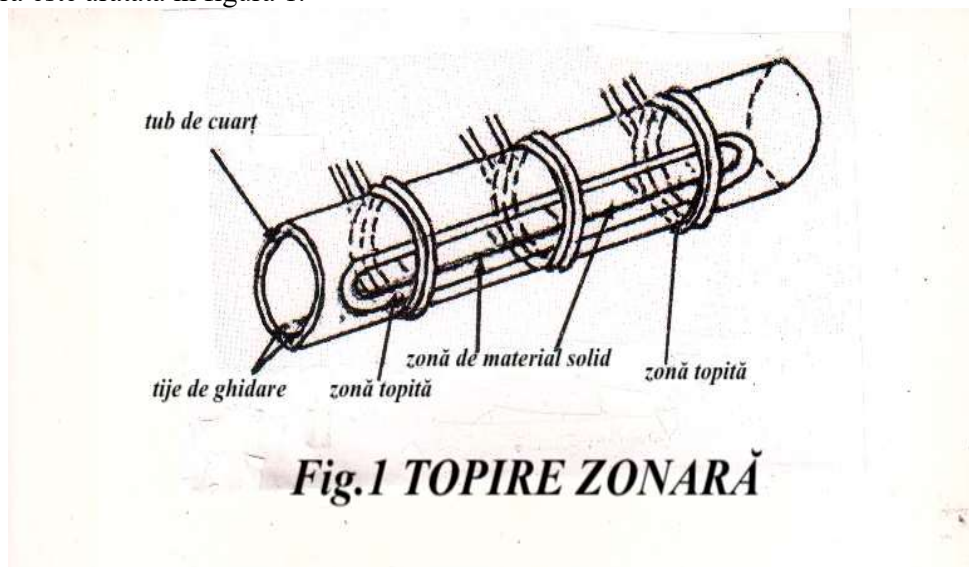
Germaniul: metal cenușiu, foarte casant, densitate 5,35. Temperatura de topire 958 °C.

Siliciul : metal cenușiu, dur dar casant, densitate 2,33. Temperatura de topire 1414 °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

system de antrenare, străbate un tub de cuarț umplut cu gaz inert, fiind ghidat pe șine. În jurul tubului de cuarț, la distanțe convenabile sunt 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. În carte, schematic topirea zonală este arătată în figura 1.



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

Purificarea se bazează pe un fenomen nou: dacă un material topit care conține corpuri străine se răcește lent și se solidifică, în zona (re)cristalizată se constată de circa 5.000 ori mai puține "corpuri străine" decât în zona încă lichidă. Zona topită (lichidă) se deplasează dealungul materialului din creuzet deoarece creuzetul este deplăst 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 intui delicatețea procesului de purificare, trebuie spus că 1 cm^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 materialul topit într-un cuptor vertical umplut cu gaz inert (*îmi aduc aminte că în I.P.R.S.-Băneasa incinta era vidată, deci tragerea se făcea în vid, nu în prezența unui gaz inert*). Monocristalul trebuie să aibă proprietăți fizice (rezistivitate specifică, orientarea cristalului etc.) foarte bine definite.

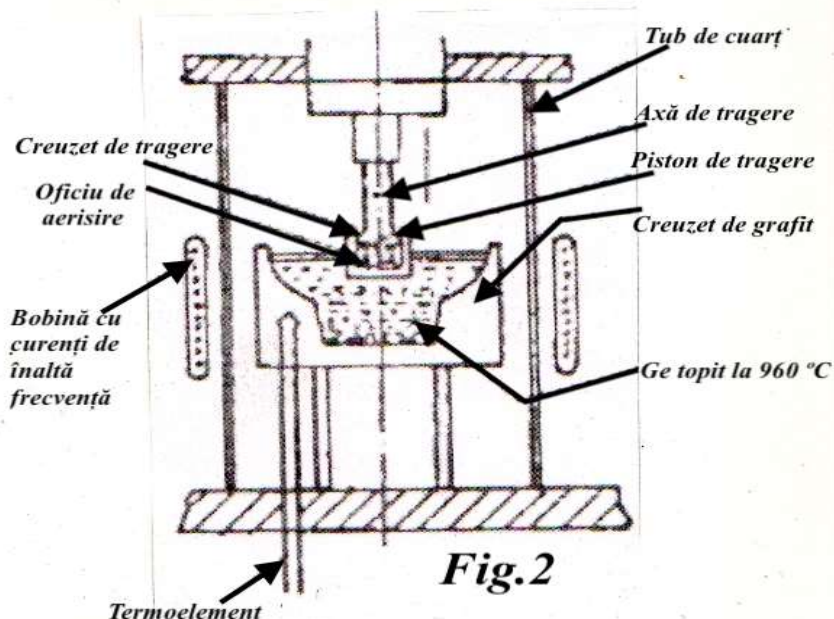
De exemplu la procesul de dopare sau impurificare dacă se urmărește obținerea unui monocristal de tip *n* cu o rezistivitate de $1 \Omega \text{cm}$, este necesară introducerea în Ge a unor atomi de element pentavalent (Arseniu) și anume în "doza" de 1 atom de As la 10^8 atomi de Ge.

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

În cuptorul de cuarț se află germaniul topit la circa 960°C . 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 în micul creuzet, se aliază cu materialul (pentavalent sau trivalent) de dopare (*dopaj, dopare*)

și apoi este tras încet de axă – piston - sub forma unei baghete (*lingouri*) cu ϕ 28 – 30 mm care se răcește.

(NOTĂ : în I.P.R.S. și în cursurile despre semiconductoare la facultatea de Electronică și Tc. se folosea termenul de : *dopare*, *dopaj* – probabil analogia între a *dopa* o găscă cu boabe de porumb este « echivalent » cu « introducerea » atomilor de arseniu, stibiu, bor, fosfor pe « post de boabe de porumb » în placheta de Si sau Ge pe post de « găscă » ! Și ca analogia să fie completă : găscă va deveni ... *p* , de la *porumb*. Pentru etimologia cuvântului **dotare** consultați explicația din DEX pentru : *dotă*, *dotez* și *dotare*, *dotări*)



Materialul 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 tip *p* care cântărește 2 kg (50 cm lungime), este necesar un adaos de numai 0,6 mg indiu (In), iar tragerea durează circa 7 ore.

Procesul obținerii monocristalului de Si este în principiu asemănător cu cel pentru Ge, dar ceva mai dificil din cauza temperaturii de lucru (1420 °C).

Întrucât siliciul servește în special pentru dispozitive de tensiune ridicată este necesară obținerea de cristale de rezistivitate mare, de 100 Ω cm și chiar 1.000 Ω cm și ca urmare cantitățile de material de dopare este foarte mică. Se obțin “baghete” (*lingouri*) de siliciu cu diametru 80 mm ÷ 100 mm și lungime de 30 cm ÷ 50 cm cu procedee de tragere perfecționate, cum este tragerea prin creștere radială.

În continuare, lingourile de Si sau Ge monocristalin sunt tăiate în plachete cu grosimea de 0,3 mm ÷ 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 plachetelor obținute prin tăierea lingoului. La șlefuire se urmărește obținerea unei suprafețe cu luciu de oglindă, fără zgârieturi care să afecteze rețeaua cristalină. Oricât de fină ar fi suprafața ea conține pe o adâncime de câțiva microni o zonă cu crăpături, zgârieturi 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. Plachetele de Ge sau Si șlefuite și corodate sunt supuse celui mai strict control de calitate.

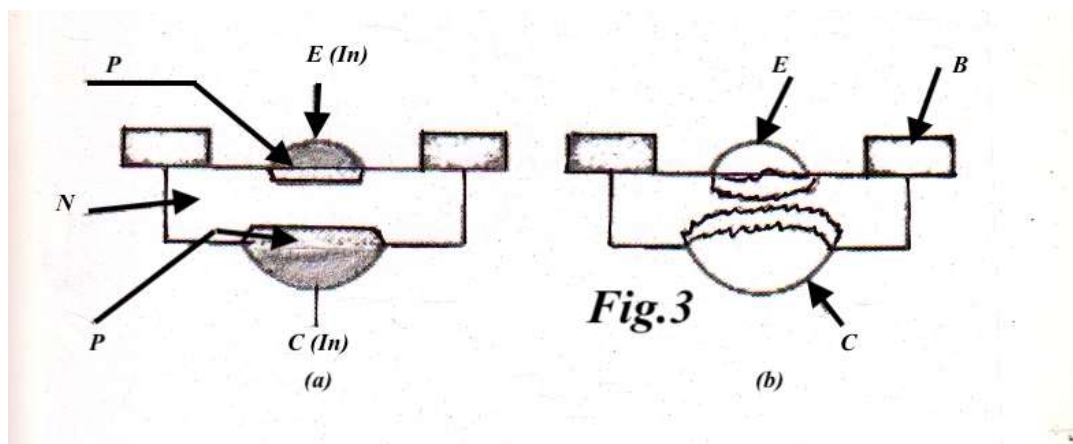
Tehnologia tranzistoarelor aliate.

Pentru tranzistoarele 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 (cu ultrasunete) și foarte precise plachete mici rotunde, dreptunghiulare sau pătrate cu dimensiuni de 1 mm la 5 mm și grosime de $100\text{ }\mu\text{m} \div 200\text{ }\mu\text{m}$ (bormașini cu ultrasunete, freze cu diamant etc.) Toleranțele la dimensiune și grosime sunt aici de ordinul ± 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 ± 1 micron; după sortare plăcuțele se supun unei noi curățiri (corodare, spălare, uscare). Aceste plăcuțe sunt 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 sunt un aliaj de indiu cu 0,5 % galiu. Indiul 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 sunt trecute printr-un lichid fierbinte în care plăcuțele se topesc și se transformă în bile datorită tensiunii superficiale. (Aici părerea mea diferă, indiul este topit și topitura trece printr-o pipetă, cu un diametru potrivit scopului, și picătura "aterizează" într-o baie de ulei – ales – unde va deveni sferă datorită tensiunii superficiale). Bilele cântăresc între 0,85 mg $\pm$ 0,05 mg pentru tranzistoare de înaltă frecvență, până la 55 mg $\pm$ 5 mg pentru tranzistoare de putere. Se mai folosesc la producerea tranzistoarelor și dopări de aliaj Pb-Zn (plumb-zinc) iar pentru tranzistoare aliate de tip **npn** doturi de aliaj Pb-Sb (plumb – antimoniu sau stibiu).

Procesul de aliere

Voi trata succint cazul unui transistor Ge – **pnp** de joasă frecvență, cum este familia EFT 321, EFT 323, EFT 351, EFT 353. În figura 3a se arată simplificat o secțiune ideală printr-un tranzistor de acest fel, iar în figura 3b o secțiune reală.



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 metallic, mai rar din aur și în general din nichel care este suportul sistemului și totodată contactul bazei.

La acest sistem se poate ajunge astfel :

Într-un poziționar de grafit se așează plăcuța bazei iar peste aceasta dotul (bila) de emitor. Totul se introduce într-un cuptor și la temperatura de $156\text{ }^{\circ}\text{C}$ bila de Indiu se topește, se așează pe suprafața plăcuței și face un contact oarecum lipit de formă circulară, limitată de

poziționar (pentru ca Indiul să nu se întindă pe toată plăcuța). Crescând în continuare temperatura, la circa 400 °C indiul începe să se alieze cu germaniul, proces în care indiul dizolvă germaniul formându-se o picătură plată de soluție In-Ge. Dacă temperatura crește în continuare, frontul de aliere (zona topită) progresează în adâncime “amestecul” de indiu cu germaniu îmbunătățindu-se continuu. Ținând seama însă de temperaturile diferite de topire ale indiului și germaniului, la temperatura de topire a indiului solubilitatea germaniului în indiu este aproape nulă, astfel că la orice răcire a sistemului, atomii de Ge desprinși (topiți) de pe rețeaua cristalină se recrystalizează adică revin iute la locul lor și se “prind” adică cresc din nou pe vechiul cristal. În jurul temperaturii de 540 °C, timp de circa 1,5 ore, un număr de atomi de indiu și galiu pătrund în germaniu disolvându-l în proporție de circa 60 % ÷ 70 % formându-se o zonă de mică rezistivitate și de conductivitate p deoarece prin răcire, zona recrystalizată reține o cantitate mare de atomi de indiu. Această zonă nouă cu regiunea imediat vecină de germaniu neamestecat care a rămas de tip n , formează joncțiunea pn , emiter bază. Pătrunderea frontului de aliere a indiului în germaniu nu este însă la fel de mare (în adâncime) 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 figura 3b.

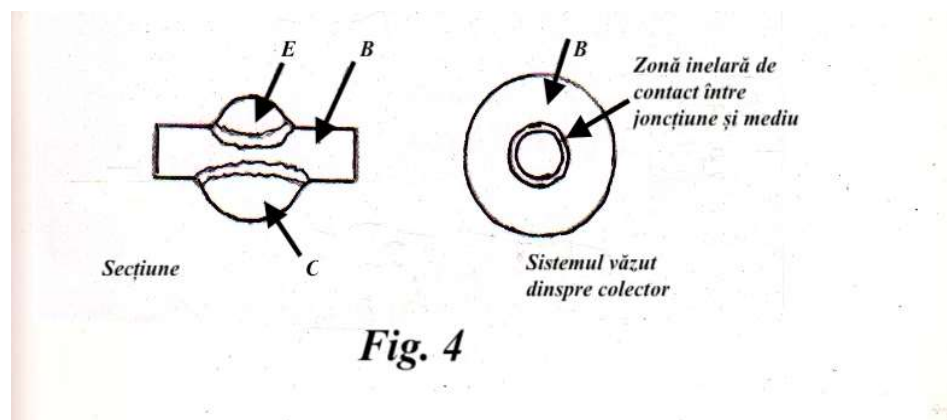
Obținerea joncțiunii colectorului se face la fel repetând într-un fel procesul, bineînțeles în condițiile unei alte temperaturi adecvate de aliere și a unei alte durate, deoarece bila de colector este de altă rezistivitate și de alte mărime. Frontul de aliere al colectorului va pătrunde în plăcuța bazei formând o joncțiune pn care zonă p creată este de rezistivitate mare pentru a suporta tensiuni inverse mari (20 V ... 80 V) specifice condițiilor de lucru și alimentare a colectorului. Cele două fronturi de aliere pătrund în bază până la o distanță de circa 40 μm (la tranzistorul aliat de joasă frecvență și mică putere astfel că grosimea efectivă a bazei de tip n este de 40 μm. De această grosime depind hotărâtor câștigul și frecvența de tăiere a viitorului transistor. La tranzistoarele aliate de înaltă frecvență (familia EFT306, EFT307, EFT308) grosimea bazei va fi de numai 15 μm ÷ 18 μm. O bază mai subțire înseamnă un drum mai scurt pentru procesul de trecerea a purtătorilor de sarcină prin bază și ca urmare o frecvență de tăiere mai mare. Dar la grosimi ale bazei sub 12 μm, tehnologia alierii nu mai poate fi stăpânită. O pătrundere mai mare a celor două fronturi de aliere poate duce la “sudarea” lor și deci la distrugerea structurii.

Marele dezavantaj al tehnologiei de aliere descrise constă în obținerea de joncțiuni neuniforme. Aceasta a fost tehnica de fabricație în anii de început. Ulterior tehnologia fabricării tranzistoarelor aliate s-a perfecționat, conducând la o mare uniformitate a procesului de avans al frontului de aliere, la joncțiuni foarte plane, și ca urmare la o dispersie redusă a parametrilor. Astfel, prima fază tehnologică este acum reducerea oxizilor (în special ai indiului) la temperatura de 600 °C în atmosferă de hydrogen, 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 circa 450 °C datorită volumului mai mare și rezistivității mai mari a colectorului. După o imediată încălzire urmată de răcire, la temperatură de 420 °C se face lipirea mai micului și mai puțin rezitivului emitor. Acest pas de lipire a bilelor de plăcuța bazei, se realizează în instalații scumpe, în poziționeri de grafit, cu sisteme complexe de automatizare și variere a procesului de temperatură, dar procesul este de scurtă durată și destul de productive. Al doilea pas care în mod normal trebuie să dureze mai mult timp este alierea, care așa cum se știe se face la circa 540 °C. Acum, fără poziționeri, sistemele trec lent pe bandă printr-un cuptor tunel, în care la o anumită distribuție de temperatură dealungul tunelului are loc procesul de aliere, în circa 2 ore.

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

Emiterul 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 figura 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 inelare dacă se murdăresc modifică în mod esențial rezistența inversă a joncțiunilor CB și EB deci parametrii tranzistorului. De aceea de extraordinară însemnătate este tratarea chimică a suprafețelor structurii 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 ușoară 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 2 ori, întâi după aliere și apoi după montare structuri dar înainte de a-l fixa în capsulă. Se utilizează împotriva pătrunderii umezelii la “granița circulară” lacuri siliconice sau rășini antihigro ca materiale de acoperirea 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 inverși, zgomotul și în general conservarea parametrilor în timp, deci durata de viață a tranzistorului.

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

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

Montarea – structura după ce a fost testată 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 lipire (*este vorba de o sudură electrică*).

Tranzistoare difuzat-aliante (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 (w) și frecvența de tăiere f_T este : $f_T = 1450/w^2$ în care f_T rezultă în MHz, dacă w este în microni.

Pentru un transistor cu $f_T = 50$ MHz ar fi necesară o bază de $5 \mu m \div 6 \mu m$ ($5,38 \mu m$) grosime. Dar la această grosime a bazei, în tehnica alierii nu mai poate fi stăpânită. 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 difuzia de $1,5 \mu\text{m}$ la $5 \mu\text{m}$. Concentrația N_0 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 figura 5 a și b.

În plachetă 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. *(deoarece atomii de As pătrund de ambele părți ale plăcuței de tip n o parte a plăcuței se corodează și va fi folosită pentru alierea bilei de colector).*

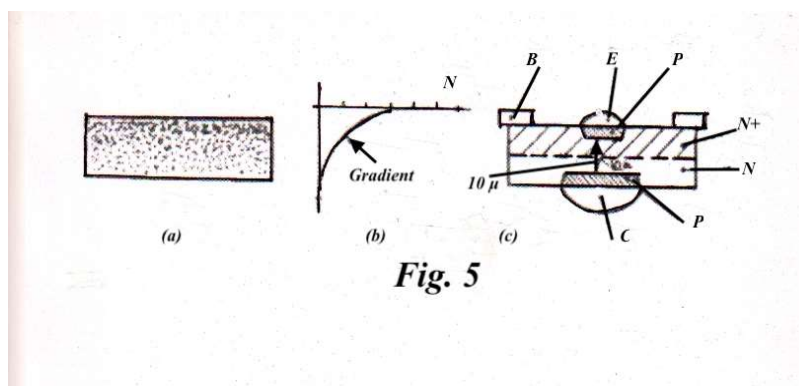


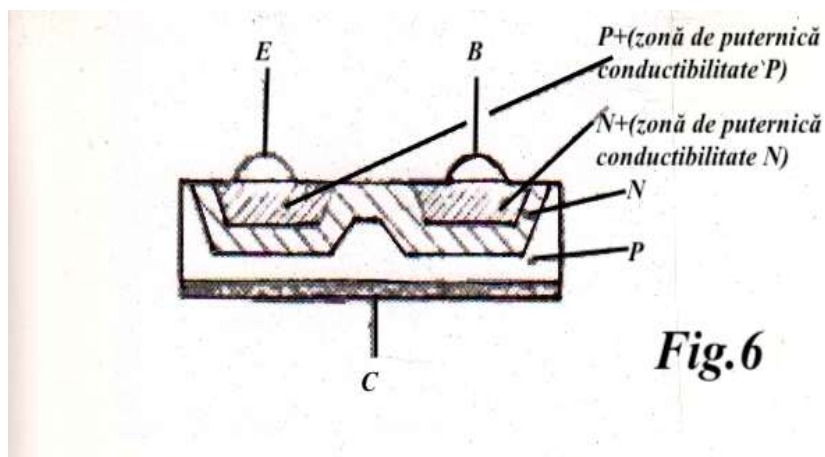
Fig. 5

În zona emitorului concentrația variabilă de purtători de sarcină (dacă o parcurgem spre adâncime) sau altfel zis gradientul de concentrație a purtătorilor creează un câmp electric accelerator pentru gurile injectate de emitor. Ca urmare timpul de transit se scurtează de $3 \div 5$ ori; este ca și cum baza ar fi de $3 \div 5$ ori mai subțire, rezultând un transistor cu frecvența limită de $3 \div 5$ 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 difuzia și apoi aliere) numite și tranzistoare drift din cauza derivei suplimentare la care sunt supuse gurile datorită câmpului intern în baza groasă de $10 \mu\text{m}$. Tranzistoarele drift românești sunt cele din familia EFT317, EFT319, EFT320, care au frecvența f_T cuprinsă între 30 MHz și 60 MHz, fiind apte de a amplifica bine semnale până la $f = 18 \text{ MHz} \div 20 \text{ MHz}$. “Tatăl” tranzistoarelor drift a fost tipul 2N384 elaborat de firma RCA în 1957. Alte tranzistoare drift sunt cele din familia AF134, AF135, AF136, AF137 a firmei Telefunken (elaborate în 1958 - tipul AF105). Dezavantajul tranzistorului drift este tensiunea mică admisă de polarizare inversă U_{BE} , de circa 0,5 V. *(tranzistorul 2N384 produs de RCA era încapsulat în TO44 cu 4 terminale. Azi, în 2021, originalul se vinde cu \$19,99 pe e-bay, dar găsim și la \$7/bucată. Frecvența de tăiere este de $f_T = 40 \text{ MHz}$.)*

Tranzistoare aliat – difuzate (AF125 etc.)

Sunt cunoscute familiile de tranzistoare de înaltă frecvență AF124, AF125, AF126, AF127 și 2SA234, 2SA434, utilizate de uzina Electronica în R.R. și T.V. și care au frecvența de tăiere de ordinul a $75 \text{ MHz} \div 100 \text{ MHz}$. În tehnologia de fabricație a acestor tranzistoare

întâi se face alierea și după aceea difuzia, pe plan internațional numindu-se PADT (**P**ost **A**lloy **D**iffused Transistor). Tranzistoarele acestea mai sunt numite de tip dot-mesa (mesa punctiform) și au o largă răspândire 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 (figura 6).



Tehnologia începe cu decuparea dintr-o plachetă mare de germaniu monocristalin de tip p , o fâșie lungă și îngustă de material care va constitui colectorul pentru 8 viitoare tranzistoare. Această fâșie este supusă unui ușor process de difuzia (la fel ca la tranzistoarele drift) prin care se obține din fază gazoasă pătrunderea unor atomi trivalenți (*pentavalenți*) care crează o zonă n . După aceasta se poziționează pe fâșie 8 perechi de “pilule” de conductibilitate n , plumb – stibiu. Pilulele unei perechi se așează la 100 μm una de alta, iar perechile la circa 1 mm distanță între ele. *Notă: denumirea corectă pentru PILULE este PASTILĂ.*

La circa 800 °C se face lipirea pilulelor de fâșia colector, cu care ocazie pilulele pătrund câțiva microni în fâșie.

Se execută apoi doparea pilulelor E (emitor) cu aluminiu trivalent, deci de tip p , după care toată fâșia este supusă unei post-difuzii tot la circa 800 °C fază în care atomii pentavalenți (donori) din pilula B (bază) difuzează mai repede și crează zona n^+ a bazei iar aluminiul din pilula E difuzează mai lent și crează sub pilula E o zonă p^+ care este emitorul. După acest proces de difuzie, fâșia cu cele 8 structuri se lipește pe o bandă metalică (nichel), urmând ca materialul semiconductor de tip p dintre structuri să fie tăiat cu un fereștrău circular cu 7 freze, separându-se în acest fel structurile. Un proces de corodare selectivă permite înlăturarea resturilor de cristal, în scopul reducerii dimensiunilor colectorului și a capacităților structurii. După conectarea terminalelor și acoperirea de protecție cu agent neutru din punct de vedere electric, tranzistoarele se încapsulează. Cu tehnologia PAD se fabrică tranzistoare superioare tranzistoarelor drift, mai ales sub raportul frecvenței deoarece capacitatea bază – colector este de ordinul a 1,3 pF față de 3 pF cât este la tranzistorul drift. Cel mai bun transistor din această serie este tipul AF121 cu $f_r = 200$ MHz. Compararea a două tranzistoare din cele 2 familii concurente și anume : EFT317 (drift) și AF125 (PAD) arată avantajele tehnologiei PAD.

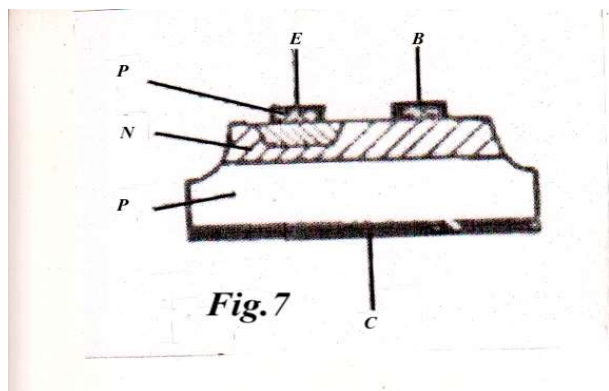
- tensiunea inversă U_{BE} maxim admisă : 0,5 V EFT317 respectiv 1 V AF125
- rezistența de intrare (r_{11}) la 10,7 MHz, 9 V și 1 mA 200 Ω EFT317 respectiv 600 Ω AF125
- capacitatea de intrare (c_{11}) la 10,7 MHz, 9 V și 1 mA 80 pF EFT317 respectiv 40 pF AF125
- capacitatea de ieșire (c_{22}) la 10,7 MHz, 9V și 1 mA 3,5 pF EFT317 respectiv 1,8 pF AF125

- rezistența de ieșire (r_{22}) $30\text{ k}\Omega$ EFT317 respectiv $20\text{ k}\Omega$ AF125
- variația capacității (c_{22}) cu tensiunea U_{CE} : $0,3\text{ pF/V}$ EFT317 respectiv $0,03\text{ pF/V}$ AF125
- frecvența de tăiere f_r : 40 MHz EFT317 respectiv 75 MHz AF125

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 AF125 în oscilatoarele radioreceptoarelor de unde scurte (de ex. RR Albatros, Mamaia etc.).

Tehnologia MESA (AF106, AF109R, AF139, AF239, AF240, AF279, AF280)

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**, toponimic spaniol care înseamnă masă sau munte în formă de platou-masă. Secțiunea printr-un transistor mesa sugerează cele spuse anterior.



Tehnologia mesa a fost dezvoltată și dusă până la perfecțiune încă în Europa de către specialiștii de la Siemens. Cu această tehnologie s-a trecut limita celor 200 MHz , ajungându-se la frecvențe de tăiere de $1,3\text{ GHz}$. Crearea acestor tranzistoare și mai ales perfecționarea lor a permis elaborearea selectoarelor de canale tranzistorizate pentru FIF (canalele 1 la 12) și apoi pentru UIF (canalele 21 la 68 adică 470 MHz la 860 MHz). Aceste tranzistoare au pătruns primele în "televizoare", învingând tubul electronic încă acum 12 ani (1964).

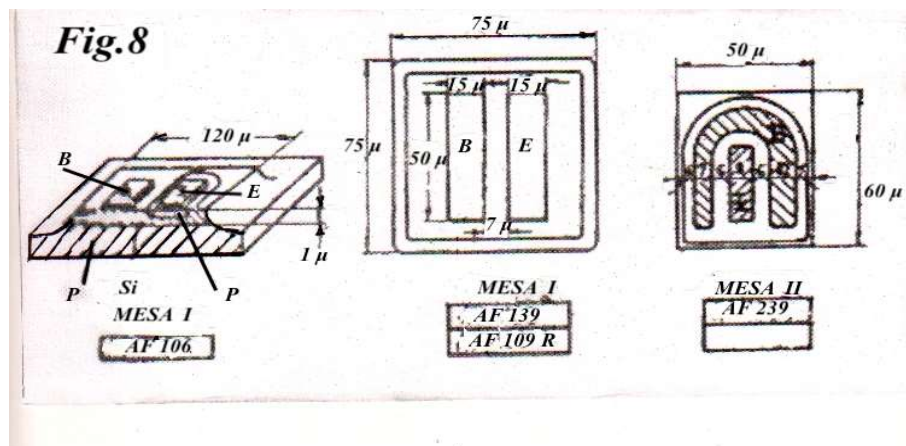
Pentru a asigura proprietăți bune la frecvențe de $500\text{ MHz} \div 800\text{ MHz}$ se pun următoarele condiții:

1. Timpul în care purtătorii de sarcină trec din emitor la colector trebuie să fie cât se poate de scurt, deci baza trebuie să fie cât se poate de subțire.
2. Capacitatea electrică a colectorului și a emitorului trebuie să fie cât mai redusă; aceasta înseamnă că suprafața sistemului trebuie redusă la minimum.
3. Rezistența distribuită a bazei (r_{bb}), să fie minimală.

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

Anul	1960	1963	1967	1970	UM
Tipul	AF 106	AF139	AF239	AF279	-
Suprafața	120 x 120	75 x 75	60 x 50	50 x 40	[μm]
Grosimea bazei	1,5	1,2	0,8	0,7	[μm]

Distanța E-B	15	10	8	6	[μm]
□ terminale (fir Au)	13	8	6	5	[μm]
f_T	250	500	780	900	[MHz]
$F_{\text{max.osc.}}$	800	1600	2200	2700	[MHz]



Acum cititorul cunoaște tehnica alierii 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 $1 \mu\text{m} \div 2 \mu\text{m}$. Acest strat constituie baza.

2. Peste o parte a zonei centrale a plăcuței se aplică o bandă de aliaj aur-argint de circa $15 \mu\text{m}$ lățime și $50 \mu\text{m}$ lungimea. Aceasta 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 circa $0,8 \mu\text{m}$. În cursul alierii ia naștere zona *p* a emitorului.

4. Se corodează plăcuța dimprejurul suprafeței de $75 \times 75 \mu\text{m}^2$ pe care se află formate baza și emitorul, creîndu-se masa adică platoul.

5. MESA care constituie însăși structura tranzistorului este lipită apoi de capsula metalică cu ajutorul unui strat de aur electrolic. Pe contactele de E și B se lipesc terminalele din fir de aur de $7 \mu\text{m}$ grosime.

6. Sistemul este apoi încapsulat și tranzistorul este bun pentru testare.

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

Pe plachetele disc de germaniu cu $\square 28 \text{ mm} \div 30 \text{ mm}$ tăiate, șlefuite și corodate se fabrică simultan între 1.500 și 2.000 de structuri MESA ; într-un cuptor de difuzie se introduce deodată 80 sau 100 de plachete, adică $150 \div 200$ mii tranzistoare, difuzia bazei de tip *n*, groasă de $1 \mu\text{m}$ la $2 \mu\text{m}$ din gaz de arsen sau antimoniu (stibiu) durează între 50 și 80 minute la circa 700°C .

Depunerea bazei se face prin vaporizarea electrică a aurului la o temperatură de 380°C și la un vid de circa 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.

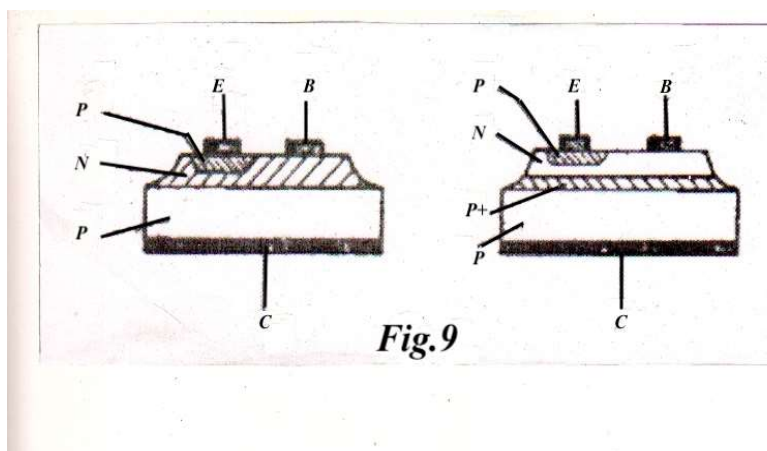
Distanța între E și B este de circa $10\text{ }\mu\text{m}$. Cu aparatură electrono-optică se controlează avansul unor sisteme în coordonate, care fixează masca cu 1.800 de ferestre mici pe locul viitorului emitor, la 10 microni de o altă suprafață care va fi baza.

Corodarea MESA, adică a insulei colectorului. Intreaga suprafață a discului pe care se află circa 1.800 structuri este de circa 8 cm^2 . Structurile sunt separate între ele la distanțe de $0,3\text{ mm} \div 0,4\text{ mm}$. Cu ajutorul unei măști cu găuri potrivite se depune un strat de lac (*fotorezist*) peste acele părți ale discului pe care se află “insulele” viitoarelor tranzistoare, restul de suprafață rămânând expusă atacului unui agent coroziv, care va ataca și va săpa materialul pe o adâncime de $10\text{ }\mu\text{m} \div 20\text{ }\mu\text{m}$. Zonele protejate cu fotorezist vor rămâne neafectate, cu bucată, avansind pas cu pas și însemnând cu tuș negru acele structuri care electric nu corespund, în mod automat. Tușul conține un praf de material magnetic care va servi la “alegerea” structurilor defecte, după ce discul va fi tăiat în plăcuțe de $0,5\text{ mm} \times 0,5\text{ mm}$ cu freze sau cuțite cu vârf de diamant.

Structurile bune pot fi acum lipite așa cum am amintit prin intermediul unei folii de aur de ambaza capsulei tranzistorului. Urmează sudura firelor terminale la cei doi “electrozi” ai tranzistorului. Firul cu diametrul de $7\text{ }\mu\text{m} \div 8\text{ }\mu\text{m}$ este așezat pe suprafața B respective a E și la temperatura de circa $300\text{ }^{\circ}\text{C}$ 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 termocompresiune și se face sub microscop care mărește de 250 ori, poziționarea termocompresorului ac (*denumirea folosită în I.P.R.S. era « capilar » având orificiul capilarului compatibil cu diametrul firului de sudură, Au sau Al*) făcându-se cu micromanipulatoare.

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

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



Prin epitaxie se scurtează timpul de trecere prin tranzistor, respective timp de comutație. Este ceva asemănător cu efectul difuziei la tranzistorul drift. Știm că cel mai gros “strat” din tranzistorul mesa este colectorul care are $150\text{ }\mu\text{m} \div 200\text{ }\mu\text{m}$ față de bază care are $1\text{ }\mu\text{m} \div 2\text{ }\mu\text{m}$ (desenele nu sunt la scară), din material cu rezistivitate de circa $1\text{ }\Omega\text{cm}$. Ar fi necesar însă un colector gros de $10\text{ }\mu\text{m} \div 20\text{ }\mu\text{m}$ pentru a obține un tranzistor mai rapid. În acest scop se introduce în tehnologie, crearea unui strat subțire monocristalin de semiconductor de tip p^+

(de rezistivitate foarte mică) în zona p a colectorului. Acest strat este de $5\ \mu\text{m} \div 10\ \mu\text{m}$ și este crescut în atmosferă gazoasă pe un strat de tip p gros de $150\ \mu\text{m} \div 200\ \mu\text{m}$. Stratul epitaxial subțire preia rolul colectorului, iar stratul de $150\ \mu\text{m}$ rămâne ca un suport și este denumit substratul tranzistorului, dar nu pierde complet rolul de colector. Este de fapt un colector compus din două straturi, unul subțire și de conductibilitate mare ($p+$) 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 sunt:

AF106 cu $f_T = 250\ \text{MHz}$ (universal de înaltă frecvență)

AF109R cu $f_T = 450\ \text{MHz}$ (selectoare FIF)

AF139 cu $f_T = 550\ \text{MHz}$ (selectoare UIF)

Tehnologia Mesa II

Reducerea dimensiunilor geometrice ale structurii și modificarea formei bazei, a condus la tranzistoarele AF239 și AF240 cu proprietăți superioare tranzistoarelor AF139 și AF109R din familia mesa I. În figura 10 se arată structura geometrică și dimensiunile tranzistorului mesa II, elaborat tot la Siemens. Baza ce se obține prin difuzie înconjoară emitorul, iar contactul metalic al bazei este ca o potcoavă în jurul emitorului. Procesele din jonțiunea BE se fac acum pe o "linie de contact" de două ori mai mare decât la structura mesa 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 (circa $10\ \Omega$ la $15\ \Omega$), ceea ce mărește f_T cu circa 50 %. Distanța între BE se reduce de la $10\ \mu\text{m} \div 20\ \mu\text{m}$ la $6\ \mu\text{m} \div 7\ \mu\text{m}$ și ca urmare prin scurtarea "drumului" purtătorilor, tranzistorul devine și mai rapid. Emitorul este o insulă mică și nu mai este aliniat plan – paralel în bază ci este înclinat așa cum arată figura 10b, având deci adâncime variabilă.

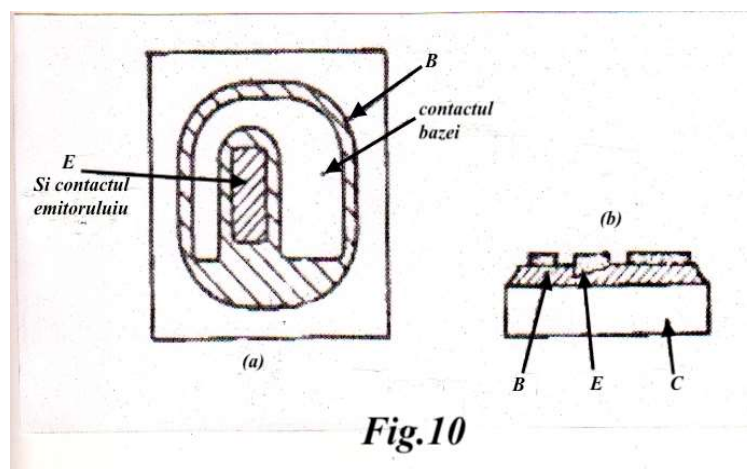


Fig.10

Emitorul foarte puternic conductor ($p+$) se obține prin doparea germaniului de tip n al bazei cu aluminiu (trivalent). Adâncimea 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 successive în 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 (aluminiu-aur), va servi ca material de dopare care va pătrunde în timpul

procesului de aliere în bază, creând joncțiunea **pn** a emitorului. Alierea se face la o temperatură de circa 600 °C, când aluminiul dizolvă germaniul bazei. La răcire sub temperatura eutectică ^x aliajul Al-Au se solidifică formând 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 dopare 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 evaporare în vid cu ajutorul unei măști de foto lac (*măști cu emulsie foto; plăci foto cu gelatină*) cu fereastră în formă de „U”.

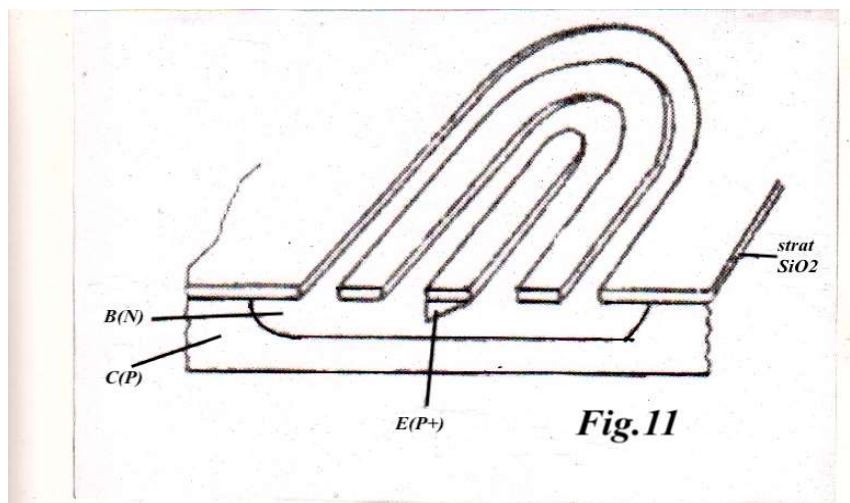
Protecția suprafețelor la tranzistorul mesa II se face prin depunerea unui strat protector insolubil în apă. Această depunere se face la temperatură ridicată pentru ca materialul protector să se polimerizeze aderând la structura mesa. Tranzistorul AF239 realizat în tehnologia mesa II, a fost până în 1972 ÷ 1973 cel mai bun tranzistor pentru selectoarele de UIF (*Ultra Înaltă Frecvență*). În tehnologia planară pe Si nu s-a realizat încă în producția 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 UIF echivalente cu AF239, dar în capsulă de plastic și anume tipurile AF279 și AF280 cu $f_T = 700 \text{ MHz} \div 800 \text{ MHz}$. Tehnologia acestor tranzistoare nu diferă esențial de tehnologia mesa II. Pentru a asigura o protecție eficientă a suprafețelor, pe discul de germanium cu $\varnothing 28 \text{ mm} \div 30 \text{ mm}$, în primă operație se depune un strat protector de bioxid de siliciu (SiO_2), strat ce aderă perfect la germaniul monocristalin la temperatura de 620 °C. Depunerea se face în fază gazoasă din tetraetoxilan.

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

De aici începe tehnologia mesa II cu operația de înlăturare a stratului de 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 $1 \mu\text{m} \div 2 \mu\text{m}$ nu se mai face pe toată suprafața pastilei ci doar în fereastra bazei. Aplicarea foliei de emitor, tot de grosime variabilă, doparea 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 nemaiaivând contact cu exteriorul.

Acest strat protector împrumutat de la tehnologia planară pe siliciu asigurând izolarea higro a structurii, permite încapsularea structurii în capsulă de plastic, mai ieftină decât capsula metalică etanșă a tranzistorului AF239. O secțiune simplificată prin tranzistorul mesa - planar AF279 este arătată în figura 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 sunt dizolvați de apă, bioxidul de siliciu (SiO_2 = cuarț) este o substanță insolubilă în apă, afară de aceasta, prezintă avantajul că materialele de dopare (Arseniul, 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 dopare cu ajutorul propriului oxid și ca urmare difuza poate fi executată 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 printr-o nouă oxidare. Prin faptul că un cristal poate fi supus în mod repetat la oxidări și corodări de oxid, este posibilă realizarea în siliciu monocristalin a diodelor, tranzistoarelor, rezistențelor și capacităților, toate acestea conectate între ele sau complet separate tot cu ajutorul unor straturi de oxid. Tehnologia planară a fost elaborată la firma Fairchild Semiconductor în SUA în 1959-1961.

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

Se pleacă de la discuri plachete de 0,2 mm grosime, tăiate dintr-un lingou de siliciu monocristalin n , lingou cu diametru până la 75 mm. Plachetele sunt șlefuite și corodate până la luciu oglindă, pe cale mecanică și chimică.

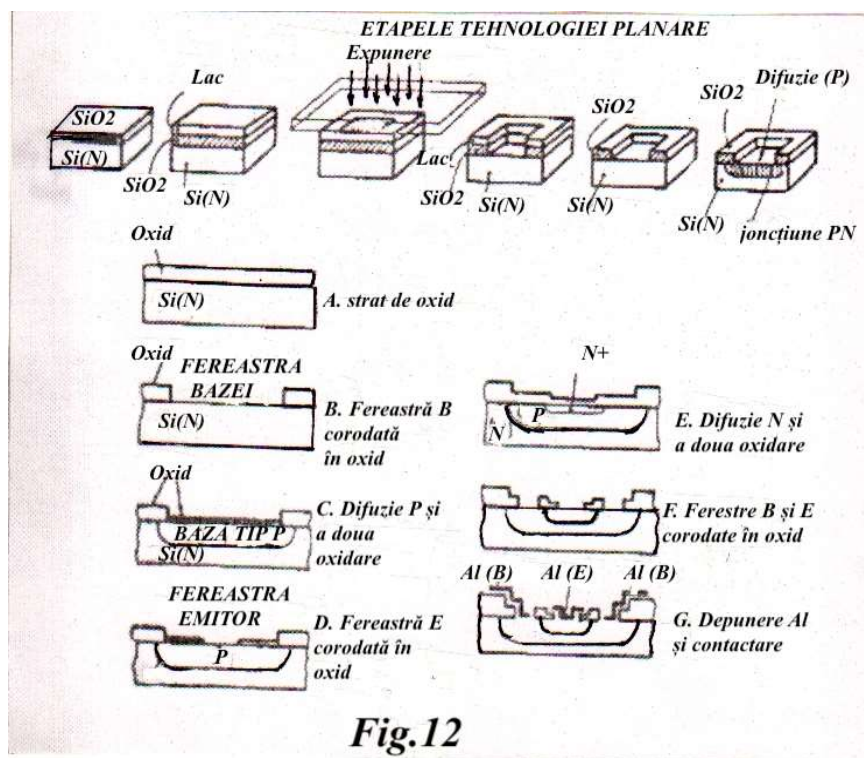
A. Placheta de siliciu este apoi oxidată la temperatura de circa 1200°C timp de 30 minute într-o atmosferă saturată de vapori de apă, creându-se un strat gros de circa $1\ \mu\text{m}$ de SiO_2 (bioxid de Siliciu). Procesul de oxidare ar dura în oxigen pur circa 8 ore.

Pentru a înlătura apoi stratul de oxid și a face câte o fereastră pentru fiecare din cele 5.000 tranzistoare care vor fi produse pe o plachetă cu $\varnothing\ 32\ \text{mm}$ se utilizează un procedeu fotolitografic care constă din:

a) depunerea unui film subțire de fotorezist negativ pe plachetă; fotorezistul 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 displachetă se aplică o mască care lasă să treacă lumina spre aceea parte din suprafața plachetei unde difuzia nu este dorită;

c) fotorezistul folosit este negativ și de aceea pe locul iluminat fotorezistul nu va fi dizolvat și înlăturat la developare; locurile neexpuse luminei se curăță de fotorezist rămânând liberă suprafața oxidului.



B. Se corodează pe cale chimică oxidul din ferestrele de unde fotorezistul negativ s-a spălat, iar apoi se înlătură și lacul negativ de pe tot restul suprafeței plachetei. S-au obținut astfel pe placheta de Si, ferestrele cu siliciu cristalin în care acum se poate face difuzia.

Ferestrele din care se îndepărtează siliciul (*bioxidul de siliciu*) pot avea dimensiuni de până la câțiva microni, cu margini clare și forma dorită.

C. Placheta de siliciu astfel preparată merge la cuptorul de difuzie în care din faza gazoasă la $T = 1100\text{ }^{\circ}\text{C} \div 1200\text{ }^{\circ}\text{C}$ se face difuzia borului (trivalent) în siliciul de tip *n*. În funcție de durata difuziei se obține o zonă *p* mai mult sau mai puțin profundă ($0,5\text{ }\mu\text{m} \div 3\text{ }\mu\text{m}$) și jonctiunea *pn* în stratul de contact dintre cele două zone, și anume jonctiunea bază-colector. Baza fiind difuzată se obține o dopare mai mare spre suprafață și mai mică spre adâncime; raportul dintre cea mai mare și cea mai mică concentrație de atomi este de circa 4 la 1, ceea ce conferă bazei un câmp intern 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 plachetei de Si.

Dacă zonele *p* și *n* ar fi contactate, am obține o diodă planară cu Si, așa cum din acestea vor fi cu zecile în circuitele 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; lăcuirea, expunere foto și dezvoltare, dizolvare și spălare restului de lac (*fotorezist*). S-a obținut astfel fereastră de emitor pe stratul de oxid depus după realizarea bazei.

În zona mărginită de fereastra 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 (P) 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 crește din nou oxid. Geometria celei de a doua ferestre este alta iar dimensiunile sunt mai mici decât a primei ferestre. Doparea 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 toată placheta de siliciu adică peste fereastra de contact a bazei, peste fereastra de contact a emitorului, dar și peste restul suprafeței oxidate a plachetei.

Ulterior se îndepărtează cu metoda fotolitografică surplusul de aluminiu de pe suprafața de oxid și se trece la testarea electrică a fiecărui structuri. *(S-a omis o etapă din proces: „coacerea” Al cu 1% la 2 % siliciu ; adică alierea aluminiului cu siliciu).*

Testarea electrică se face pe apartură automată la care „coboară” pe plachetă peste fiecare structură trei ace - cu vârful gros de $4\ \mu\text{m} \div 5\ \mu\text{m}$ care fac contactul cu emitorul, baza și colectorul fiecărui sistem pe rând *(De notat că zona colector, tip **n**, se află pe partea inferioară a plachetei, deci sunt doar două ace).* Într-un timp de mai puțin de 1 secundă, se aplică tranzistorului câteva tensiuni de probă după caz, U_{CB} sau U_{CE} și U_{BE} măsurându-se curenții inverși I_{CB0} , I_{CE0} și I_C la un anumit U_{BE} , 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. *(Testarea structurii se face acoperită cu țesătură neagră pentru a evita efectul luminii asupra măsurătorii.)*

Structurile defecte electric sunt acoperite cu tuș, fie că sunt însemnate pe o folie de plastic identică cu placheta, în scopul de a fi ulterior îndepărtate.

Urmează separarea structurilor prin zgâriere și fărâmițarea plachetei în cele câteva mii de structuri, din care se separă cele defecte.

Structurile bune sunt, 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 colectorul se lipește pe ambază, deci electric la capsulă.

Prin termocompresie se contactează sub microscop în cele 2 ferestre de contactare fire de aur sau aluminiu de $\varnothing = 15\ \mu\text{m}$ grosime (firul de păr omenesc are $50\ \mu\text{m} \div 70\ \mu\text{m}$). Lipirea este atât de bună încât la efort se rupe firul și nu sudura.

Tranzistorul se închide apoi în casula metalică prin sudură într-o atmosferă inertă, lipsită cu desăvârșire de umezeală, praf etc.

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

La tranzistoarele de înaltă frecvență se mai verifică unii parametri cheie care asigură încadrarea tranzistorului la tipul de catalog respectiv, ca de exemplu: factorul de zgomot, comportarea caracteristicii de reglare, amplificare 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.

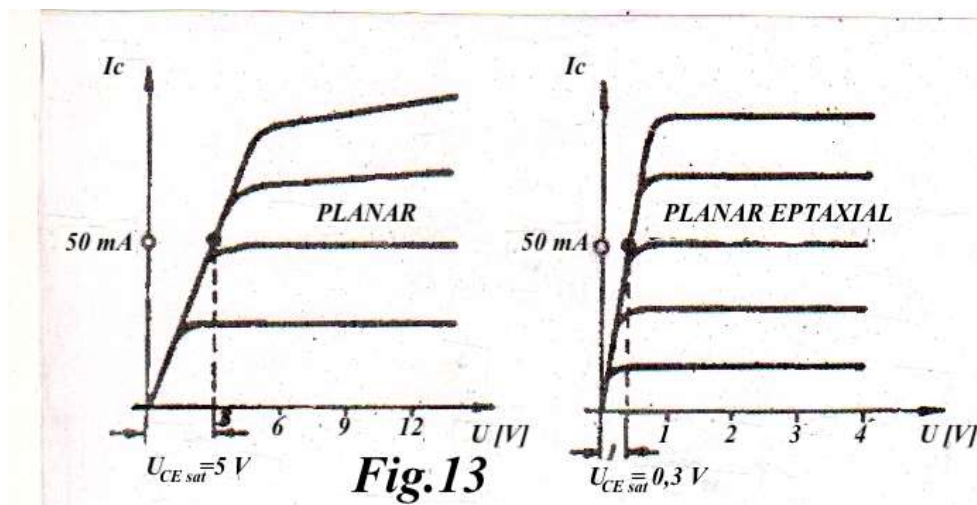
Aceasta ar fi în linii mari succesiunea operațiilor și procedeele tehnologice principale de fabricație a tranzistoarelor planare.

Tranzistoare planar epitaxiale.

Foarte multe din tranzistoarele planare sunt astăzi și epitaxiale deci planar-epitaxiale. Pentru a se înțelege la ce este bună epitaxia trebuie spus câte 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 dopat în volumul său; doar în apropierea joncțiunii avem o concentrație mai mare de atomi, dar numai într-un strat foarte subțire. Și la tranzistoarele difuzate-aliat (drift) avem aceeași situație. De rezistivitatea colectorului deci de gradul lui de dopare 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 dopat omogen în volum deci și în adâncime. Amplificarea tranzistorului la frecvențe mari este determinată după cum se știe de f_T , iar f_T este influențat hotărâtor de capacitatea colectorului C_C . Amplificarea este cu atât mai mică cu cât 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 cât stratul de blocare este mai gros cu atât este mai mică capacitatea. Dar pentru a avea un colector cu C_C mică este necesară o dopare slabă în volumul său, deci un material de rezistivitate mare și cât 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 dopat.



O rezistență mare de colector în general necesară pentru a asigura o tensiune inversă mare mai înseamnă și o tensiune mare de saturație U_{CEsat} , deoarece $U_{CEsat} = R_C \times I_C$ și se prezintă ca în figura 13, unde este arătată caracteristica $I_C = f(U_{CE})$ comparativ pentru un tranzistor planar și altul planar epitaxial. Prin epitaxie se înțelege un strat foarte subțire de structură monocristalină orientată crescut pe un cristal de siliciu. „Crescut” înseamnă, fizic, care continuă structura de monocristalin a cristallului suport. Tehnologic, pe o plachetă groasă de siliciu monocristalin, puternic dopat, de o conductibilitate mare, aproape metalică se crește (se depune) din fază gazoasă un strat foarte subțire de rezistivitate mare (slab dopat). Acest strat va constitui din punct de vedere electric colectorul tranzistorului planar epitaxial. Mărirea rezistenței reziduale R_C și deci tensiunea de saturație U_{CEsat} 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 mai mici a colectorului slab dopat 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 timpilor

pentru mărirea f_T respectiv pentru reducerea timpilor de comutație a tranzistoarelor planare, obținându-se practic un colector de două zone diferite de dopare și nu un colector dopat omogen ca la tranzistoarele aliate.

La tranzistoarele ***npn*** planar epitaxiale tehnologia începe deci de la o plachetă n^+ cu epitaxie 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 (*radio*) și TV:

PLANARE: BF178¹⁾, BF167²⁾, BF180³⁾, BF200³⁾

PLANAR EPITAXIALE: BC107, BC108, BC109⁴⁾, BF173⁵⁾, BF214-215⁶⁾, BD135 - BD136⁷⁾.

1) BF178, tranzistor pentru etaje finale video, cu o tensiune $U_{CE} \geq 150$ V, are în primul rând sarcina de a rezista la tensiune mare, tensiunea de saturație ($U_{CEsat} = 3$ V ÷ 5 V) nefiind importantă în regimul de lucru din amplificatorul video. Este tranzistor planar, cu un colector foarte slab dopat care conferă tensiune mare, capacitate mică. Frecvența f_{Tmare} se obține prin geometria structurii (în „pieptene”) și rezistența distribuită a bazei r_{bb} , foarte mică (circa 20 Ω) prin suprafața mare a bazei difuzate cât și prin forma bazei.

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

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

4) BC107, BC108, BC109. Tranzistoare planar-epitaxiale, deoarece sunt 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, BC108, BC109 care se deosebesc prin tensiunea inversă și amplificare, epitaxia face ca U_{CEsat} să fie de ordinul a 0,2 V la $I_C = 10$ mA la 20 mA și doar de 0,7 V la 1 V la $I_C = 100$ mA. Excepțională se obține și comportarea la comutare datorită capacității mici a colectorului ($C_{CB} = 4$ pF ... 6 pF) și ca urmare un foarte bun f_T (150 MHz la 300 MHz).

5) Tranzistorul BF173 spre deosebire de BF167, are epitaxie, pentru a avea tensiunea de saturație foarte mică. Aceasta dă posibilitatea prelucrării semnalelor mari din ultimul 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 tensiunea de alimentare este de 10,3 V ÷ 10,8 V, iar tensiunea continuă pe emitor este de 0,8 V, rămâne: $U_{CE} = U_A - U_E = 10,5$ V - 0,8 V = 9,7 V. Dacă U_{CEsat} la $I_C = 7$ mA ar fi de 4 V ca la BF167, ar rămâne pentru excursie semnalul de FI doar: 9,7 V - 4 V = 5,7 V adică insuficient. Așa cu $U_{CEsat} = 0,7$ V la $I_C = 7$ mA, rămâne o tensiune utilă continuă de 9 V pentru semnalul de FI.

6) BF214, BF215 sunt tranzistoare planar-epitaxiale pentru simplu motiv că utilizându-se la receptoarele, inclusiv cele portabile cu alimentare de 4,5 V sau 6 V, este necesar ca U_{CEsat} să fie cât mai mic pentru ca tensiunea utilă să fie cât mai mare (cât mai mult din tensiunea de alimentare). Să nu se uite că și tensiunea $U_{BE} = 0,7$ V intră în socoteală. Tranzistoarele BF214, BF215 mai pot funcționa și cu U_{CE} sau U_{CB} de ordinul a 1,5 V ÷ 2 V; dacă tranzistorul ar fi doar planar, nu ar putea fi folosit în R.R. (*Radio Receptoare*).

7) BD135 (***npn***) - BD136 (***pnp***), destinate etajelor finale de audiofrecvență cât și etajelor finale de baleiaj vertical trebuie să aibă U_{CEsat} foarte mic la curenți mari și de aceea trebuie să fie epitaxiale, ceea ce și au:

$U_{CE\text{ sat}} < 0,15 \text{ V}$ la $I_C = 50 \text{ mA}$ și $U_{CE\text{ sat}} = 0,6 \text{ V}$ la $I_C = 1 \text{ A}$ ceea ce este excepțional pentru un tranzistor metalic mic.

✱

DIODA; TRANZISTORUL, REZISTENȚA, CONDENSATOR ; TOATE PLANAR.

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

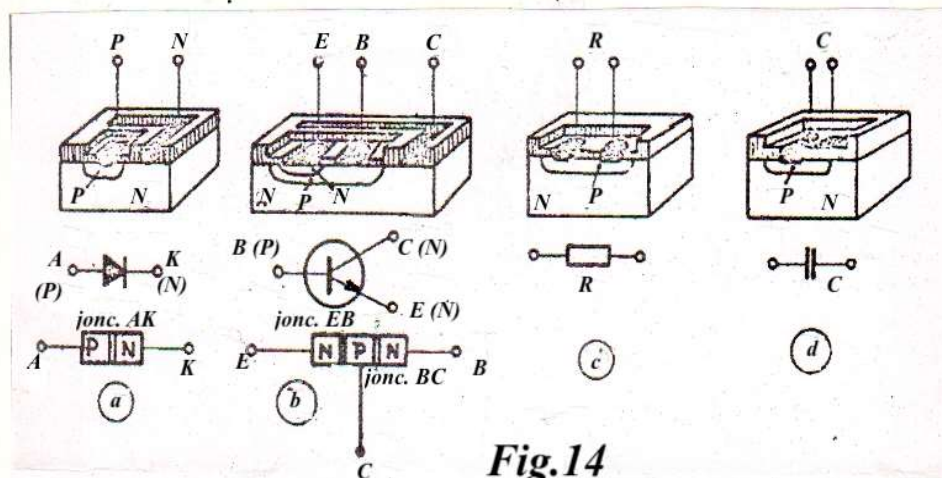


Fig.14

În figura 14 a, se arată schematic o diodă planară, la care este contactată zona *p* (similar bazei) și zona *n* (substratul) similar colectorului. Tranzistorul ne este deja cunoscut. Nouă este prezentarea modului de conectare al colectorului, cu un contact metalic (folie de Al depusă în vid) pe o fereastră de oxid corodat în formă de „L”.

Pentru a realiza o rezistență în tehnica planară, este suficientă difuzia unei zone *p* în cristal de tip *n* și contactarea în 2 locuri a acestei zone, direct cu folii de Al. Gradul de dopare va determina rezistivitatea zonei *p* și deci valoarea rezistenței împreună cu suprafața zonei *p*, care din motiv fizice nu poate fi mai mare de $30 \text{ k}\Omega \div 40 \text{ k}\Omega$. Condensatorul din figura 14d, este tot o zonă difuzată de tip *p* în cristal *n*, și apoi contactată cu metal. Celălalt electrod al condensatorului este o folie de aluminiu depusă peste stratul de oxid care joacă un rol de dielectric. Valori maxime: 600 pF/mm^2 . Aceste exemple de aplicare a tehnologiei planare sunt credem suficiente și pentru înțelegerea posibilităților pe care le oferă această tehnică pentru elaborarea și fabricarea circuitelor integrate.

CAPITOLUL II

DIODE

Din fizica elementară este cunoscut faptul că semiconductoarele sunt caracterizate de un coeficient negativ al conductibilității electrice proprii, astfel că la temperaturi apropiate de zero absolut ($- 273 \text{ }^\circ\text{C}$), în semiconductor nu există niciun 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.

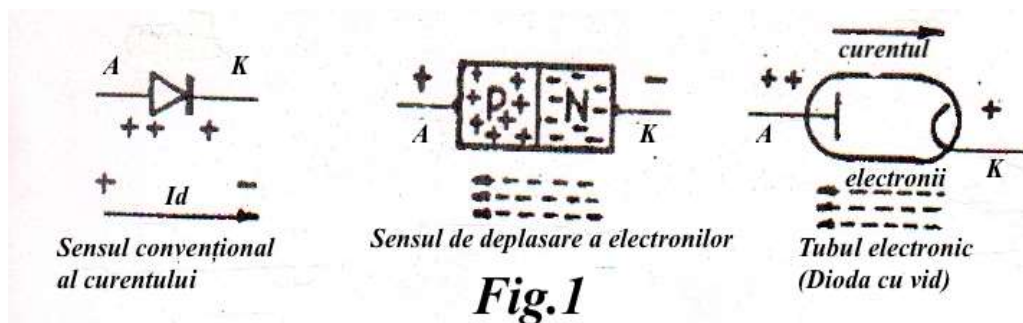
Pe măsură ce temperatura crește, numărul electronilor liberi din semiconductor crește și ca urmare crește conductibilitatea intrinsecă a semiconductorului, sau altfel spus îi scade rezistența. La germaniu la temperatura de 90 °C iar la siliciu la 200 °C, numărul electronilor liberi este așa de mare încât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

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

Prin doparea germaniului (sau a siliciului) cu o mică cantitate de element din grupa 5 (pentavalent – adică cu 5 electroni pe ultima orbită), prin combinare în rețeaua cristalină rămâne un exces de electroni liberi care vor avea rolul de purtători de sarcină, rezultând 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, asigurând o conductibilitate de tip *p*. Deci atunci când în semiconductor purtătorii de sarcină sunt electroni avem în conductibilitate de tip *n*, iar când purtătorii de sarcină sunt goluri, conductibilitatea este de tip *p*.

Dioda semiconductoare are neaparat o zonă de conductibilitate *p* și o zonă de conductibilitate *n*. Între cele două 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 când „conduce” : prin joncțiune se deplasează purtători de sarcină, deci trece curent electric prin diodă. Vom reprezenta în figura 1 o diodă prin simbolul ei, o joncțiune semiconductoare și pentru aducere aminte un tub electronic diodă:



Aplicând 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 polarizare directă a joncțiunii. În această situație, electronii care sunt foarte mulți în zona *n* și reprezintă purtătorii majoritari de sarcină sunt atrași spre zona *p* unde prin însăși doparea 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 deplasându-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 V ÷ 0,2 V la diodele cu germaniu și circa 0,55 V ÷ 0,6 V la diodele cu siliciu. Aceasta se numește tensiune de prag a diodei. Atunci când conduce, căderea de tensiune pe diodă însă este mai

mare decât 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:

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

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

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

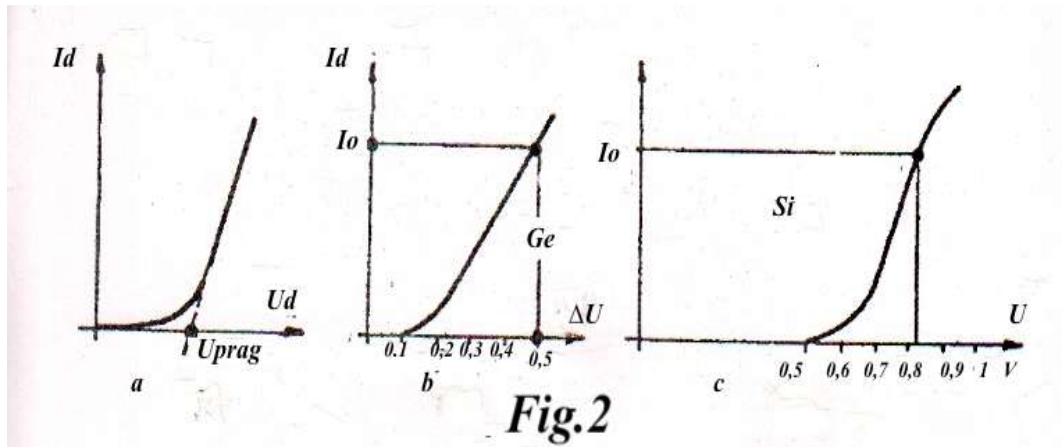


Fig.2

Se observă caracteristica mult mai abruptă a diodei cu siliciu (figura 2c) ca și curbarea caracteristicii la curenți mari, când 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 câțiva 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_O sau I_{FAV} – curentul mediu redresat

I_{FRM} – valoarea de vârf a curentului direct periodic, respectiv, la funcții sinusoidale deformate sau la tensiuni nesinoidale

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

V_F – căderea directă la curentul I_{FM}

Parametru I_F se referă deci numai la cazul când 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 RAS spre selector și spre FI.

Diodele redresoare sunt caracterizate de I_O sau I_{FAV} , de exemplu la diodele seria F407 – F107 este de 0,75 A pentru o durată nelimitată.

Prin I_{FSM} se poate 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 care 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 TV la care $C = 200 \mu F$ iar tensiunea alternativă este de 220 V_{ef} dioda cu Si, F407 este supusă în primul moment la anclanșarea TV, chiar în prima semialternanță ($t=10$ ms), la un puls de curent foarte mare, deoarece elco (*electrolytic capacitor*) de 200 μF descărcat se prezintă aproape ca

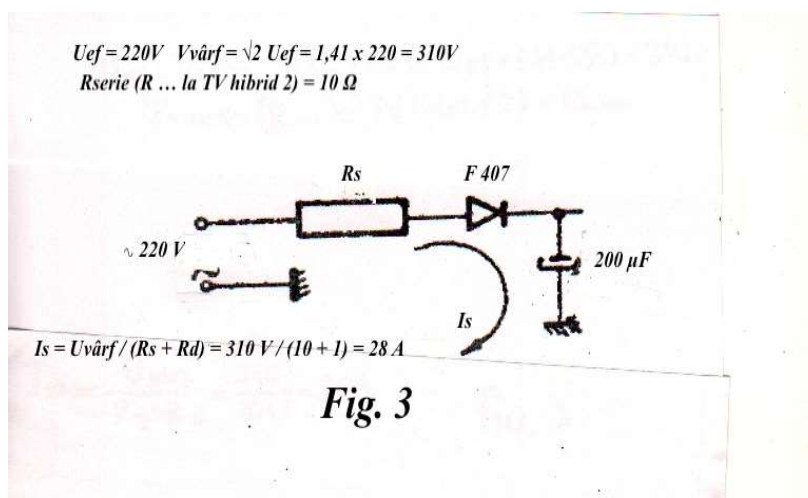
un scurtcircuit. Să determinăm pulsul de curent (I_{FSM}) care solicită dioda F407 în redresorul TV la pornire (vezi figura3) știind că rezistența R_d a diodei în conducție este de circa 1Ω .

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

R serie (R900 la TV Hibrid 2) = 10Ω

Rezistența $R_S = 10 \Omega$ și 10 W 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_{FSM} este la dioda redresoare F407 de 4 A ; acest curent poate apărea în schemele redresoare în mod repetitiv adică la fiecare perioadă, în general sub formă de impulsuri scurte.



Atât curentul I_{FSM} (admis 30 A) cât și curentul I_{FRM} (admis 4 A) la dioda, specificați de fabricant, sunt limite stabilite de fabricant din considerente termice, ținându-se seama de capacitatea joncțiunii de a suporta cu bine căldura care se dezvoltă în joncțiune instantaneu în timpul pulsului mare de curent I_{FSM} sau I_{FRM} și care căldură nu are timp să se evacueze. Un impuls de curent cu $t = 10 \text{ ms}$ și amplitudine de 30 A , de exemplu, când căderea de tensiune pe diodă este de circa 3 V îi corespunde o putere de 90 W respectiv o energie de $0,9 \text{ Watt secundă}$ sau $0,9 \text{ mJ}$ (mili jouli).

Tot așa, este ușor de intuit joncțiunea **pn** ca suprafață de separație, ca strat de barieră atunci când dioda este polarizată invers, joncțiunea este blocată, prin joncțiune nu trec purtători 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 suportând chiar 3.000 V tensiune inversă.

În figura 4 se arată caracteristica inversă tipică pentru diode cu Ge și cu Si.

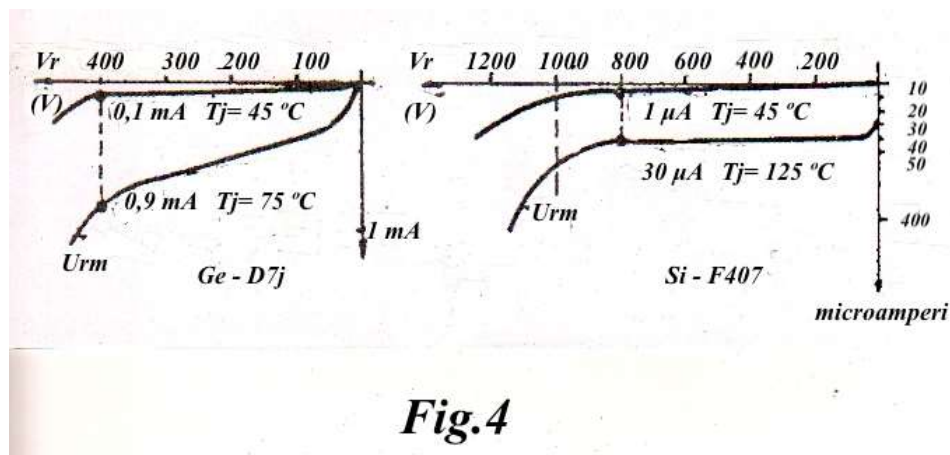


Fig.4

Datorită impurităților din joncțiune există purtători minoritari de sarcină care fac ca prin joncțiune să curgă totuși un curent foarte mic la diodele cu Si de ordinul microamperilor iar la Ge de maxim 1 mA. Curentul invers crește mult la o tensiune inversă apropiată de tensiunea inversă maxim admisă, putând atinge valori de ordinul a $5 \mu\text{A} \div 10 \mu\text{A}$ la diodele cu Si și $0,5 \text{ mA} \div 1 \text{ mA}$ la diodele cu Ge așa cum se vede din figura 4. Vedem de asemenea în figura 4 că temperatura joncțiunii influențează foarte puternic curentul invers; la diodele redresoare F407 acesta este de circa $1 \mu\text{A}$ când dioda redresează un curent de $0,15 \text{ A}$ și temperatura joncțiunii este de $45^\circ\text{C} \div 50^\circ\text{C}$. Dar în regim limită de funcționare când $I_O = 0,75 \text{ A}$, $U_d = 1 \text{ V}$ deci $P_{\text{disipată}} = 0,75 \text{ W}$, joncțiunea se încălzește la $100^\circ\text{C} \div 200^\circ\text{C}$ și ca urmare curentul invers crește la $35 \mu\text{A} \div 40 \mu\text{A}$.

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

Depășirea cu $10\% \div 20\%$ 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 la 100 ori peste normal topind în acel loc joncțiunea.

Pentru regimul de solicitare inversă se definesc câteva tensiuni :

V_R – tensiunea inversă maximă în curent continuu,

V_{RM} – tensiunea inversă maximă în regim de redresare a unei tensiuni alternative sau periodic pulsatorie,

V_{RRM} – tensiunea inversă maximă repetitivă a vârfurilor sau „ciocurilor” scurte de tensiune care apar periodic, deci repetitiv,

V_{RSM} – tensiunea inversă de vârf, nerepetitivă, sunt supratensiuni accidentale care apar foarte rar, ca fenomen neperiodic, ce nu se repetă.

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

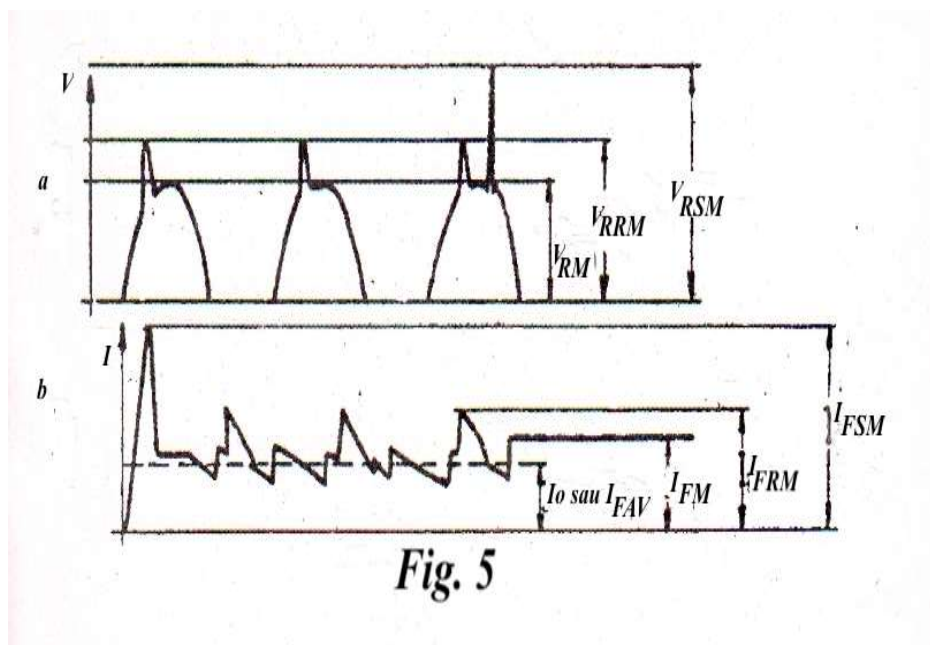


Fig. 5

Simbolurile de mai sus sunt adoptate internațional; semnificația literelor (din limba engleză) este ușor de ținut minte:

F – „forward” adică direct,

R – „reverse” adică invers sau repetitiv când apare a doua oară în simbol,

M – „maxim”

S – „surge” adică supra în sensul de supratensiune sau supracurent

AV – „average” adică mediu pentru curent.

La un redresor TV, tensiunea inversă maximă (de serviciu) adică V_{RM} , apare pe dioda F407 (1N4007), atunci când tensiunea rețelei crește accidental la $245\text{ V} \div 250\text{ V}$ iar filamentele încă nu s-au încălzit și ca urmare datorită lipsei de consum, primul electrolitic se încarcă la valoarea de vârf a tensiunii de rețea, adică la circa 350 V . Cum valoarea de vârf a tensiunii de rețea ($\sqrt{2} \times U_r = 1,41 \times 220$) este tot de circa 350 V înseamnă că dioda este supusă la o tensiune inversă de circa 700 V adică: $2(\sqrt{2} \times U_r = 2,82 \times U_r)$. În televizoare, procese tranzitorii accidentale fac să apară tensiuni inverse de tip nerepetitiv de circa, 900 la 1.000 V , adică mai puțin decât tensiunea V_{RSM} care este de 1.200 V la dioda F407 (*simbolul: $\sqrt{}$ este pentru operația matematică: radical de ordinul doi*).

Tipuri și familii de diode

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

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

Tensiunea inversă maximă V_{RM} , continuă sau de vârf 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
VR [V]	10	25	25	30	45	45	100	100
VRM [V]	15	30	25	30	45	45	115	115
IFAV; IF [mA]	20	30	30	30	30	30	30	50
IFRM [mA]	60	90	90	90	100	100	90	150
IFSM [mA] t $\neq$ 1 sec.	200	300	300	300	300	300	200	500
VF [V/mA]	1/5	0,9/5	1,2/10	1/5	0,5/5	1/10	0,8/5	2/30
IR [μ A] (la UR)	< 200	< 200	< 200	< 200	< 300	< 300	< 250	< 380
	Det.MA	Det.video	Det.video	comutare	Det.video MA, MF	Det.MF	impulsuri	impulsuri

Examinând tabelul se vede că această familie de diode punctiforme pot redresa un curent de 25 mA ÷ 30 mA, pot suporta un curent de impuls singular (I_{FSM}) de 200 mA la 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 eficace U_r ce urmează a fi redresată cu diode din seria EFD nu va depăși 30 % din tensiunea inversă V_R , deoarece tensiunea inversă într-un redresor de acest fel este de $2,82 \times U_R$. Spre exemplu dioda EFD106 care are $V_R = 25$ V poate redresa o tensiune alternativă de circa 8 V, iar dioda EFD108 de circa 25 V la 30 V.

Proprietățile de frecvență ale acestor diode sunt asemănătoare astfel că oricare din ele poate fi folosită ca detector de MA și video. Pentru detecția de MF se poate folosi numai diode EFD115 care sunt întotdeauna împerecheate după proprietăți dinamice (capacitate, rezistență). Diodele EFD108 admit o tensiune inversă de 100 V la 110 V și sunt utilizate în circuite cu impulsuri, ca de exemplu circuitul RAS cu poartă la TV hibrid 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 figura 5a și tabelul alăturat.

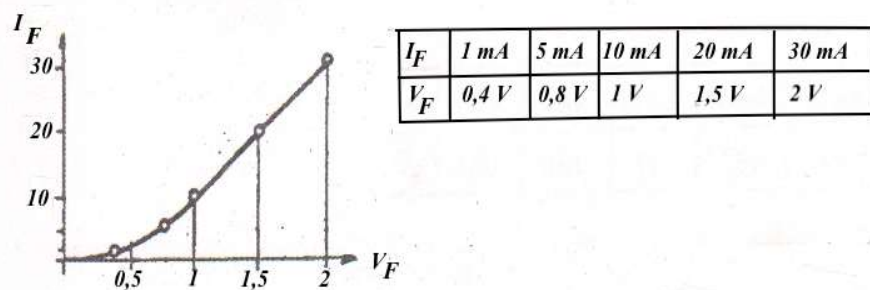


Fig 5a

2. Diode redresoare.

Tehnologia difuziei în siliciu permite fabricarea unor diode redresoare cu calități excepționale cu tensiunea inversă de ordinul a 1.000 V și curent redresat de circa 1 A și curent de suprasarcină de scurtă durată (I_{FSM}) de ordinul a 30 A ÷ 40 A.

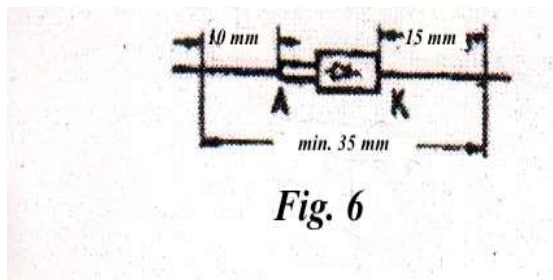
a. Familia F407

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:

Tip	F407	F307	F207	F107	F097	F057
V_R [V]	800	600	400	100	80	50

La toate aceste diode curentul continuu admis (I_F) este de 1 A, curentul mediu redresat (I_O) 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 exemplu F207 admite 400 V iar F057 doar 50 V. Tensiunea inversă de scurtă durată repetitivă V_{RRM} este cu circa 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 sunt închise în capsula metalică DO13, la care catoda diodei este fixată pe partea metalică asigurând 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 diodei și 15 mm de la corpul diodei pe terminalul catodic (figura 6).



b. Familia 1N4000

Simplificarea tehnologiei de încapsulare a condus la realizarea diodelor redresoare în plastic, renunțându-se la capsula metalică scumpă DO13. Capsula de plastic al diodelor din seria 1N4000 are 6,6 mm lungime și diametrul de 3 mm. 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 egal cu 1 A la $T_{amb} = 65^\circ\text{C} \dots +75^\circ\text{C}$

I_O (I_{FAV}) – curentul mediu redresat egal cu 0,75 A la $T_{amb} = 100^\circ\text{C}$ (ambient),

I_{FRM} – curentul maxim repetitiv egal cu 5 A,

I_{FSM} – curentul de vârf repetitiv (de șoc) nerepetitiv egal cu 40 A,

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

R_{thjc} – rezistența termică joncțiune – capsulă: 60°C/W cu terminale de 10 mm,

I_R – curentul invers la V_{RRM} , 5 μA , la $T_j = 25^\circ\text{C}$, 50 μA la $T_j = 100^\circ\text{C}$,

Tensiunile inverse ale diodelor din familia 1N4000 sunt date în tabel

Tip	V_R [V]	V_{RRM} [V]	V_{RSM} [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 folosite în punți redresoare, unde tensiunea alternativă eficace ce urmează a fi redresată va fi de cel mult 0,6 din tensiunea inversă V_R admisă pentru fiecare tip. De exemplu, 4 diode 1N4004 se poate o punte redresoare 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 până când 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 rezistiv 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 plus (+) la minus (–) și ca urmare dioda va trece din starea de conducție în starea de blocare. Observând 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 circa 2 ns (nanosecunde). Acesta este timpul de comutare inversă notat prin convenție cu t_{rr} (*reverse recovery time*).

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 mA la 20 mA după o anumită curbă. Acesta este timpul de creștere al curentului prin diodă.

Timpii aceștea de întârziere depind de mai muți factori (suprafața joncțiunii), capacitatea acesteia, gradul de dopare (rezistivitatea zonelor **pn**) și alți factori.

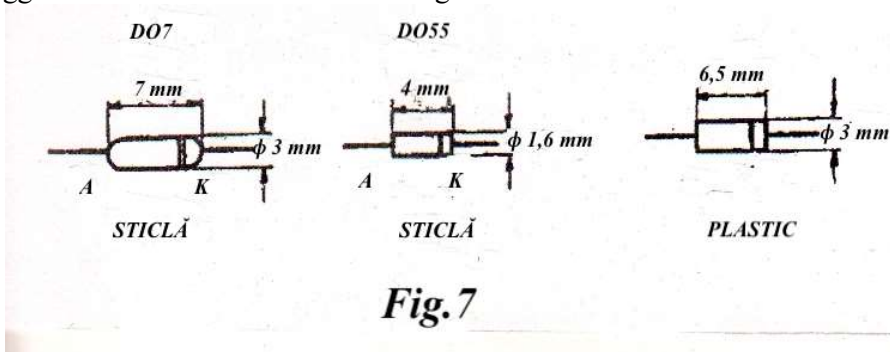
Pentru diodele cu germaniu din seria EFD100 timpul de comutare inversă t_{rr} este de ordinul 100 ns ÷ 200 ns putând fi utilizate ca diode de viteză medie. În multe aplicații în electronică sunt necesare diode mai rapide, cu timpul de întârziere de ordinul 2 ns ÷ 5 ns; acestea sunt diodele rapide de comutație sau diodele de comutație rapidă, realizate prin tehnologia planar epitaxială.

Câteva din cele mai răspândite diode de acest fel sunt: 1N914 la 1N4148, 1N3064 la 1N4151, 1N4009 la 1N4151. Aceste diode planar epitaxiale cu siliciu ocupă astăzi (*anul 1976*) 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 DO55	V_R [V]	V_{RM} [V]	I_o [mA]	I_{FSM} [mA]	V_F [V]	I_R la V_R	t_{rr} de la $I_F=10$ mA la $I_R=1$ mA	Capacitate
1N914	1N4148	75	100	100	500	< 1	5 μ A	4 ns	< 4 pF
1N3604	1N4151	50	75	100	500	< 1	5 μ A	2 ns	< 2 pF
1N4009	1N4154	25	35	100	500	< 1	25 μ A	4 ns	< 4 pF

Capsula DO7 este capsula de sticlă uzuală a diodelor EFD103 ... EFD115 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 sunt date în figura 7 :



Pentru aplicații în circuite de puteri mari, s-a elaborat o diodă de circa 0,4 A și 300 V ÷ 1.000 V, de viteză medie ca de exemplu BA148, BA157 ... BA159, 1P643 ... 1P647 utilizată în TV alb negru 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 ($T_{amb}=45$ °C) [A]	I_{FRM} [A]	I_{FSM} [A]	V_F la 1 A [V]	t_{rr} 10/1 mA [ns]	C_{pF} ($U_R=1$ V) [pF]
1P643	50	55	0,4	1	5	< 1,5	< 500	< 24
1P644	100	110	0,4	1	5	< 1,5	< 500	< 24
1P645	225	250	0,4	1	5	< 1,5	< 500	< 24
1P646	300	330	0,4	1	5	< 1,5	< 500	< 20
1P647	400	440	0,4	1	5	< 1,5	< 500	< 20
1P649	600	650	0,4	1	5	< 1,5	< 400	< 20
BA148	300	350	0,3	2	10	< 1,2	< 200	< 12
BA157	3500	400	0,4	1	10	< 1,2	< 300	< 15
BA158	550	600	0,4	1	10	< 1,2	< 300	< 12
BA159	950	1000	0,4	1	10	< 1,2	< 300	< 10

Diodela BA148, BA157, BA158, BA159 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, durata și amplitudinea impulsurilor sunt arătate mai jos în figura 8.

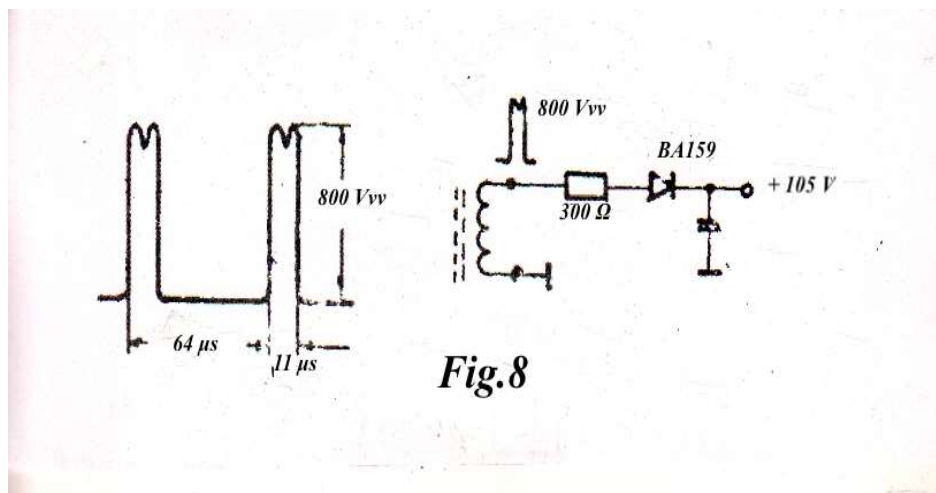


Fig.8

Din impulsurile de 800 V_{VV}, cu o durată de 11 μs se obține prin redresare o tensiune continuă de circa 105 V ÷ 110 V, condensatorul de filtraj C₁₃₃ fiind numai de 12 μF. Se vede că durata pulsurilor este de circa 1/6 din perioada de 64 μs, astfel că, energetic, rezultă o „umplere” de circa 1/6, respectiv tensiunea medie redresată este de circa 135 V, din care se obțin 105 V (filtrat). Succesiunea impulsurilor este la frecvența liniilor adică 15.625 Hz, timpul de creștere al impulsului de tensiune fiind de circa 1 μs. 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 BA159 care „răspunde” la impulsuri de această frecvență. Tensiunea inversă care solicită dioda este chiar 800 V (dioda are U_{RRM} = 950 V).

Un alt exemplu de utilizare, este obținerea unei tensiuni continue de circa 30 V la televizorul cu circuite integrate, tot din transformatorul de linii, ca în figura 9, prin redresarea cursei directe a impulsurilor de linii. Se vede că între impulsurile negative au amplitudine de circa 230 V_{VV}, este prezentă și tensiunea pozitivă

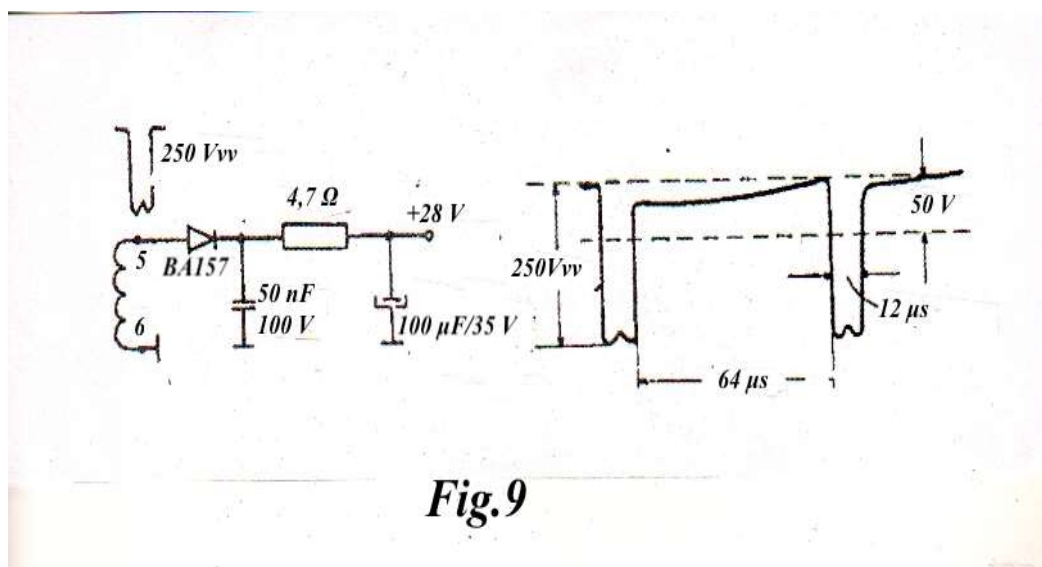


Fig.9

din timpul cursei directe cu amplitudine de circa 32 V, și durată de circa 52 μ s. Valoarea medie a tensiunii directe este de circa 30 V din care se obține prin redresare și filtrare cu o capacitate mare (1.000 μ F), o tensiune continuă de circa 28 V la un curent de 0,28 A $\div$ 0,29 A.

Puterea debitată de acest redresor este de circa 8,5 W din care se alimentează etajele de joasă tensiune ale televizorului (calea FI, calea de sunet, amplificatorul de AF 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 exemplu în figura 9 rezistența de 4,7 Ω plus rezistența ohmică a înfășurării W_{56} reduc pulsul de curent la circa 4 A $\div$ 5 A adică sub I_{FSM} (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 planară 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 pătrund în zona **p** iar o parte mică de goluri intră în zona **n**. Se formează astfel câte un strat de polaritate opusă de cele două părți ale zonei de contact, care este tocmai joncțiunea **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 două 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 , joncțiunea devine mai săracă în purtători de sarcină deoarece cele două straturi cu sarcină se îndepărtează unul de altul. Asemuind acest ansamblu unui condensator, cele două straturi cu sarcini sunt cele două 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 că aceste diode au un curent invers I_R extrem de mic. La tensiunea inversă de 25 V, I_R este de mult 0,1 μ A. 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 în tabelul de mai jos:

	BB 139	BB109	BB142	BB141	BB125	BB124	BB105
C_{3V} [pF]	29	28	12	11	11	12	1,5
C_{25V} [pF]	5	5,5	2,7	2,3	2,3	2,7	2,5

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

$$C = C_{3V} [(3 \text{ V} + U_D) / (U_R + U_D)]^n \quad \text{unde: } U_D = 0,7 \text{ V (Si)}$$

Exponentul „n” depinde de tehnologia în care este realizată dioda:

$n = 0,33$ diode aliate cu joncțiune **pn** liniară,

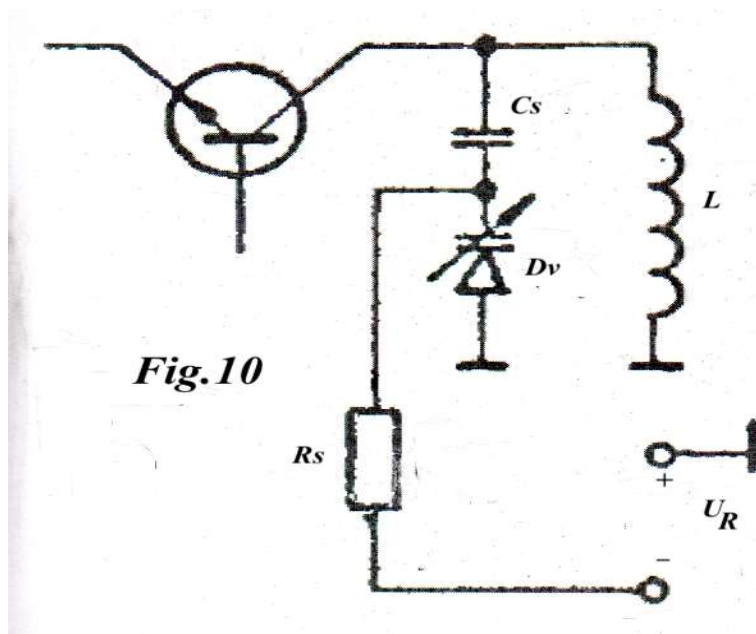
$n = 0,5$ diodea aliate sau planare cu un profil abrupt de difuzie,

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

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

Diodele varicap pentru selectoare de canale sunt 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. Având în vedere deosebita fiabilitate a diodelor varicap, defectarea lor are loc de obicei numai atunci când sursa de tensiune varicap se defectează și diodele sunt supravoltate în sens invers.

Utilizarea diodelor varicap este arătată în figura 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 decât capacitatea diodei varicap ($5 \text{ pF} \div 25 \text{ pF}$). În serie cu sursa de tensiune se conectează R_S , care pentru radiofrecvență apare în paralel pe L și deci trebuie să fie de câteva ori mai mare decât rezistența la rezonanță a circuitului acordat, deci mai mare de $10 \text{ k}\Omega \div 15 \text{ k}\Omega$. Pe de altă parte pentru ca punctul de lucru (tensiunea de polarizare) să nu fie influențată de către variațiile curentului invers I_R datorită temperaturii, valoarea R_S se alege nu prea mare (sub $100 \text{ k}\Omega$).

La oscilatorul selectorului de FIF sau la blocul de UUS, condensatorul C_S poate fi dimensionat astfel încât să aibă rol de pader (condensator de scurtare) astfel că 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. Cuvântul *PADER* este de sorginte englezesc și se scrie *PADDER* în engleză – *padder capacitor: a trimmer capacitor inserted in series with the oscillator tuning circuit of a superheterodyne receiver to control calibration at the low-frequency end of a tuning range.*

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, rezultă uneori zeci sau sute de grupe de diode; diodele fiecărei grupe pot însă forma terțetele de diode necesare utilizatorului.

Diode de comutare.

Aceste diode nu au nimic în comun cu diodele de comutație rapidă utilizate în circuitele logice, ca de exemplu 1N4148. Diodele de comutare înlocuiesc comutatoarele mecanice, mai precis o pereche de contacte ale unui comutator de exemplu în selectoarele de canale. Tipurile cele mai cunoscute sunt: diodele planare: BA234, BA244, BA182.

Când dioda de comutare este polarizată direct, conduce, prezintă o rezistență foarte mică de conducție (circa $0,5 \Omega$ la 1Ω) adică contact închis. Când dioda este blocată cu câțiva volți, rezistența ei inversă este foarte mare, de circa $1 M\Omega \div 2 M\Omega$, iar capacitatea stratului de barieră de circa $1 pF \div 1,4 pF$, adică contact deschis. În figura 11 se arată sugestiv polarizarea și funcția diodei de comutare.

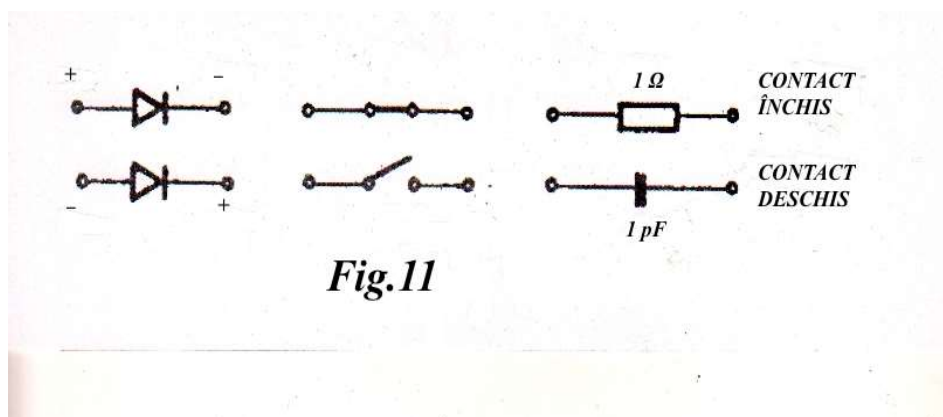


Fig.11

Nu orice diodă planară poate fi utilizată ca diodă de comutație. Prin procedee speciale de difuzie se obține raportul de 2×10^6 între rezistența de blocare și cea de conducție, în condițiile unei joncțiuni foarte mici. Tensiunea inversă maximă admisibilă este de $18 V \div 20 V$, 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 mA ... 5 mA. Pentru a limita curentul la această valoare în serie cu dioda de comutare se conectează o rezistență de limitare de $2 k\Omega$ la $5 k\Omega$ atunci când tensiunea de comutare este de $10 V \dots 15 V$

Iată cum se utilizează diodele de comutare:

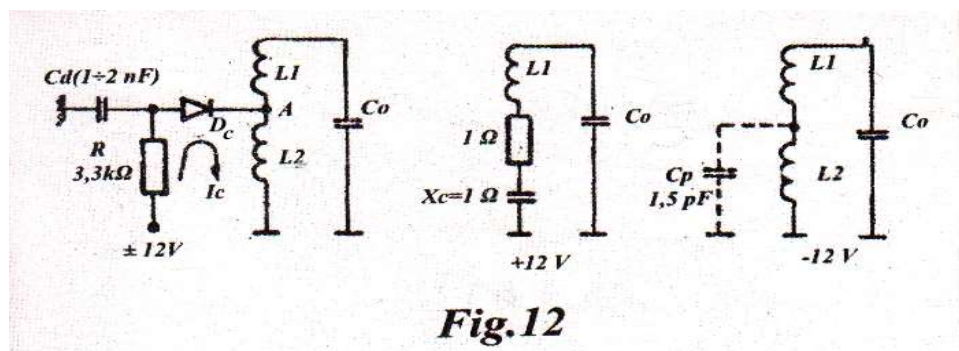


Fig.12

Circuitul oscilant ($C_0 L_1 L_2$) poate fi comutat cu ajutorul diodei de comutare Dc să lucreze fie pe o frecvență f_1 fie pe o frecvență f_2 . Când diodei Dc i se aplică o tensiune pozitivă (+12 V) pe anod, dioda de conduce, și prezintă o rezistență $r_d = 1 \Omega$, și prin ea curge un curent de $12 \text{ V} / 3,3 \text{ k}\Omega = 3,6 \text{ mA}$. Punctul A este pus la masă prin intermediul condensatorului $C_d = 1 \text{ nF} \dots 2,2 \text{ nF}$ (condensatorul C_d are la frecvența de 100 MHz o reactanță capacitivă de circa 1Ω , pentru $1 \text{ nF} \dots 2 \text{ nF}$ se obține $1,59 \Omega \dots 0,8 \Omega$). 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, ea se prezintă ca un condensator de $1,5 \text{ pF}$, inductanțele L_1 și L_2 sunt conectate în serie (se adună) și formează cu C_0 un circuit oscilant pe frecvența f_2 mai mică decât f_1 deoarece $L_1 + L_2 > L_1$. În paralel cu L_2 apare însă conectată capacitatea de $1,5 \text{ pF}$ a diodei blocate, care nu influențează prea mult frecvența de acord deoarece C_0 este oricum mult mai mare decât $1,5 \text{ pF}$. Trebuie menționat că în activitatea de service diodele de comutare pot fi înlocuite câte una (nu sunt terțete sau quartete); tipurile BA243, BA244, BA182 sunt interșanjabile.

Doda ZENER

Dioda zener este o diodă cu siliciu care în domeniul de conducție nu se deosebește de diodele obișnuite cu Si, având o tensiune directă de $0,6 \text{ V} \div 0,7 \text{ V}$. În domeniul tensiunilor inverse la tensiuni de $2 \text{ V} \div 3 \text{ V}$ dioda prezintă o rezistență de zeci și chiar sute de $\text{M}\Omega$ și un curent invers de ordinul nano amperilor, dioda fiind practic blocată. Crescând tensiunea inversă situația se menține până la o anumită tensiune, când curentul invers începe să crească lent la $100 \mu\text{A} \dots 200 \mu\text{A} \dots 500 \mu\text{A}$ pe o porțiune de circa $0,5 \text{ V} \div 0,8 \text{ V}$; aceasta este așa numită zonă de cot a tensiunii zener. Mărind apoi tensiunea inversă peste tensiunea de cot se observă o creștere foarte mare a curentului fără ca tensiunea să mai varieze semnificativ; 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 figura 13 se arată caracteristica unei diode zener DZ310 (dioda zener DZ310 – siliciu - având valoarea nominală de 10 V a fost produsă de I.P.R.S. – Băneasa în anii 1963 ÷ 1969, aproximativ), iar alături la scară mărită doar porțiunea zener. Se vede că domeniul de cot începe la circa $9,6 \text{ V}$ când $I_Z = 200 \mu\text{A}$, 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 până la curentul maxim admis de 25 mA . Dar se mai observă că pe măsură ce creștem tensiunea de la 10 V la $10,1 \text{ V}$ curentul crește de la 2 mA la 10 mA . Mai departe, la curentul zener de 20 mA , tensiunea la bornele diodei este de circa $10,2 \text{ V}$.

De aici unele concluzii importante pentru practică:

- a) curentul de cot este de circa $5 \% \dots 8 \%$ din curentul maxim $I_{Z \text{ max}}$ 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 figura 13.

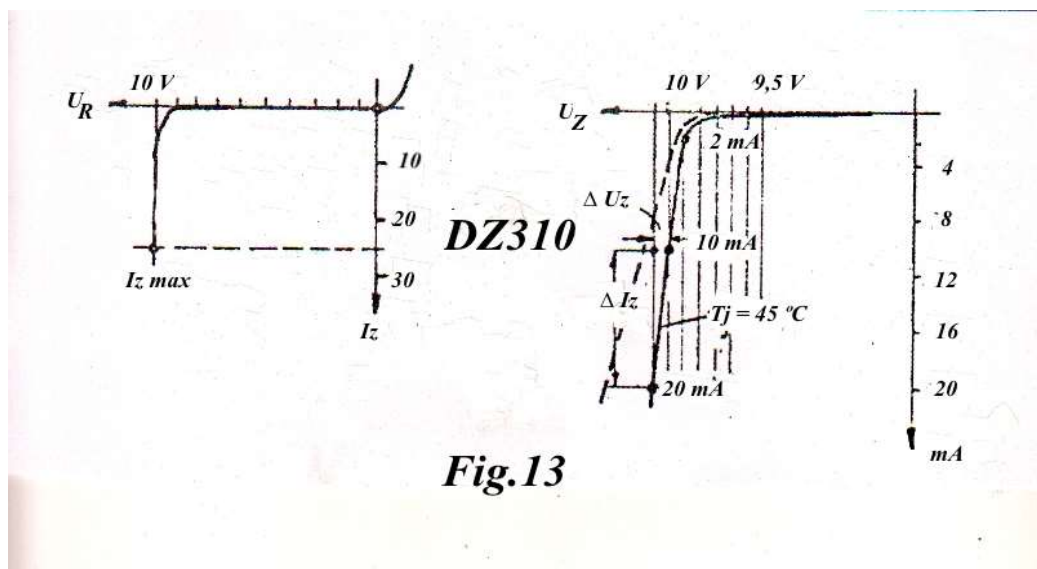


Fig.13

$$r_z = \Delta U_Z / \Delta I_Z$$

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)

Deci : $r_z = 0,1 \text{ V} / 0,01 \text{ A} = 10 \Omega$, de unde altă concluzie :

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

$$\Delta U_Z = \Delta I \times r_z$$

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

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

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 $7 \times 10^{-4} / ^\circ\text{C}$ la diodele zener cu $U_Z = 10 \text{ V}$. Dacă temperatura internă a diodei crește de la 25°C la 100°C , tensiunea zener va crește cu :

$$+ \Delta U_Z = \alpha_{UZ} \times \Delta t = 7 \times 10^{-4} (100^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) = 7 \times 10^{-4} \times 75 = 525 \times 10^{-4} = 0,525 \text{ V}.$$

Prin urmare o diodă DZ310 care la $T_J = 25^\circ\text{C}$ (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°C adică în funcțiune, la un curent de circa 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:

$$P_d = 10 \text{ V} \times 15 \text{ mA} = 150 \text{ mW},$$

Catalogul arată: rezistența termică joncțiune – ambiant, $R_{thj-a} = 0,35^\circ\text{C} / \text{mW}$, 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 presupunem că $T_{amb} = 40^\circ\text{C}$; va rezulta $T_J = T_{amb} + \Delta t$ adică temperatura joncțiunii este egală cu temperatura ambiantă plus încălzirea Δt datorată puterii din diodă. Ori: $\Delta T = R_{thj-a} \times P_d = 0,35^\circ\text{C}/\text{mW} \times 150 \text{ mW} = 53^\circ\text{C}$,

deci temperatura joncțiunii va fi : $T_J = T_{amb} + \Delta T = 40\text{ }^{\circ}\text{C} + 53\text{ }^{\circ}\text{C} = 93\text{ }^{\circ}\text{C}$. La această temperatură a joncțiunii tensiunea zener a diodei va fi cu $+\Delta U_Z$ mai mare decât la $25\text{ }^{\circ}\text{C}$:

$$+\Delta U_Z = (93 - 25)\text{ }^{\circ}\text{C} \times (7 \times 10^{-4}) = 0,48\text{ V}.$$

Măsurăm la rece (T_{amb}) dioda la $I_Z = 5\text{ mA}$ și constatăm de exemplu $U_Z = 10,3\text{ V}$ (dispersia admisă la dioda DZ310 este $9,5 \dots 10,6\text{ V}$); în schemă se va avea cu $0,48\text{ V}$ mai mult din cauza încălzirii și cu încă $0,1\text{ V}$ ($10\text{ mA} \times 10\text{ }\Omega$) datorită lucrului la curentul de 15 mA (și nu la 5 mA unde am măsurat dioda), deci în total: $U_Z = 10,3\text{ V} + 0,48\text{ V} + 0,1\text{ V} = 10,88\text{ V}$.

Diodele zener se fabrică astăzi (*an de referință 1976*) în gama de tensiuni cuprinsă între 3 V și 200 V , cu putere disipată de la $0,3\text{ W}$ la 15 W .

Se dau în tabelul de mai jos diodele zener de fabricație românească (*an de referință 1976*):

U_Z V	$\alpha U_Z /$ $^{\circ}\text{C}$	$P_d=300$ [mW]	I_{ZM} [mA]	r_Z [Ω]	$P_d=0,85$ [mW]	I_{ZT} [mA]	I_{ZM} [mA]	r_Z [Ω]	$P_d=1$ [W]	I_{ZT} [mA]	I_{ZM} [mA]	$P_d=10\text{ W}$	I_{ZT} [mA]
	mediu	TIP			TIP			X	TIP			TIP	
5,1	-1	DZ305V 1	40	20	PL5V1Z	100	150	5	-			-	
5,6	+1	DZ305V 6	33	15	PL5V6Z	100	140	2	-			-	
6,2	+2	Dz306V2	35	15	PL5V2Z	100	130	2	-			-	
6,8	+3	Dz306V8	33	15	PL6V8Z	100	120	2	1N301 6B	37	130	DZ106V 8	330
7,5	+4	DZ307V 5	31	12	PL7V5Z	100	110	2	1N301 7B	34	120	-	
8,2	+5	DZ308V 2	29	12	PL8V2Z	100	100	3	1N301 8B	31	110	DZ108V 2	280
9,1	+6	DZ309V 1	27	12	PL9V1Z	50	90	4	1N301 9B	28	100	-	
10	+7	DZ310	25	10	PL19Z	50	80	4	1N302 0B	25	90	DZ110	200
11	+8	DZ311	22	10	PL11Z	50	75	6	1N302 1B	23	82	-	
12	+8	DZ312	20	10	PL12Z	50	70	7	1N302 2B	21	75	DZ112	160
13	+9	DZ313	20	10	PL13Z	50	60	8	1N302 3B	19	67	-	
15	+9	-			PL15Z	50	55	9	1N302 4B	17	60	DZ115	130
16	+9	-			PL16Z	25	50	11	1N302 5B	15	56	-	
18	+9	-			PL18Z	25	45	14	1N302 6B	14	53	DZ118	110
20	+9	-			PL20Z	25	40	14	1N302 7B	12	48	-	
22	+9	-			PL22Z	25	36	14	1N302 8B	11	44	DZ122	91
24	+9	-			PL24Z	25	33	15	1N302 9B	10	40	-	
27	+9	-			PL27Z	25	30	15	1N303 0B	9	35	DZ127	75
30	+10	-			PL30Z	25	27	15	1N303 1B	8	31		
33	+10	-			PL33Z	25	24	15	1N303 2B	7	28	DZ133	62

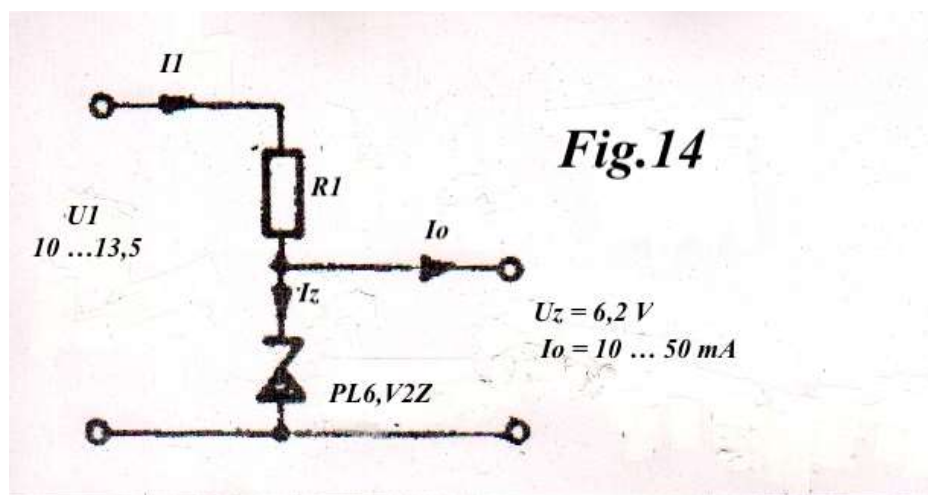
Examinând tabelul se vede că în general o diodă zener are în simbol cifrele și literele care indică tensiunea, de exemplu : DZ307V5 înseamnă, o diodă din seria 300 de $7,5\text{ V}$ (7V5). La fel seria de $0,85\text{ W}$, tensiunea este indicată în codul ficărei diode: de exemplu PL9V1Z, este o diodă în capsulă de plastic (PL) cu U_Z de $9,1\text{ V}$ (9V1) și Z (zener). Seria 1N3000 este destinată uzului profesional, fiind o diodă în capsulă metalică DO13, ca 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 de $+45\text{ }^{\circ}\text{C}$, iar la I_{ZT} (curentul zener de testare) este curentul la care se sortează dioda, la $T_{amb} = +$

25 °C. Familiile PL și 1N3000 au aceeași r_z (coloana X). Diodele din seria PL sunt încapsulate în plastic, în capsula F126, ca și diodele redresoare din seria 1N4001 – 1N4007. Atât seria PL cât și seria 1N3000 se extinde până la tensiunea de 200 V, de exemplu PL200Z respectiv 1N3051B. Seria de diode de putere DZ100 se întinde până la 180 V, tipul ultim fiind DZ180.

În practica circuitelor electrice diodele zener nu se încarcă 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 $I_{SM} = 130$ mA). Vezi figura 14.



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

$$R_1 = (10 - 6,2)V / (7 \text{ mA} \div 50 \text{ mA}) = 67 \Omega \quad (\text{se alege } 68 \Omega, \text{ valoare standardizată})$$

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 $I_{ZM} = 130$ mA.

$$\text{Știm că:} \quad I_1 = I_Z + I_o \quad \text{deci } I_Z = I_1 - I_o$$

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

$$I_1 (13,5 \text{ V} - 6,2 \text{ V}) / 68 \Omega = 7,3 \text{ V} / 68 \Omega = 107 \text{ mA}$$

Ca urmare: $I_Z = 107 \text{ mA} - 10 \text{ mA} = 97 \text{ mA}$ 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, cifră : Y, X sau Z fără semnificație tehnică, de exemplu 55; 85 codifică puterea disipată, tensiunea : 6V8 adică 6,8 V; 5V1 = 5,1 V etc.

De exemplu: BZY88C5V1 (diodă zene de 400 mW, $U_Z = 5,1$ V (5V1)).

Diode de recuperare.(Recovery diodes)

În etajele de baleiaj orizontal cu tranzistoare sau cu tiristoare pentru obținerea curentului în dinte de fierăstrău se folosește fie o pereche tranzistor – diodă, fie o pereche tiristor – diodă.

Cele două dispozitive care formează perechea sunt conectate întotdeauna în paralel și anume în „antifază”, astfel că atunci când tranzistorul conduce, dioda este blocată și viceversa. Dioda din pereche conduce de obicei în perioada când energia din etajul de baleiaj „curge” înspre sursa de alimentare, deci în perioada de recuperare a energiei. Procesele de comutație în etajele de baleiaj sunt relativ rapide, fiind vorba de timpi de ordinul a 1 μ s în care curentul scade de la 4 A $\div$ 5 A la zero, simultan tensiunea crescând de la 2 V $\div$ 3 V la valori de 200 V $\div$ 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 2.000 VA $\div$ 3.000 VA (de exemplu 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 sunt necesare diode cu $U_{RRM} = 700 \text{ V} \div 800 \text{ V}$ și curenți de vârf de 10 A $\div$ 15 A, având timpul de comutare invers t_{tr} de ordinul a 0,5 μ s. Aceste diode sunt tipurile BY189, BY190.

În baleiajul cu tiristoare pentru televizoarele alb – negru sunt necesare diode de comutație de puteri ceva mai mici cu $U_{RRM} = 500 \text{ V} \div 600 \text{ V}$ și curenți de vârf 5 A $\div$ 8 A, ca de exemplu BY198, BY199.

Dar nu numai diodele cu siliciu sunt adecvate comutației rapide în baleiaj. Diodele difuzate cu germaniu AY102, AY105, AY106 admit curenți de 5 A $\div$ 10 A și tensiuni de 200 V $\div$ 350 V.

În tabelul de mai jos sunt prezentate principalele diode de recuperare :

TIPUL	MAT	U_{RRM} [V]	I_F [A]	I_{FRM} [A]	I_{FSM} [A]	t_{rr} [μ s]	T_{jmax} [°C]	R_{thjc} [°C/W]	Capsula
AY102	Ge	320	7	10	10	< 0,6	90	2,5	TO3
AY105	Ge	250	1,5	5	7	< 0,7	90	40	AC180K
BYX71	Si	350	5	25	50	< 0,4	150	10	SOD-38
BY198	Si	400	1,2	10	70	< 0,5	150	60	DO13 pl
BY199	Si	800	1,2	10	70	< 0,5	150	60	DO13 pl
BY189	Si	750	4	16	75	< 0,3	150	5	~DO4
BY190	Si	650	4	10	75	< 0,3	150	5	~DO4
BYX55	Si	350	4	7	50	< 0,3	150	40	~DO4

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 sunt „produși” în catodă, datorită încălzirii acesteia de către filament până la o temperatură la care electronii părăsesc catoda și creează un nor de zeci de milioane de sarcini electrice, așa numita sarcină spațială a catodei. Pe anodul tubului este aplicată o tensiune pozitivă de $100\text{ V} \div 300\text{ V}$, din cauza căreia între anod și catod se naște un câmp electric puternic care atrage electronii spre anod. Electronii se deplasează spre anod și sunt 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 vidat dintre A și K se plasează un al treilea electrod (grila), și se aplică acesteia o tensiune, variind tensiunea grilei se poate varia curentul anodic.

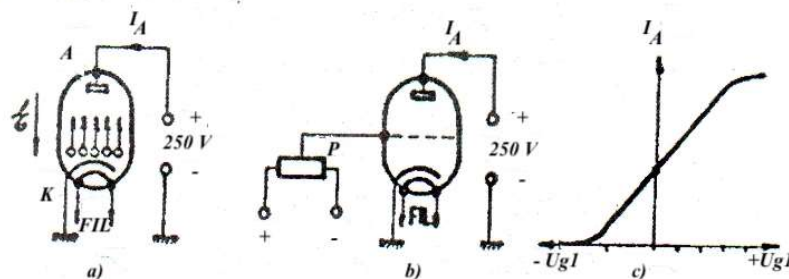


Fig.1

Caracteristica de conducție a triodei cu vid este arătată în figura 1c. Se vede că la polarizare negativă a grilei, curentul anodic scade (electronii sunt frânați 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 cât și prin schița simplificată a structurii.

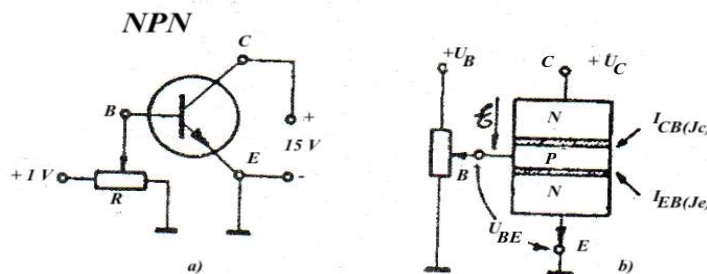


Fig.2

Tranzistorul are două joncțiuni:

- Joncțiunea colector – bază (jCB) numită și joncțiunea colectorului (jC);
- Joncțiunea emitor – bază (jEB) numită și joncțiunea emitorului (jE).

Cele două joncțiuni sunt realizate fizic în volumul de material semiconductor al bazei; deci baza este electrodul (*terminalul*) comun celor 2 joncțiuni. Fiecare joncțiune se comportă ca o diodă, conducând într-un singur sens. De aceea tranzistorul 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 **nnp** sau **pnp**; știind că baza este întotdeauna la mijloc, litera din mijloc arată cum trebuie să fie baza (*polarizată*) față de emitor.

E B C

—

n p n

p = pozitivă față de emitor la tranzistoarele **nnp**

E B C

—

p n p

n = negativă față de emitor la tranzistoarele **pnp**

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

nnp + (plus) pe colector la tranzistoarele **nnp**,

pnp - (minus) pe colector la tranzistoarele **pnp**

Înainte de a explica mecanismul de funcționare, reamintim că emitorul este întotdeauna puternic dopat, de circa 100 ori mai puternic dopat decât baza. Tot așa colectorul este mult mai dopat decât baza. De aceea în capitolul de tehnologie, la un tranzistor **nnp**, emitorul este întotdeauna notat cu **n⁺**, ca de altfel și colectorul, iar baza cu **p** și nu **p⁺**. Analizăm un tranzistor **nnp**:

Polarizând în direct joncțiunea emitorului (cu plus pe bază și cu minus pe emitor) adică aplicând tensiunea pozitivă pe bază, electronii care sunt 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 dopată). 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 tensiunea pozitivă iar joncțiunea este supusă câmpului electric datorat acestei tensiuni. Câmpul 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 decât curentul emitorului.

Trebuie să se remarce că, deși joncțiunea colectorului 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 imediata 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 **pnp**, curentul I_E intră în emitor și fiind cel mai mare, ceilalți doi curenți ies din tranzistor (vezi figura 3.a)

- la tranzistorul **nnp**, curentul I_E iese din emitor și fiind cel mai mare, ceilalți doi curenți intră în tranzistor (vezi figura 3.b)

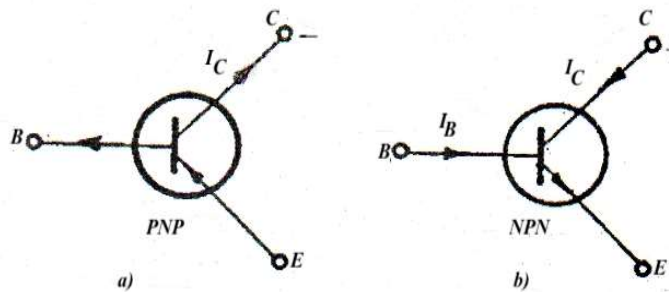


Fig.3

2. Amplificarea în curent continuu.

Știm că I_C este de multe ori mai mare decât I_B . Dacă variem curentul I_B variind tensiunea continuă U_{BE} aplicată pe bază cu ajutorul potențiometrului din circuitul bazei (figura 2), va varia și curentul de colector. La tranzistorul **nnp**, la o tensiune pozitivă mai mare pe bază, baza se va „deschide” mai mult lăsând 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 figura 4 se prezintă un montaj simplu cu ajutorul căruia se poate evidenția și măsura amplificarea de curent a tranzistorului. Cu schema din figura 4a se variază tensiunea bazei cu ajutorul potențiometrului P, ceea ce produce variația curentului I_B care se citește pe microampermetru (de fapt scara 100 μA a unui EAW) și simultan curentul de colector I_C pe miliampermetru (scara de 20 mA a EAW). (EAW - [Elektro-Apparate-Werke](#), a fost fabricant din R.D.G., se referă la un instrument de măsură fabricat în Republica Democrată Germană adică la un AVO – metru, AVO este prescurtarea: Amperi, Volți, Ohmi).

La un tranzistor BC108A, care are amplificarea $\beta = 100 \div 250$, la un curent de exemplu $I_B = 50 \mu A$ se va citi un curent $I_C = 5 \text{ mA} \dots 13 \text{ mA}$. 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 mA la 25 mA pentru a nu se depăși puterea disipată de 200 mW $\div$ 250 mW.

Schema din figura 4 permite măsurarea amplificării β la doi curenți I_C : prima măsurare la $5 \text{ mA} \div 10 \text{ mA}$ (I), a doua măsurare la $80 \text{ mA} \div 120 \text{ mA}$. Pentru a se feri tranzistorul AC181K de distrugere, tranzistorul trebuie montat pe o plăcuță de aluminiu de circa 40 cm^2 ($8 \text{ cm} \times 5 \text{ cm}$), astfel el poate disipa circa 1 W . Se va observa scăderea amplificării β cu creșterea curențului I_C , fenomen tipic tuturor tranzistoarelor într-o măsură mai mare sau mai mică (vezi figura 5).

Relațiile de mai jos se referă la fig. 4 :

I)

$$I_{B1} = U/R_{B1} = 10\text{V} / 100 \text{ k}\Omega = 0,1 \text{ mA}$$

$$\beta_1 = I_{C1}/I_{B1}; \text{ cu } I_{C1} = 10 \text{ mA}, \beta_1 = 100$$

$$I_E = I_C + I_B = 10 \text{ mA} + 0,1 \text{ mA} = 10,1 \text{ mA}$$

II)

$$I_{B2} = U/R_{B2} = 10\text{V} / 10 \text{ k}\Omega = 1 \text{ mA}$$

$$\beta_2 = I_{C2}/I_{B2} = 90 / 1 = 90, \text{ rezultă: } \beta_2 = 90$$

$$P_d = U_{CE} \times I_C = 10 \text{ V} \times 90 \text{ mA} = 0,9 \text{ W}$$

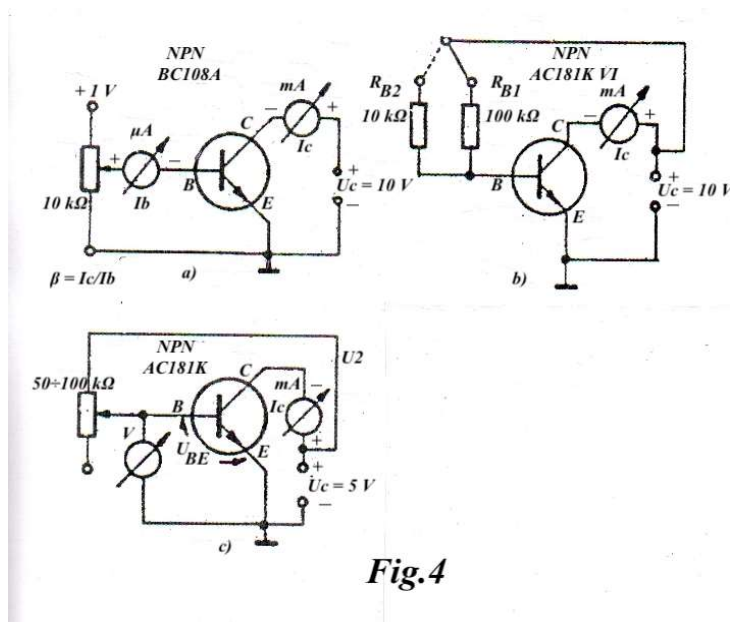


Fig.4

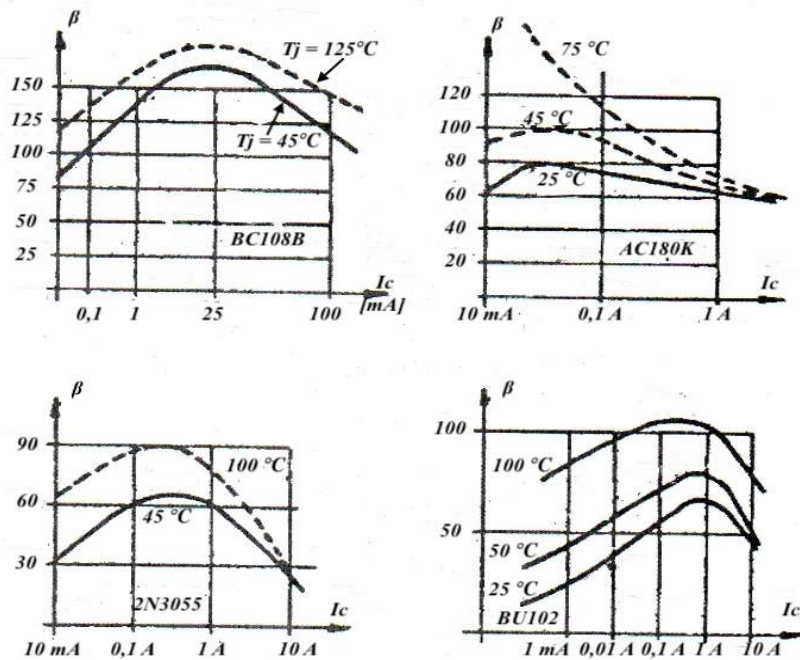


Fig.5

Înainte de a trece la analiza amplificării în curent alternativ, este interesantă și necesară ridicarea caracteristicii $I_C = f(U_{BE})$, cu schema din figura 4c. Variind tensiunea U_{BE} , se va citi curentul I_C la același tranzistor AC181K, până la curentul de 150 mA ÷ 200 mA, cu tensiunea de 5 V. Importantă este observarea momentului de deschidere a tranzistorului, atunci când $U_{BE} = 0,1$ V și I_C crește de la 0,1 mA la 0,5 mA iar apoi curentul I_C când $U_{BE} = 0,15$ V va fi de 3 mA ... 7 mA. La $U_{BE} = 0,3$ V, I_C crește la 100 mA ÷ 200 mA.

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

3. Amplificarea în curent alternativ.

Amplificarea β în c. c. este un parametru care caracterizează raportul I_C / I_B (în curent continuu) 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 β , cu atât mai mic cu cât frecvența crește. La o anumită frecvență, valoarea h_{21e} devine egal cu 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 β .

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

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

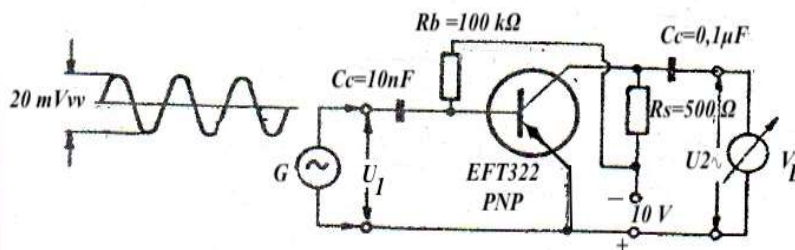


Fig.6

La intrare se cuplează un generator de tensiune de adudiofrecvență 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 $U_{BE} = 0,18 \text{ V}$ și $I_C = 3 \text{ mA}$ în c.c. , aplicând tensiunea U_1 alternativă pe bază, de pildă de 20 mV_{VV} a curentului de colector, (cam cât s-a măsurat în schema din figura 4c când am ridicat punct cu punct caracteristica I_C funcție de U_{BE}). Variația de curent de 2 mA va produce pe rezistența de sarcină de $0,5 \text{ k}\Omega$, o variație a căderii de tensiune $U = I_C \times R_S = 3 \text{ mA} \times 500 \Omega = 1 \text{ V}$. 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 : $A_U = S \times R_S$ unde S este egal cu panta tranzistorului iar R_S este rezistența de sarcină.

Într-adevăr panta tranzistorului EFT322 este de circa $100 \text{ mA} / \text{V}$ când 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 când tensiunea de intrare (U_{BE}) variază cu 1 V . Panta S se exprimă în mA / V . Se verifică amplificarea etajului și cu această relație :

$$A_U = S \times R_S = 100 \times 10^{-3} \times 0,5 \times 10^3 = 50 \text{ (ori)}$$

$$\text{Unde : } S = 100 \text{ mA} / \text{V} \text{ și } R_S = 500 \Omega$$

Foarte important este de reținut că la tranzistoare panta de amplificare crește proporțional, aproape liniar cu curentul și anume cu circa $35 \text{ mA} / \text{V}$, pentru fiecare mA al curentului de lucru.

De exemplu : 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 figura 7 , în care se vede că la curenți 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 $35 \text{ mA} / \text{V}$ este valabilă la

frecvențe joase. La frecvențe mai mari panta tranzistorului scade treptat, ajungând să fie doar 25 % la 30 % la frecvențe apropiate de f_T .

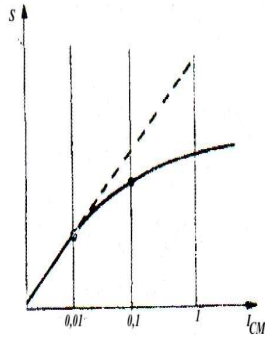


Fig.7

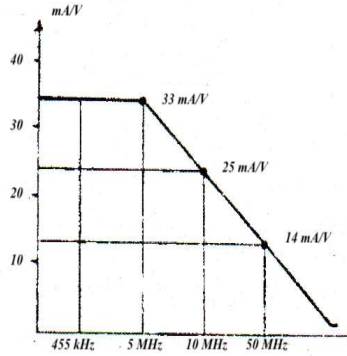


Fig.8

În figura 8 se arată cum scade panta tranzistorului EFT317 cu creșterea frecvenței : la 455 kHz are 37 mA / V, la 10 MHz scade la 25 mA / V, iar la $f = 50$ MHz scade la 15 mA / V. La frecvențe înalte, panta scade din cauza scăderii amplificării β . Treptat scăzând β scade numărul de purtători de sarcină care ating colectorul, din cauza recombinării în bază. Aceasta deoarece la frecvențe mari, timpul necesar pentru parcurgerea bazei devine comparabil cu perioada frecvenței. La frecvențe mici, de exemplu la tranzistorul **nnp**, pentru fiecare gol intrat în bază (I_B intră în bază la tranzistorul **nnp**), vor trece din bază în colector în medie β electroni (dacă $\beta = 250$, 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. Curenții și tensiunile tranzistoarelor.

Tranzistorul are deci 3 regiuni : E, B, C și două joncțiuni : BE și CB. Tensiunile ce se aplică tranzistorului sunt exprimate prin litere care indică terminalele sau contactele între care se aplică tensiunea și polaritatea tensiunii (după sensul tehnic al curentului adică de la plus la minus).

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_{BE} = tensiunea bază – emitor, baza fiind negativă față de emitor.

În cataloage, la un tranzistor **nnp** la care colectorul 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 două 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 (*terminal!*) și anume dacă este deschis (nelegat), în scurt, polarizat etc. Pentru aceasta se va utiliza și o a treia literă pentru terminalul nespecificat de indicele tensiunii, de exemplu : U_{CE0} (tensiunea între colector și emitor, baza fiind deschisă adică terminalul bazei nelegat. Litera a 3-a are următoarea semnificație:

- 0 – al treilea terminal este deschis,
- R – rezistență conectată între al doilea terminal specificat în indice și al treilea terminal (nespecificat),
- S – scurtcircuit între al 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 emitor este blocată).

Simbolurile de curenți sunt exprimați exact ca și cele de tensiuni, dar cu litera I în loc 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 general, joncțiunea colectorului :

U_{CB0}	I_{CB0}
U_{CE0}	I_{CE0}
U_{CER}	I_{CER}
U_{CES}	I_{CES}
U_{CEX}	I_{CEX}

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

U_{BE0} , I_{EB} – tensiune de polarizare directă și curent direct,
 U_{EB0} , I_{EB} – tensiunea inversă de polarizare a joncțiunii emitorului și curentul invers prin joncțiune.

c. Tensiunea de saturație :

U_{CEsat} la curent specificat, de obicei I_{Cmax} .

d. Curenții pentru cele 3 terminale :

I_C , I_E , I_B – curenții de vârf maxim admiși,
 I_{CM} , I_{EM} , I_{BM} – curenții de vârf maxim admiși.

e. Curenții inverși ai tranzistorului sunt cei menționați la punctul a, adică I_{CB0} , I_{CE0} , I_{CER} , I_{CES} , I_{CEX} .

Așa cum știm de la capitolul privind diodele, curentul invers al unei joncțiuni este determinat de purtătorii minoritari de sarcină care străbat joncțiunea în sens invers față de purtătorii majoritari de sarcină care „transportă” curentul direct. Curentul invers este ca și curentul de izolație la dielectrici, el exprimă calitatea unei joncțiuni.

În figura 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.

Pentru figura 9 :

Figura 9a U_{CB0} , I_{CB0} (emitorul deschis, $I_E = 0$)

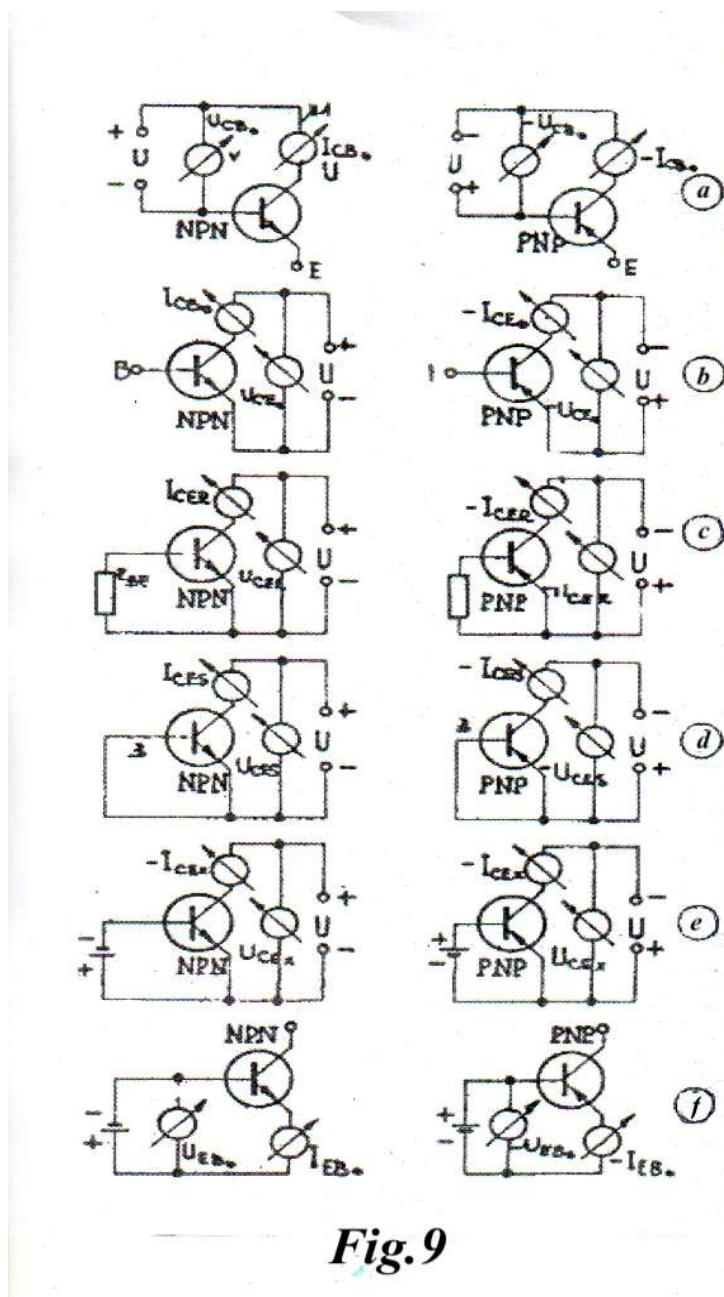
Figura 9b U_{CE0} , I_{CE0} (baza deschis, $I_B = 0$)

Figura 9c U_{CER} , I_{CER} (între bază și emitor o rezistență specificată)

Figura 9d U_{CES} , I_{CES} (joncțiunea EB scurtcircuitată din exterior)

Figura 9e U_{CEX} , I_{CEX} (joncțiunea EB puternic blocată prin polarizare inversă)

Figura 9f U_{EB0} , I_{EB0} (joncțiunea EB polarizată invers, colectorul deschis, $I_C = 0$)



5. Comportarea tranzistoarelor la curenți mari.

Cataloagele indică cele 3 terminale ai tranzistorului curenții maxim admiși la capitolul „Valori limită absolută”, așa cum am mai arătat, în cel mai bun caz următorii curenți :

I_C ; I_{CM} ; I_E ; I_{EM} ; I_B ; I_{BM} („ M ” de la maxim),

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

În ultimi ani nu se mai indică curenții 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 vârf. Indicarea curenților se face în mod selectiv, după destinația tranzistorului. De pildă la tranzistoarele mici, cu β 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 decât I_C , iar I_E este aproape la fel de mare ca și I_C . La tranzistoarele de putere, mai ales la cele cu β mic, se indică și valorile maxime ale I_B și I_E , curentul de emitor I_E fiind cel mai mare dintre curenții tranzistorului, deoarece $I_E = I_C + I_B$.

Valoarea I_C indicată la capitolul „valori limită absolute” nu trebuie luate 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_{CEsat} (aceleași considerente),
- amplificarea de curent β (dând un I_C mai mare, ar apare în catalog o scădere mare a lui β).

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 neaparat necesar) dar depășirea se poate face numai dacă nu se depășește puterea disipată.

Deci I_C poate fi depășit, cu condiția ca $P_d < 0,5 P_{dmax}$ deoarece gradul de securitate este suficient de mare dacă temperatura joncțiunii nu depășește $2/3$ din T_{jmax} respectiv dacă la Ge nu se depășește 55°C iar la Si, 100°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 (hot – spots) care se nasc datorită distribuției neuniforme a curentului în colector, chiar dacă joncțiunea este relativ rece și suntem mult sub puterea disipată.

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 figura 10 se arată planul caracteristicilor $I_C = f(U_C)$ cu evidențierea fiecăreia dintre tensiunile limită admise cu specificarea curentului invers limită admis.

Tensiunile inverse maxim aplicabile unei joncțiuni sunt limitate de fenomenul de străpungere. Străpungerea nu este un fenomen distructiv atât timp cât curentul și deci puterea disipată de dispozitiv sunt limitate de circuitul exterior, la valori cuprinse de principiu în interiorul parabolei de disipație (P_{dmax}) în curent continuu. De aceea în figura 9 valorile limită maxime ale curenților inverși admiși sunt diferite și anume tot mai mici pe măsură ce tensiunile cresc (limitați de P_{dmax}).

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

Cea mai mare dintre toate tensiunile este U_{CB0} , deoarece atunci când 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 din sa „din spate” și ca urmare doar foarte puțini purtători de sarcină, doar cei minoritari străbat joncțiunea creând 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 tehnologie.

Toate tensiunile U_{CE} sunt mai mici decât U_{CB0} , deoarece de îndată ce emitorul este pus sub tensiune,

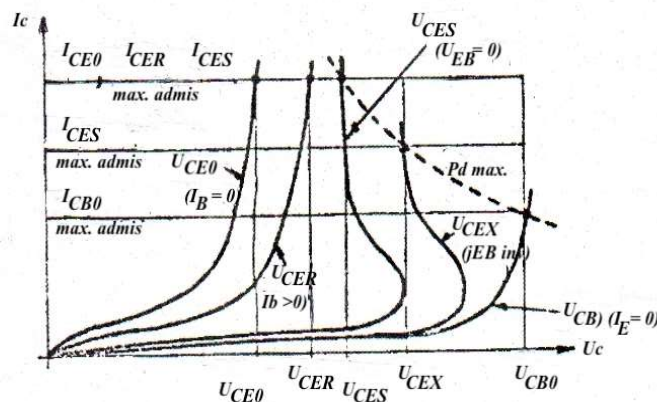


Fig.10

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 când joncțiunea EB este deschisă.

U_{CES} – este ceva mai mică decât U_{CEX} deoarece joncțiunea EB este scurtcircuitată din exterior, deci este deja ceva mai activă decât atunci când este blocată.

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

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

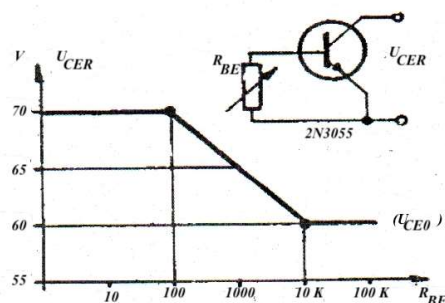


Fig.11

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

Diferența dintre U_{CER} și U_{CE0} este mică la tranzistoarele simplu difuzate care au o bază groasă, omogenă ca dopare 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 baza subțire în special cele planar epitaxiale diferența între U_{CER} și U_{CE0} este mare, de la dublu la simplu :

De exemplu : BU125, PL- E : $U_{CB0} = 400 \text{ V}$; la $R_{BE} \leq 300 \Omega$, $U_{CER} = 130 \text{ V}$,
la $R_{BE} \leq 10 \text{ k}\Omega$, $U_{CER} = U_{CE0} = 60 \text{ V}$,
BU 102, PL- E : $U_{CB0} = 400 \text{ V}$; la $R_{BE} \leq 10 \Omega$, $U_{CER} = 400 \text{ V}$,
la $R_{BE} \leq 1 \text{ k}\Omega$, $U_{CER} = 230 \text{ V}$,

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 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 β ori mai mare decât curentul rezidual I_{CB0} . La tensiunea U_{CB0} maximă, curentul I_{CB0} al tranzistorului de putere cu Si este de la $10 \mu\text{A}$ la $T_j = 45^\circ\text{C}$ și de circa 1 mA la $T_j = 100^\circ\text{C}$. Dacă β este numai 50, vom avea:

$$I_{CE0} = \beta \times I_{CB0}$$

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

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

La tranzistoarele 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 tranzistoarele mici cu Ge și Si :

Ge pnp EFT 322

$$U_{CB0} = 24 \text{ V} ; U_{CE0} = 20 \text{ V}$$

$$I_{CB0} = 5 \mu\text{A la } \beta = 50 \quad U_{CB} = 24 \text{ V}$$

$$I_{CE0} = 50 \times 5 \mu\text{A} = 250 \mu\text{A la } T_j = 25^\circ\text{C}$$

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

$$I_{CE0} = 8 \text{ mA la } T_j = 85^\circ\text{C}$$

Si npn BC 108B

$$U_{CB0} = 45 \text{ V} ; U_{CE0} = 20 \text{ V} ;$$

$$I_{CB0} = 1 \text{ mA la } T_j = 25^\circ\text{C} ;$$

$$I_{CE0} = 0,2 \mu\text{A la } T_j = 100^\circ\text{C} ; \beta = 200 ;$$

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

$$I_{CE0} = 40 \mu\text{A la } T_j = 100^\circ\text{C} ;$$

$$I_{CE0} = 1,2 \text{ mA la } T_j = 150^\circ\text{C} ;$$

Se vede din aceste date că la temperaturi mari ale joncțiunii, curentul rezidual U_{CE0} 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 duce la distrugerea tranzistorului prin căldură.

Străpungerea poate avea loc și datorită unei conturnări 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 destul de des în practică datorită greșelilor 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 funcționare normală, pentru ca prin tranzistor să curgă curent, se aplică între B și E o tensiune directă. Tensiunea U_{BE} de deschidere este :

la tranzistoare cu Ge : $0,1 \text{ V} \div 0,15 \text{ V}$

la tranzistoare cu Si : $0,55 \text{ V} \div 0,65 \text{ V}$

Mărind tensiunea U_{BE} , curentul I_C crește atingând 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 $U_{BE} = 1,5 \div 2 \text{ V}$, iar la excelentul tranzistor cu Ge, ASZ15 pentru a forța un curent de 15 A este necesară $U_{BE} = 1,5 \text{ V}$. Tensiunea $U_{BE \text{ sat}}$ la aceste tranzistoare este de ordinul 3 V la 4 V la $I_C = 20 \text{ A}$ (se poate măsura numai în impulsuri, deoarece s-ar supraîncălca 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 joncțiunii BE este foarte obișnuită. Tot așa, la circuitele finale de baleiaj orizontal, este necesară blocarea rapidă a tranzistorului cu ajutorul unei tensiuni inverse de 3 V la 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_{EB0} la tranzistoarele **nnp** (plus pe emitor și minus pe bază)

U_{EB0} la tranzistoarele **pnp** (minus pe emitor și plus pe bază)

În practică este cazul să se spună: minus U_{BE} înțelegând mai ușor prin aceasta polarizarea inversă a diodei BE.

Tensiunea inversă admisă pe joncțiunea BE depinde de tehnologia tranzistorului, fiind de 0,3 V maxim la tranzistoarele de înaltă frecvență cu Ge; 3 V la 7 V la tranzistoarele cu siliciu și 10 V la 20 V la tranzistoarele aliate cu Ge:

a) tranzistoare drift EFT 317, EFT319, EFT320: $|U_{BE}| = 0,3 \text{ V}$ maximum !!! (notația $|U_{BE}|$ se referă la modul valorii. Se înțelege că este vorba de minus U_{BE}).

b) tranzistoarele mesa AF106, 109R, AF139, AF239 : $|U_{BE}| = 0,3 \text{ V}$ maximum !!!

c) tranzistoarele PL și PL-E cu siliciu, de înaltă frecvență BF200, BF214, BF215, BF167, BF173, BF182, BF183 : $|U_{BE}| = 3 \text{ la } 4 \text{ V}$

d) tranzistoarele PL – E mici, de AF și comutație : BC107, BC108, BC109 (**nnp**) și BC177, BC178, BC179 (**pnp**) : $|U_{BE}| = 5 \text{ V}$,

e) tranzistoarele de putere cu siliciu BU102, BU105, BU120 etc, : minus $U_{BE} = 5 \text{ V}$ la 8 V !!!

f) tranzistoare aliate cu Ge (**pnp** și **nnp**) : $|U_{BE}| = 10 \text{ V}$ la 20 V

La depășirea tensiunii inverse maxim specificate minus U_{BE} joncțiunea BE se comportă ca o diodă zener: caracteristica inversă este foarte abruptă și dacă în circuitul exterior BE nu există o rezistență care să limiteze curentul, joncțiunea BE se distruge termic. Avem 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 $T_{j \text{ max}}$:

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

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

Spre exemplu la familia BC17, BC108, BC109 care au capsula TO-18, aceste rezistențe termice sunt :

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

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

Să exemplificăm prin câteva calcule simple folosirea acestor date:

a) Tranzistorul lucrează cu $T_{amb} = 45\ ^\circ\text{C}$, $U_C = 10\ \text{V}$ și $I_C = 10\ \text{mA}$ deci $P_d = 100\ \text{mW}$. Jonctiunea se va încălzi față de mediul ambiant cu atât mai mult cu cât puterea disipată în jonctiune va fi mai mare. În cazul nostru: $T_{amb} = 45\ ^\circ\text{C}$; $T_j = T_{amb} + P_d \times R_{th\ j-a} = 45\ ^\circ\text{C} + 100\ \text{mW} \times 0,5\ ^\circ\text{C} / \text{W} = 45 + 50 = 95\ ^\circ\text{C}$. Mărimea $R_{th\ j-c}$ ne servește dacă aplicăm pe tranzistor o aripioară de răcire. În acest caz rezistența termică de la jonctiune până la aerul ambiant va fi dată de suma dintre rezistența termică de la jonctiune la capsulă și rezistența termică a radiatorului. Punem o aripioară cu suprafața de $5\ \text{cm}^2$, roluită și bine arcuită pe capsula tranzistorului. Radiatorul are $R_{th\ rad} = 100\ ^\circ\text{C} / \text{W}$ și deci $R_t = R_{th\ j-c} + R_{th\ rad} = 200\ ^\circ\text{C} / \text{W} + 100\ ^\circ\text{C} / \text{W} = 300\ ^\circ\text{C} / \text{W} = 0,3\ ^\circ\text{C} / \text{mW}$, acum temperatura va fi:

$$T_j = T_{amb} + P_d \times R_t = 45 + 0,3 \times 100 = 45 + 30 = 75\ ^\circ\text{C}$$

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:

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

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

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

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

Cunoscând $R_{th\ j-a}$, vom putea calcula ce putere disipa acest tranzistor în aer liber (fără a fi montat pe radiator), la $T_{amb} = 50\ ^\circ\text{C}$ într-un R.R. (*Radio Receptor*). Trebuie întâi stabilit ce temperatură a jonctiunii admitem știind că $T_{j\ max}$ prescrisă de fabricant este $150\ ^\circ\text{C}$. 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 :

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

Deci :

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

c) Tot la tranzistorul BD135, utilizându-l cu un radiator având $R_{th\ rad} = 10\ ^\circ\text{C} / \text{W}$ (o placă de $50\ \text{cm}^2$), ne interesează ce putere se poate disipa. Tranzistorul va fi montat pe un radiator cu izolație, deoarece colectorul este legat electric la partea metalică de contact a capsulei de plastic (*este vorba de fața capsulei opusă marcajului*). 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 $50\ \mu\text{m}$ este de $8\ ^\circ\text{C} / \text{W}$ în cazul că nu este unsă cu vâșelină siliconică și $5\ ^\circ\text{C} / \text{W}$ unsă cu vâșelină. Avem deci 3 rezistențe termice în serie:

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

Având $T_{amb} = 50\ ^\circ\text{C}$ și admițând $T_j = 100\ ^\circ\text{C}$, rezultă o putere disipată:

$$P_{d\ max} = \frac{T_j - T_{amb}}{R_t} = \frac{100 - 50}{23,5} = 2,127\ \text{W}$$

Doar cu radiator infinit (inexistent în practică) tranzistorul BD135 ar putea disipa 12,5 W. În realitate, cu un radiator „decent” adică de $5\ ^\circ\text{C} / \text{W}$ la $6\ ^\circ\text{C} / \text{W}$ ($80\ \text{cm}^2$ -aluminu gros

de 2 mm) și montat fără izolație de mică, BD135 poate disipa circa 3,5 W la 4 W, putere la care joncțiunea este deja cadă ($110^{\circ}\text{C} \div 115^{\circ}\text{C}$).

La tranzistoarele de putere mai mare, din cauza creșterii rezistenței termice joncțiune-capsulă cu tensiunea colectorului, graficul $P_{d\max} = f(T_c)$ puterea maximă disipată în funcție de temperatura capsulei (T_c) este dată ca în figura 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 ambaza capsulei, aria eficace de preluare a căldurii de către capsulă va fi doar $15\% \div 20\%$ din suprafața fizică a structurii, adică $3\text{ mm}^2 \div 4\text{ mm}^2$ din cei 20 mm^2 la 25 mm^2 ai unui colector de tranzistor de putere.

9. Puterea disipată la tranzistoarele de putere .

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

- 1) $P_{d\max}$ – puterea maximă ce o poate disipa tranzistorul la o temperatură specificată a capsulei, cu un radiator infinit (perfect)
- 2) $R_{th\,jc}$ – rezistența termică de la joncțiune (structură) până la exteriorul capsulei.
- 3) $T_{j\max}$ – temperatura maximă a joncțiunii (structurii) la care încă nu au loc fenomene distructive 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.

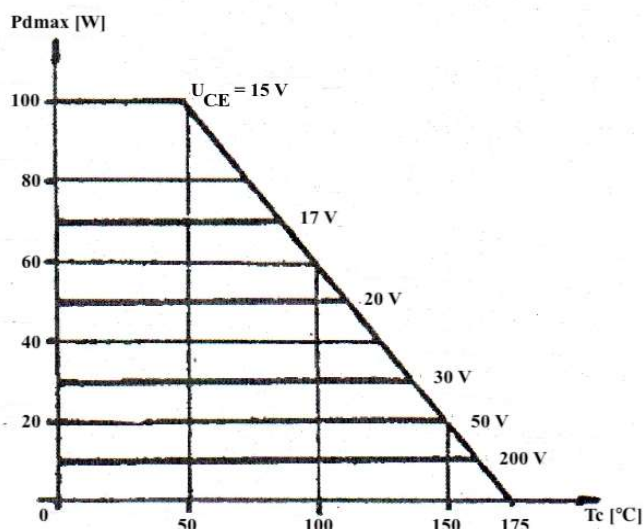


Fig.12

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

$R_{th\,jc}$ – din interiorul tranzistorului până la suprafața exterioară de contact,

$R_{th\,co}$ – rezistența termică de contact între capsulă și radiator,

$R_{th\,rad}$ – rezistența termică a radiatorului pe care este montat tranzistorul.

Aceste rezistențe termice se înseriază așa cum se arată în figura 13.

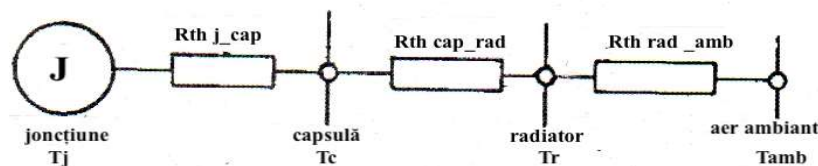


Fig. 13

Suma rezistențelor este : $R_t = R_{tj\,jc} + R_{th\,c} + R_{th\,rad}$ și se măsoară în $^{\circ}\text{C} / \text{W}$ (în figură este notat $R_{th\,j\,cap}$, $= R_{tj\,jc}$ respectiv $R_{th\,cap\,rad} = R_{th\,c}$ și $R_{th\,rad\,amb} = R_{th\,rad}$).

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

Tranzistorul BU120 cu $T_{j\,max} = 175^{\circ}\text{C}$, $R_{th\,jc} = 1,5^{\circ}\text{C} / \text{W}$ și $P_{d\,max} = 100\text{ W}$ la $T_c = 25^{\circ}\text{C}$ funcționează montat pe un radiator la temperatura ambiantă de 50°C . Radiatorul de aluminiu gros de 2 mm și cu 125 cm^2 suprafață ($125\text{ mm} \times 100\text{ mm}$), are $R_{th\,rad} = 4^{\circ}\text{C} / \text{W}$

Contactul cu radiatorul se face prin intermediul unei izolații de mică de 0,1 mm gros, care are $R_{th\,co} = 0,6^{\circ}\text{C} / \text{W}$

1) Ne interesează temperatura joncțiunii și temperatura intermediară T_c (a capsulei) și T_r (a radiatorului).

$$T_j - T_o = P_d \times R_{tj\,jo} = 10\text{ W} \times 1,5^{\circ}\text{C} / \text{W} = 15^{\circ}\text{C}$$

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

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

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 : $T_{amb} + \Delta T_{j-a} = 50^{\circ}\text{C} + 61^{\circ}\text{C} = 110^{\circ}\text{C}$,

2) Ne interesează acum ce putere poate disipa acest tranzistor, cu acest radiator, fără ca T_j să depășească 150°C ($T_{j\,max}$ admis în exploatare).

Se determină rezistența termică totală a „traseului” căldurii :

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

$$\text{și deci : } P_d = \frac{T_{j\,max} - T_{amb}}{R_t} = \frac{150 - 50}{6,1} = \frac{100}{6,1} = 16,39\text{ W}$$

Se vede că 16,39 W reprezintă doar 1 / 6 din $P_{d\,max}$ specificată în catalog !

Da, pentru că $P_{d\,max}$ este puterea maximă ce o poate disipa acest tranzistor când capsula are temperatura de 25°C .

Ori în ce situație poate avea capsula o temperatură de numai 25°C , tranzistorul fiind încărcat cu 100 W ?

Răspuns : în cazul pur teoretic când răcirea este ideală. Practic, chiar atunci când capsula cu un radiator de 300 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 $0,5^{\circ}\text{C} / \text{W}$ și ca urmare ar rezulta:

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

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

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

$$R_{th\,jc} = \frac{T_{j\,max} - T_c}{P_{d\,max}} ; \quad \text{în cazul tranzistorului BU120: } R_{th\,jc} = \frac{175 - 25}{100} = 1,5 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$$

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 dm² la 4 dm²). NOTĂ: un dm (decimetru) = 10 cm.

10. Comportarea tranzistoarelor la temperatură ridicată.

1. Amplificarea de curent β crește cu temperatura joncțiunii, datorită îmbunătățirii randamentului emitorului, mai ales la temperaturi peste 0,7 $T_{j\,max}$ creșterea lui β determină creșterea curentului de colector I_C în circuitul de utilizare.

2. Este cunoscută creșterea curenților reziduali I_{CB0} și I_{CE0} cu temperatura: la fiecare 10 °C de încălzire a joncțiunii, curenții reziduali se dublează, astfel că între 40 °C și 100 °C un curent rezidual crește de 65 la 70 ori, devenind în multe cazuri comparabil cu curentul de lucru (dacă acesta este mic). Deci prima cauză a creșterii curentului 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} , cam cu 2 mV ÷ 3 mV pentru fiecare grad Celsius de încălzire a joncțiunii. Acesta este coeficientul termic al tensiunii U_{BE} . La o încălzire de 10 °C, este necesară reducerea tensiunii U_{BE} cu circa 25 mV pentru ca I_C să nu se modifice, deoarece efectul temperaturii constă în deplasarea caracteristicii U_{BE} spre stânga, ca în figura 14, în care este dată modificarea I_C datorită coeficientului $Dt = 2,5$ mV/°C la un tranzistor cu Ge EFT322. Dacă nu se reduce cu 50 mV tensiunea U_{BE} curentul I_C ar crește de la 5 mA la 9 mA! Este 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 T_h conectat în paralel cu rezistența de polarizare R_{B2} . Efectul este cunoscut: la creșterea temperaturii, rezistența termistorului scade puternic și șuntează pe R_{B2} , chiar în măsura necesară pentru a reduce la valarea necesară pe U_{BE} .

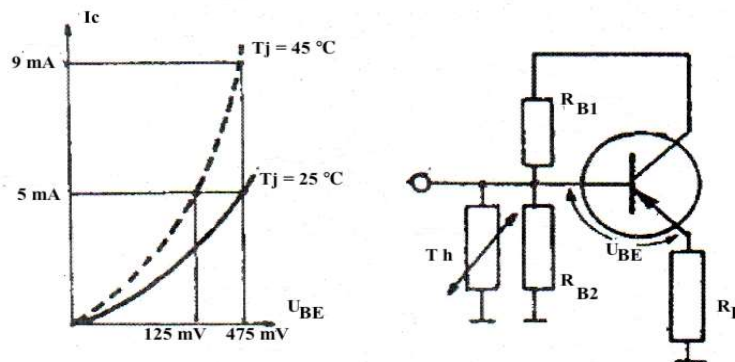


Fig.14

În acest montaj R_E are același rol de stabilizare termică: când I_C crește, crește și I_E și deci și căderea de tensiune pe R_E , reducându-se astfel ceva din tensiunea U_{BE} , care conduce la scăderea I_C și I_E . Cele 3 cauze menționate, duc la creșterea I_C datorită lui I_{CE0} și a lui U_{BE} atunci

când temperatura ambiantă (deci și T_j) și când încărcarea tranzistorului P_d crește, încălzind joncțiunea și mai mult și măbind iarăși efectul I_{CE0} și U_{BE} . Creșterea curentului I_C poate căpăta un caracter de ambalare termică a tranzistorului dacă nu sunt luate măsuri de stabilizare, de oprire a procesului. Dar creșterea temperaturii joncțiunii, 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 vârfuri de curent (putere audio maximă sau „șocuri de orchestră”), în joncțiune se dezvoltă puteri mari (chiar dacă sunt 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 ambalare termică, temperatura joncțiunii crește în scurt timp peste valoarea de 100 °C la Ge și 200 °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 întâmplat încă, curentul mare 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 °C ÷ 800 °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. Când un tranzistor este folosit într-un circuit în care temperatura joncțiunii se poate apropia de $T_{j\max}$ 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. Dezlipirea structurii de ambază este cauzată de tensiunile mecanice extraordinar de mari care apar atunci când coeficienții de dilatare a celor 3 componente ale lipiturii sunt diferite :

- siliciul structurii tranzistorului,
- aliajul de lipire (plumb, plumb plus 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 decât $T_{j\max}$. Apar acele procese electrice arătate anterior, care degradează calitatea joncțiunilor (mai ales la tranzistoarele cu germaniu) provocând creștere curenților reziduali a căror mărime va favoriza orice tendință de ambalare termică, ajutând la distrugerea tranzistorului.

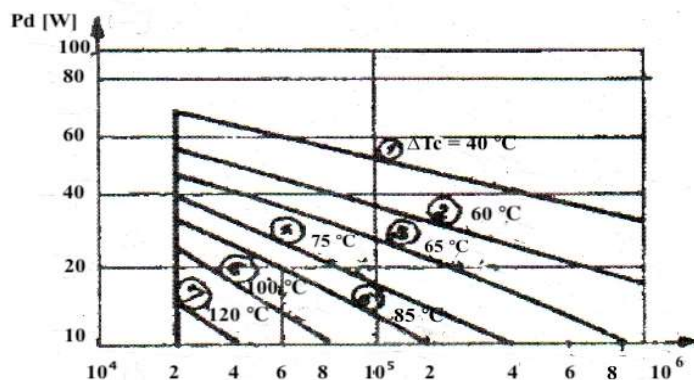


Fig.15

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

În această reprezentare grafică a duratei de viață, ΔT_C este diferența de temperatură la care este supusă capsula la fiecare ciclu. Cităm că, dacă de la starea de repaus a tranzistorului la starea de funcționare, capsula se încălzește cu $\Delta T_C = 85\text{ }^{\circ}\text{C}$ (de exemplu de la $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ la $T_C = 110\text{ }^{\circ}\text{C}$), tranzistorul poate suporta la o încărcare de 20 W, un număr de $6 \times 10^4 = 60$ de mii de cicluri. La o solicitare $\Delta T_C = 40\text{ }^{\circ}\text{C}$ (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 mare factor de degradare a tranzistorului.

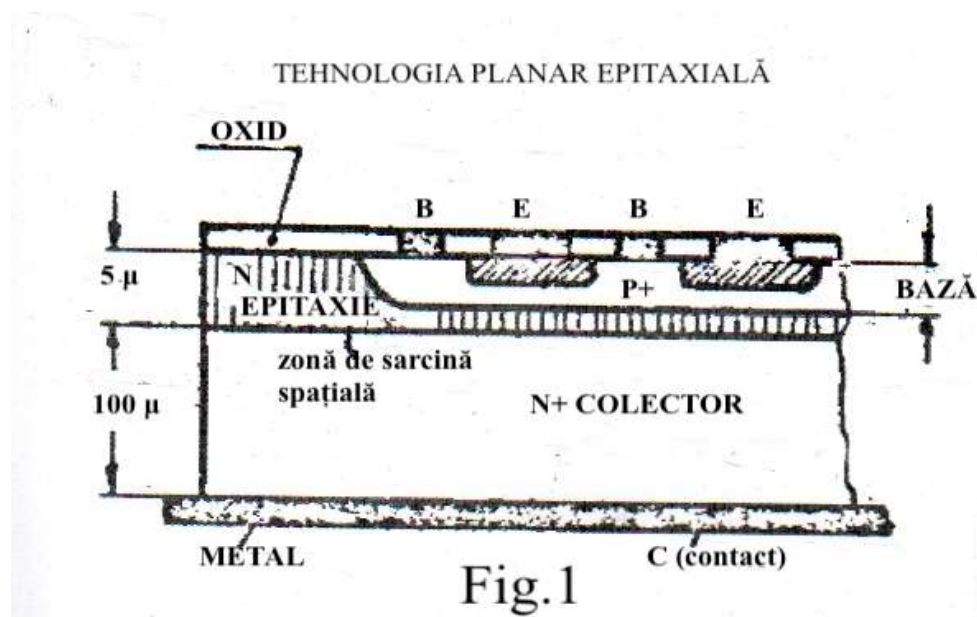
CAPITOLUL IV

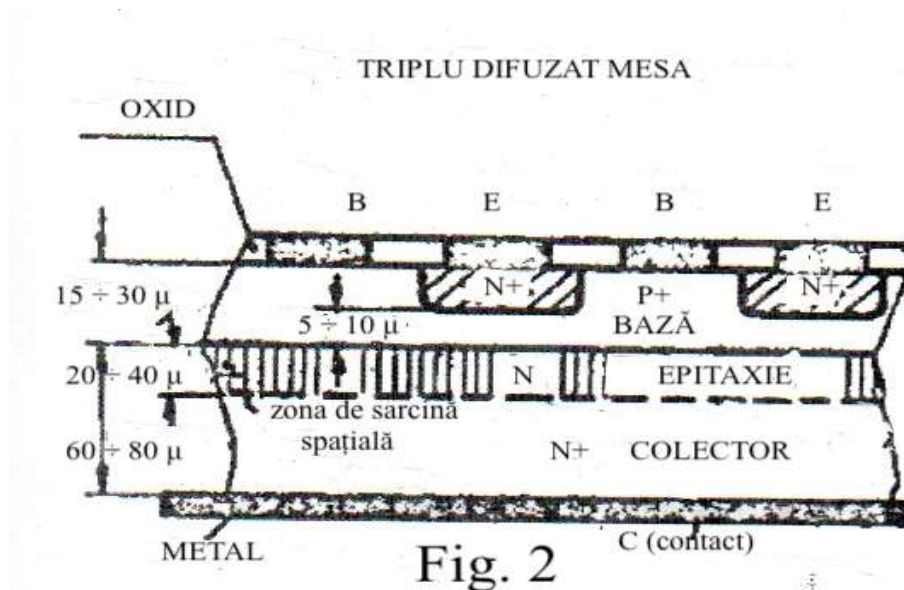
TRANZISTOARE DE PUTERE CU SILICIU

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 sunt :

- | | |
|---------------------------------------|--------------------------|
| A. Planar – epitaxiale dublu difuzate | <i>nnp</i> și <i>npn</i> |
| B. Triplu difuzate mesa | <i>npn</i> (numai) |
| C. EPI – BAZĂ (cu bază epitaxială) | <i>npn</i> și <i>npn</i> |
| D. Simplu difuzate (Hometaxiale) | <i>npn</i> (numai) |

În figurile 1 la 4 se arată o secțiune în structura tranzistorului iar alăturat date privind structura.





TIPURI REPREZENTATIVE

BD135, 137, 139 (*npn*)
 BD136, 138, 140 (*pn*)
 BC337, 338 (*npn*)
 BC327, 328 (*npn*)
 BC140, 141 (*npn*)
 BC160, 161 (*pn*)
 BD433, 434 (*npn*)
 BU100, 100A
 BU127,
 (TOATE *npn*)
 BU105, BU108; BU204, 205, 206
 BU207, 208, 209, BU120, 121, 122
 BU126
 BU132, 133
 BU110, 111, 114
 BU310, 311, 314
 BD215, 216

DATE ASUPRA STRUCTURII și PARAMETRII

Dimensiunile structurii: maxim 2.5mm x 2,5 mm,
 Emitor : *n+* difuzat, Baza : *p* difuzată,
 Doparea, de exemplu cu câmp intern (drift),

Grosimea BAZEI : 2 μ
 Colectorul activ : Epitaxie *n*
 $f_T = 30 \text{ MHz} \dots 100 \text{ MHz}$, $P_{d \max} = 5 \text{ W} \dots 50 \text{ W}$

$U_{CE0} = 150 \text{ V} \dots 200 \text{ V}$

EMITOR: *n+* difuzat; BAZA : *p* difuzată; doparea
 bazei; exemplu:
 cu câmp intern.

GROSIME BAZEI : 5 μm ÷ 10 μm

COLECTORUL ACTIV : materialul plachetei (*n+*)

Zona de contact a colectorului : difuzată

$f_T = 5 \text{ MHz} \dots 25 \text{ MHz}$; $U_{CES} = 15 \text{ V} \dots 1.800 \text{ V}$

$I_C = 1 \text{ A} \dots 5 \text{ A}$, $P_{d \max} = 10 \text{ W} \dots 100 \text{ W}$; $U_{CE0} = 150 \text{ V} \dots 750 \text{ V}$, $\beta = 5 \dots 25$

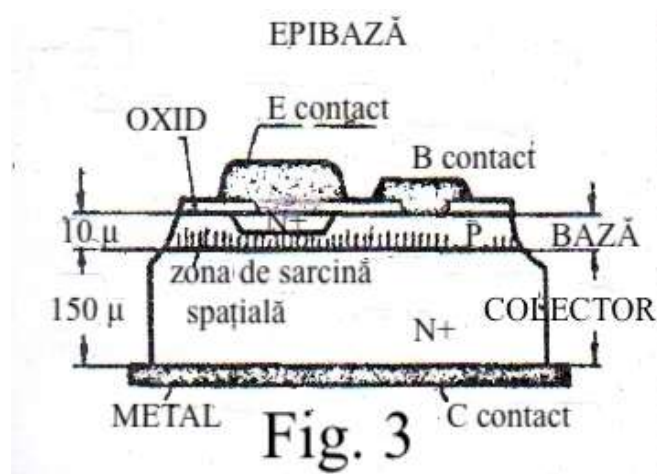


Fig. 3

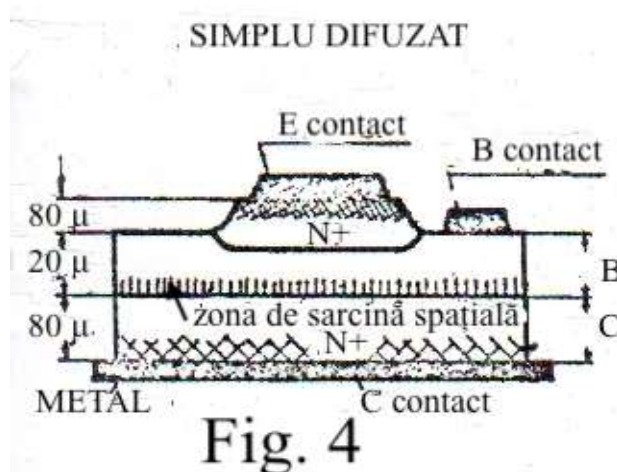


Fig. 4

BD233, 235, 237 (*nnp*)

BD234, 236, 238 (*pnp*)

BD433, 435, 437 (*nnp*)

BD434, 426, 438 (*pnp*)

BD331, 333, 335 (*nnp*)

BD332, 334, 336 (*pnp*)

BD266 (*nnp*), BD267 (*pnp*)

BD201, 203 (*nnp*)

BD202, 204 (*pnp*)

Toate (*nnp*) :

2N3055

2N3054

2N3442

BD130 = 2N3055

BD141, 142

BD162, 163

BD433, 435, 437 (*nnp*)

BD434, 436, 438 (*pnp*)

structura : max. 3,5 x 3,5 mm²

EMITOR : *n+* difuzat, BAZA: epitaxie

Doparea Bazei: omogenă,

Grosimea bazei: 10 μm, colectorul: substrat epitaxial

$f_T = 2 \text{ MHz}$ la 10 MHz, $P_{d \text{ max}} = 10 \text{ W} \dots 100 \text{ W}$, $I_C = 3 \text{ A}$
la 15 A, $\beta = 15 \dots 50$

$U_{CE0} = 25 \text{ V} \dots 50 \text{ V} \dots 100 \text{ V}$

structura : maxim 6 x 6 mm²

Emitor: *n+* difuzat

BAZĂ ; din plachetă *p*

Doparea bazei : OMOGENĂ

Grosimea bazei : 20 μm ÷ 30 μm

Colectorul: *n+* difuzat simultan cu Emitorul,

$f_T = 0,8 \text{ MHz} \dots 1,5 \text{ MHz}$; $P_{d \text{ max}} = 10 \text{ W} \div 150 \text{ W}$

2N3771, 3772

2N3773 (150 W)

2N3442 (140 V)

2N4347 (160 V)

$I_C = 10 \text{ A} \dots 30 \text{ A}$ $\beta = 20 \dots 70$

$U_{CE0} = 50 \text{ V} \dots 150 \text{ V}$

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 o plachetă de siliciu de tip *p*, cu $\varnothing 30 \text{ mm} \div 80 \text{ mm}$, bine lustruită mecanic, groasă de circa $200 \mu\text{m}$.

I. Pe ambele părți ale plachetei se depune un strat de fosfor *n+* care este element pentavalent, deci donor. Depunerea are loc la 1.000°C din fază gazoasă. Apoi la 1.270°C , are loc difuzia fosforului în siliciul de tip *p*. Difuzia durează 60 la 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 de $15 \mu\text{m}$ la $25 \mu\text{m}$.

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 până 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 figura 5 sunt arătate cele 3 faze principale în tehnologie:

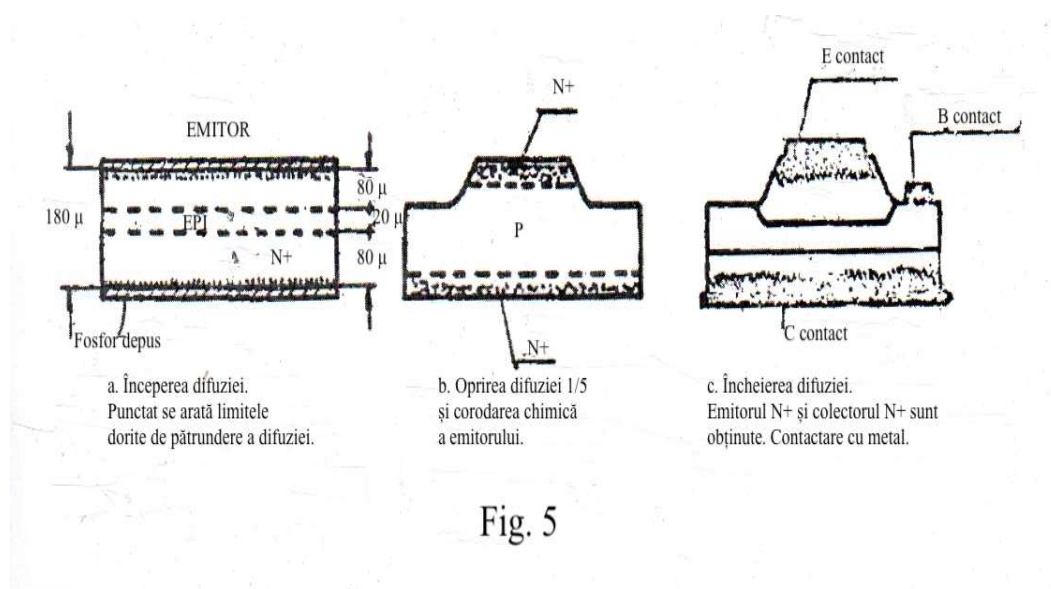


Fig. 5

Baza tranzistorului homotaxial este uniform dopată încă din procesul de producere al siliciului *p* din care s-a decupat placheta. Emitorul și colectorul rezultă dopată neuniform datorită difuziei, care produce o dopare exponențial distribuită foarte mare spre suprafețele exterioare și foarte mică spre zona bazei, obținându-se joncțiuni CB și EB foarte adânc „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 sunt:

- excepțională robustețe,
- comportare foarte 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 până la 50 W.
- 4) Servosisteme.
- 5) Convertoare de c.c. în c.c. (puteri comutate până la 500 W)
- 6) Convertoare de c.c. în c.a. (puteri comutate până la 250 W)

Tranzistoare Epi – bază .

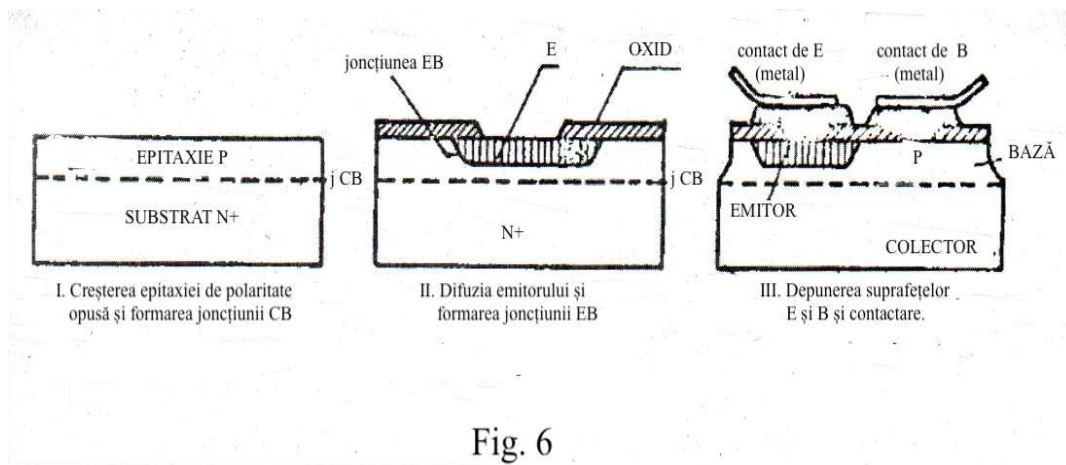
Așa cum se știm, creșterea epitaxială se folosește la tranzistoarele planare pentru obținerea unui strat în care va fi formată joncțiunea bază – colector.

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

În cazul cel mai simplu a unui tranzistor epi – bază, fabricația începe cu creșterea unui strat epitaxial slab dopat deci de mare rezistivitate, de polaritate opusă materialului din care este placheta substrat.

- pentru un tranzistor ***npn*** : placheta este ***n+*** iar epitaxia de tip ***p***,
- pentru un tranzistor ***pnp*** : placheta este ***p+*** iar epitaxia de 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 joncțiune ***pn***. Se crește din fază gazoasă un strat de cristal pe suprafața semiconductorului astfel încât să se reproducă exact, atom cu atom structura cristalină a materialului pe care se face creșterea. De aceea stratul epitaxial poate fi considerat ca o extindere a monocristalului de siliciu. Ca și la epitaxia de aceeași polaritate, creșterea are loc la temperatură înaltă într-un reactor cu atmosferă controlată. Dacă în timpul creșterii se introduce în reactor o cantitate convenabilă de material de dopare se obține după necesitate un film de tip ***p*** sau ***n*** cu impurități (atomi de dopare) distribuite uniform. Dacă substratul este de tip ***n*** iar „filmul” este dopat ***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, urmând ca acesta să fie apoi corodat pentru definirea regiunii emitorului, prin cunoscutul procedeu fotolitografic-fotorezist, mascare, expunere, dezvoltare, spălare.

II. Difuzia emitorului de tip $n+$ se face în fereastra practică în oxid.

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

Tranzistorul EPI – BAZĂ, 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 V ... 50 V.

Se fabrică de aceea tranzistoare epi – bază multistrat (multilayer), colectorul se face din două straturi: unul $n+$ și unul n de natură epitaxială. Peste acest colector ca 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 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 nnp , foarte identice în comportare, adică perechi complementare, bune mai ales pentru etajele finale de AF și baleiaj vertical.

Comparat cu tranzistorul hometaxial, tranzistorul epibază (one sau multilayer) are o frecvență f_T mai mare dar cam cu 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 placheta de tip $n+$, creându-se astfel substratul și colectorul.

Urmează apoi două difuzii succesive dar selectiv 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 colector se formează simultan și joncțiunea CB, iar prin difuzia emitorului în bază se formează joncțiunea CB. Regiunile de difuzie sunt 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, reducându-se astfel la minimum excepțional curenții reziduali I_{CB0} și I_{CE0} . Baza subțire și neomogenă conferă tranzistorului PL-E un răspuns la frecvența înaltă cu un ordin de mărire mai bun decât la tranzistorul hometaxial. Dar baza subțire aduce și un dezavantaj: slaba rezistență la a doua străpungere (second breakdown) deoarece joncțiunea CB este mai fragilă. În figura 7 se arată cele 3 faze mai importante în fabricația PL-E de putere.

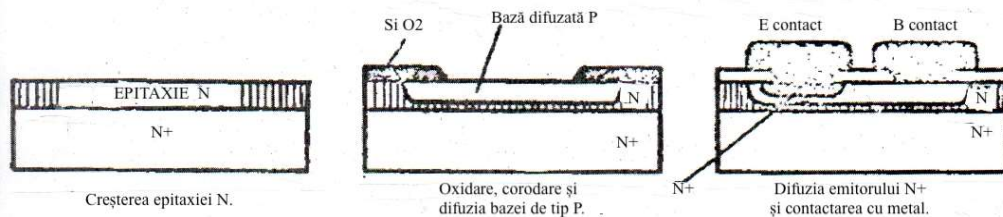


Fig.7

Tranzistoare triplu difuzate.

I. O plachetă de siliciu de tip n (slab dopat) este difuzat pe ambele părți cu dopare bogată în scopul de a crea un strat gros și foarte conductiv care va constitui colectorul. Discul este gros de circa $250\text{ }\mu\text{m}$, iar difuzia $n+$ pătrunde pe o adâncime de $60\text{ }\mu\text{m} \div 80\text{ }\mu\text{m}$ (de ambele părți). Pentru a se realiza această extraordinară difuzie, câteva sute (*zeci*) de plachete sunt difuzate simultan, la o temperatură de circa $1.270\text{ }^{\circ}\text{C}$, timp de aproape 100 ore. În siliciul n difuzează fosforul. Zona n nepătrunsă a plachetei rămâne de circa $40\text{ }\mu\text{m}$ la mijloc.

II. Se înlătură pe cale mecanică și apoi se corodează stratul $n+$ de $60\text{ }\mu\text{m} \div 80\text{ }\mu\text{m}$ de pe partea cealaltă a plachetei. Se obține astfel placheta groasă de circa $150\text{ }\mu\text{m}$ care constituie colectorul.

III. Pe partea curată a plachetei se va difuza stratul de tip p al bazei, pe întreaga suprafață a plachetei (fără mascare, fotolitografie etc.). Difuzia pătrunde pe o adâncime de $15\text{ }\mu\text{m} \div 30\text{ }\mu\text{m}$.

În regiunea groasă de $15\text{ }\mu\text{m} \div 30\text{ }\mu\text{m}$ a bazei p urmează a fi difuzat emitorul de tip $n+$ astfel încât sub emitor grosimea eficace a bazei să fie de $5\text{ }\mu\text{m} \div 10\text{ }\mu\text{m}$. Baza relativ groasă dar cu o dopare 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 dopată.

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 crescut imediat după ea de a doua difuzie.

Urmează depunerea metalului de contact pe suprafața exterioară a zonei baze 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 structuri este ultima operație pe plachetă.

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

- tăierea structurilor cu o corodare prealabilă pe verso,
- sudura terminalelor (groase de $0,5\text{ mm}$ la 1 mm) B și E,
- lipirea pe ambaza capsulei TO3, cu ajutorul unui aliaj moale de plumb, care să nu producă stress mecanic în structură la variații mari de temperatură (la „pornire” și „oprire”).

Tranzistoarele triplu difuzate, au datorită colectorului $n+$ difuzat, o tensiune extrem de mică de saturație. Datorită zonei n omogen și slab dopată a colectorului substrat și a bazei vecine de asemenea slab dopată în zona de contact cu colectorul, rezultă o joncțiune pn de calitate excepțională care poate suporta tensiuni U_{CE0} de 600 V la 800 V și la unele tranzistoare special concepute, tensiuni U_{CER} sau U_{CEX} de 1.500 la 1.800 V .

Trebuie menționat aici tranzistorul BUX71 elaborat de Texas Instruments cu $U_{CER} = 2.200\text{ V}$ și $I_{CM} = 3\text{ A}$.

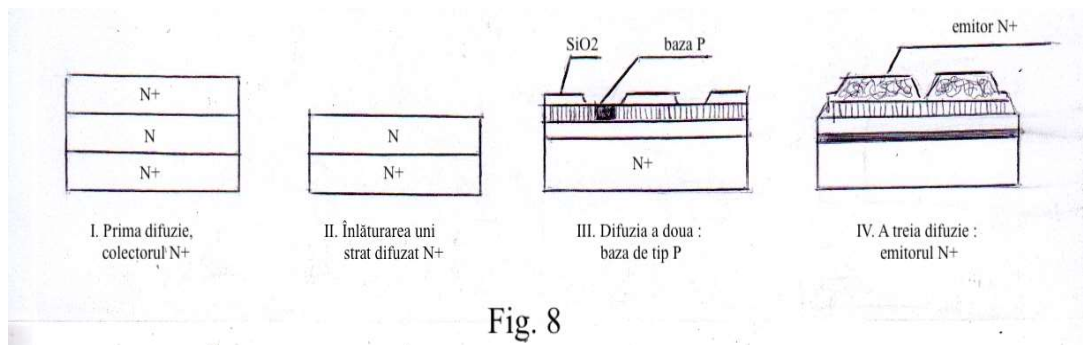
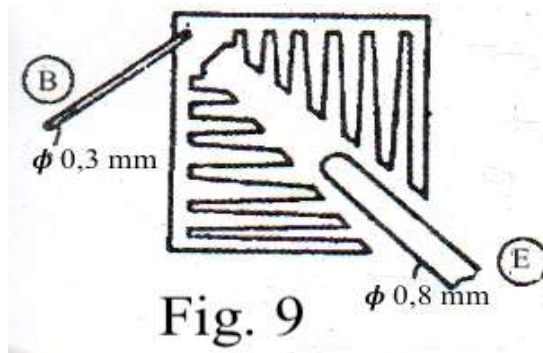


Fig. 8

Văzută de sus geometria structurii tranzistoarelor triplu difuzate este foarte diversă. În figura 9 se arată geometria tranzistorului BU126 caracterizat de :

$$U_{CE0} \geq 350 \text{ V}; U_{CES} \geq 750 \text{ V}; I_{CM} = 5 \text{ A}; f_T = 15 \text{ MHz}.$$



Analiza coparativă a celor 4 familii de tranzistoare de putere.

Tranzistoarele de putere au în funcție de tehnologia în care se realizează, proprietăți dinamice specifice. Aceste tranzistoare pentru a suporta tensiuni inverse mari pe joncțiunea colector – bază de la bun început au 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 figura 1 și figura 2 regiunea de sarcină spațială a colectorului se află într-o zonă slab dopată pe partea dinspre colector a stratului de blocare. Datorită zonei n slab dopate (care de obicei este stratul epitaxial) situată în zona $p+$ puternic dopată a bazei și zona $n+$ puternic dopată a zonei de contactare a colectorului, se obțin tranzistoare cu tensiuni inverse mari de 200 V ... 800 V. Deoarece partea $n+$ (aproape metalică) a colectorului este rezistivitate mică, R_C va fi mic și deci tensiunea de saturație U_{CEsat} mică. La tranzistoarele EPI – BAZĂ și la cele simplu difuzate (hometaxiale), zona de sarcină spațială este în partea dinspre bază a joncțiunii CB, adică în regiunea slab și omogen dopată a bazei. Cum însă din motive de f_T și de amplificare β , baza nu poate fi mai groasă de 10 μm la 25 μm , tensiunile inverse la tranzistoarele epi-bază și hometaxiale nu pot fi mai mari de 100 V la 150 V.

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

La tranzistoarele PL– epi datorită bazei subțiri și puternic dopate, exponențial (drift), amplificarea β este cea mai mare. Doar în apropierea I_{Cmax} , β scade simțitor. Densitatea de curent în joncțiunea CB este mai mare decât la celelalte tranzistoare. Tranzistoarele triplu difuzate au amplificarea β 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–BAZĂ, baza este relativ groasă și slab dopată din care cauză β este relativ mic.

Tranzistoarele simplu difuzate, au o bază foarte groasă și slab dopată din care cauză β este relativ mic.

Tranzistoarele simplu difuzate, au o bază foarte groasă care aproape ea singură asigură rezistența la tensiuni inverse. Baza groasă reduce câștigul β . Pentru a compensa pierderea de β , tranzistorul se face cu o structură mare și astfel la densități mai mici de curent se obține un β 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 mm²), și baza groasă, solidă omogen dopată în care se asigură și o repartitie uniformă de curent, fără canale distructive de microplasmă (puncte fierbinți de 800 °C la 1.000 °C). Excelente sunt și tranzistoarele epibază care au de asemenea o bază groasă de tip epitaxial.

Tranzistoarele PL–epi cu o bază foarte subțire neomogen dopată, cu un colector activ (epitaxial) foarte subțire și densități mari de curent sunt sub aspectul suprasarcinilor 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–epi are comportare optimă, având cel mai mare f_T , urmează în ordine triplu difuzate, epibază 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 comanda sub formă de impulsuri.

În tehnica impulsurilor, tranzistorul lucrează în 2 stări: fie conduce curent până la saturație, fie este blocat suportând o tensiune inversă. Dar între aceste două stări apare întotdeauna un timp, timpul între comandă și răspuns, atât la „deschiderea” tranzistorului cât și la blocarea lui. Timpii aceștia sunt timpii de comutație care trebuiesc 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.

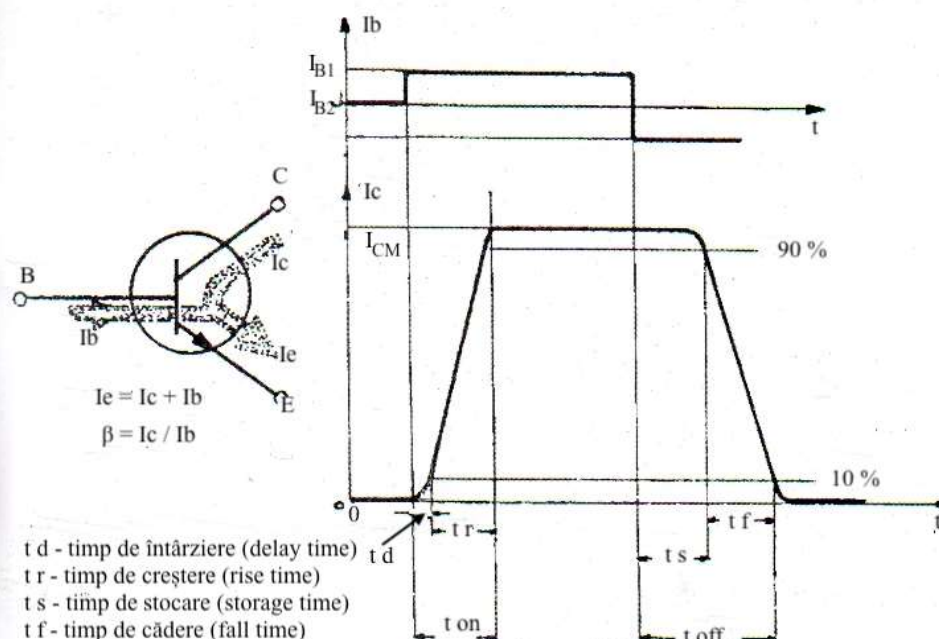


Fig. 10

Așa cum se vede în figura 10, aplicăm la un moment dat un impuls de tensiune pe bază și ca urmare un curent de bază I_{B1} . În circuitul de colector va curge un curent $I_{CM} = \beta \times I_{B1}$. Am ales astfel mărimea I_{B1} întrucât 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 momentul comenzii și momentul până când I_C atinge o valoare de 10% din I_{CM} .

t_r – este timpul de creștere, adică timpul în care curentul colectorului atinge valoarea 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 sfârșește 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 când în bază s-a dat comanda de blocare a tranzistorului și până când curentul scade cu 10% față de I_{CM} . În continuare, scăderea de la nivelul 90% până la nivelul de 10% a curentului este liniară și durează t_f , numit timp de cădere. Suma timpilor de scădere a curentului este timpul de deconectare sau blocare.

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

Deci cei 6 timpi, cataloagele indică de obicei pentru tranzistoarele rapide pe t_{on} , t_{off} sau t_r . 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 (Ge – MESA de putere **pn**) : $t_{off} < 1,5 \mu s$, într-un circuit specificat

BU102 (Si – PL- epi **npn**) : $t_{on} < 1 \mu s$; $t_f < 1 \mu s$ de la $I_C = 5 A$ cu $I_{B1} = I_{B2} = 0,5 A$

BU205 (Si – triplu difuzat MESA – **npn**): $t_f < 0,8 \mu s$; $t_s = 9 \mu s$ de la $I_C = 2 A$ cu $I_B = 1 A$

Tranzistoarele PL- epi au timpul t_{on} cel mai scurt, urmează apoi tranzistoarele triplu difuzate care sunt ceva mai lente. Foarte lent este tranzistorul simplu difuzat care are timpul de conectare de ordinul a 20 μs . La fel este ordinea de clasificare și la t_{off} : PL-E, triplu difuzate, epibază, simplu difuzate.

Timpii de comutație se măsoară cu ajutorul unui oscilograf cu dublu spot care permite urmărirea simultană a celor 2 curenți: I_C și I_B . Durata impulsurilor aplicate tranzistorului este de 5 μs ... 10 μs . Timpul de creștere al oscilografului trebuie să fie de ordinul a 10 nanosecunde adică mult mai mic decât timpii de comutație.

I. I. S. ELECTRONICA BUCUREȘTI

SERVICE

BULETIN TEHNIC Nr.3

TIPURI ȘI FAMILII DE TRANZISTOARE CU GERMANIU
TIPURI ȘI FAMILII DE TRANZISTOARE CU SILICIU

PENTRU UZ INTERN

Autor : ing. EUGEN STATNIC

Tiparul executat sub comanda nr.143 la Întreprinderea
poligrafică „Crișana” , Oradea str. Moscovei nr. 5

CUPRINS

I. Tipuri și familii de tranzistoare cu germaniu	80
1. Tranzistoare aliate pnp de mică putere	80
2. Tranzistoare aliate nnp de mică putere	84
3. Tranzistoare aliate Ge pnp și nnp de medie putere	86
Perechi complementare pnp / nnp	89
4. Tranzistoare cu Ge pnp aliate, de putere	92
5. Tranzistoare drift pentru FI și RF	97
II. Tipuri și familii de tranzistoare cu siliciu	100
A. Tranzistoare Si pnp și nnp de AF și comutație de mică putere	101
B. Tranzistoare Si nnp și pnp de medie putere	109
C. Tranzistoare Si nnp pentru etaje finale video	117
D. Tranzistoare Si de înaltă frecvență	121
1. Tranzistoare universale de RF și FI – MA – MF	122
2. Tranzistoare pentru frecvență intermediară video – sunet TV	126
3. Tranzistoare de FIF și UIF	131
E. Tranzistoare de putere AF și baleiaj	134

Într-un buletin tehnic anterior s-a tratat tehnologia tranzistoarelor, funcționarea și analiza parametrilor principali care caracterizează tranzistoarele. Tot în acel buletin s-au analizat condițiile limită de funcționare: tensiuni, curenți, temperatura joncțiunii și puterea disipată a tranzistoarelor. Un capitol special s-a rezervat tranzistoarelor de putere cu siliciu. Cunoștințele din acel buletin sunt necesare pentru însușirea materialului din prezentul buletin tehnic.

I. TIPURI ȘI FAMILII DE TRANZISTOARE CU GERMANIU.

Vom analiza întâi tranzistoarele cu germaniu, care, așa cum am arătat în capitolul de cunoștințe, privind tehnologia, pot fi alate sau drift. Avem câteva familii de tranzistoare cu germaniu:

1. Tranzistoare aliate de joasă frecvență (AF) și mică putere, *pnp* și *nnp*.
2. Tranzistoare aliate de joasă frecvență și medie putere, *pnp* și *nnp*.
3. Tranzistoare aliate de putere, pentru audiofrecvență (*familii AC*, EFT și AD).
4. Tranzistoare drift, pentru frecvență intermediară și radio frecvență L, M, S (EFT317 – EFT319).

1. TRANZISTOARE ALIATE *pnp*, DE MICĂ PUTERE.

De peste 15 ani se produce cunoscuta familie de tranzistoare EFT 351, EFT 352, EFT 352 și EFT 321, EFT322, EFT323, ambele serii rezultând din aceeași producție. Seria EFT350 era destinată etajelor de semnal mic și pentru aceasta, sortarea se făcea la curenți mici de colector (în intervalul 1 mA la 3 mA) iar seria EFT320 pentru etajele finale de mică putere, era sortată la curenți de 100 mA la 200 mA. De fapt erau aceleași tranzistoare: de pildă EFT352 cu EFT322, doar că la EFT se putea conta mai mult pe conservarea amplificării β la curenți mari.

Este cunoscut că aceste excelente tranzistoare au fost după anul 1965 sortate și însemnate (*marcate*) și după tensiune, tranzistoarele fiind notate cu litere (B sau C) care evidențiau clasa de tensiune, astfel, de exemplu:

EFT322	tensiunea $U_{CB0} = 24 \text{ V}$
EFT322 B	tensiunea $U_{CB0} = 18 \text{ V}$
EFT322 C	tensiunea $U_{CB0} = 12 \text{ V}$

Ulterior, din anul 1970, s-a purces la o codificare nouă a tranzistoarelor pe baza unor criterii mai raționale care țin seama de fabricație, de dispersia inerentă a principarilor parametri: tensiunea și amplificarea de curent la $I_C=100 \text{ mA}$.

Așa cum este ușor de înțeles, din fabricație rezultă tranzistoare cu o tensiune U_{CE0} cuprinsă între 10 V și 60 V, cu o anumită distribuție de procentaje, ca de pildă:

2%	tranzistoare cu $U_{CB0} \leq 10 \text{ V}$
13%	tranzistoare cu $U_{CB0} = 10 \text{ V} \div 18 \text{ V}$
18%	tranzistoare cu $U_{CB0} = 18 \text{ V} \div 24 \text{ V}$
20%	tranzistoare cu $U_{CB0} = 24 \text{ V} \div 32 \text{ V}$
25%	tranzistoare cu $U_{CB0} = 32 \text{ V} \div 48 \text{ V}$
10%	tranzistoare cu $U_{CB0} = 48 \text{ V} \div 60 \text{ V}$
2%	tranzistoare cu $U_{CB0} = 60 \text{ V}$

Reprezentarea grafică a acestei distribuții arată ca în figura 1, în care trasându-se și o linie medie înfășurătoare, se obține „clopotul lui Gauss”, care nu este altceva decât o lege sau funcția de probabilitate (distribuție Gaussiană).

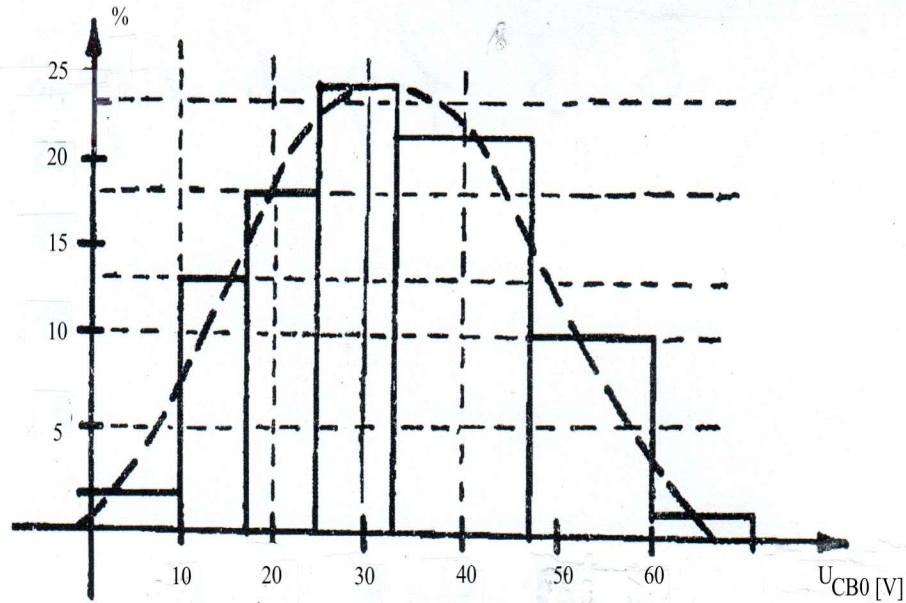


Fig. 1

La fel și amplificarea de curent (β , h_{21e}) are o distribuție Gaussiană între $\beta = 10 \dots 15$ și $\beta = 150 \dots 300$. Dar și frecvențe de tăiere f_T , care pentru familia de tranzistoare aliate de AF, este tipic 1,5 MHz, variază de la tip la tip între 1 MHz și 2 MHz.

Știm din capitoul de tehnologie că dacă fronturile de aliere s-au apropiat mai mult, baza rezultă subțire, deci tensiunea de străpungere va fi mică, frecvența de tăiere mai mare, amplificarea β mai mare.

Codificarea tranzistoarelor după tensiunea U_{CB0} :

12 V → seria 300 adică EFT 301 ; EFT 302 ; EFT 303

18 V → seria 310 adică EFT 311 ; EFT 312 ; EFT 313

24 V → seria 320 adică EFT 321 ; EFT 322 ; EFT 323

32 V → seria 330 adică EFT 331 ; EFT 332 ; EFT 333

48 V → seria 340 adică EFT 341 ; EFT 342 ; EFT 343

respectiv :

$U_{CB0} \geq 12 \text{ V}$ (12 V. . . 18 V) pentru seria 301 ; 302 ; 303

$U_{CB0} \geq 18 \text{ V}$ (18 V. . . 24 V) pentru seria 311 ; 312 ; 313

$U_{CB0} \geq 24 \text{ V}$ (24 V. . . 32 V) pentru seria 321 ; 322 ; 323

$U_{CB0} \geq 32 \text{ V}$ (32 V. . . 48 V) pentru seria 331 ; 332 ; 333

$U_{CB0} \geq 48 \text{ V}$ (peste 48 V) pentru seria FFT 341 ; EFT 342 ; EFT 343

Seria de tranzistoare EFT 351 – EFT 353 a dispărut din noua codificare. După amplificare, în cadrul fiecărei serii avem terminația 1, 2 sau 3 cu următoarea semnificație:

- $1 \rightarrow \beta = 17 \dots 45$ (roșu $20 \div 30$ și portocaliu $30 \div 40$)
 $2 \rightarrow \beta = 35 \dots 65$ (galben $40 \div 50$ și verde $50 \div 60$)
 $3 \rightarrow \beta = 55 \dots 200$ (albastru $60 \div 75$; violet $75 \div 100$; alb $100 \div 150$)

Astfel, toate tranzistoarele terminate cu 1 (EFT 311, EFT 321, EFT 331, EFT 341) au amplificarea de curent cea mai mică, cuprinsă între $17 \div 45$, iar cele terminate cu 3 au amplificare mare, cuprinsă între 60 și 200 la curentul $I_C = 100$ mA.

Știm deci că tensiunea este exprimată de cifra a doua, iar amplificarea de cifra a treia. Punctul de culoare, în măsura în care apare pe un tranzistor aliat de AF, precizează mai exact amplificarea cu următoarea codificare:

roșu	$20 \div 30$ ($15 \div 35$)
portocaliu	$30 \div 40$ ($25 \div 45$)
galben	$40 \div 50$ ($35 \div 55$)
verde	$50 \div 60$ ($45 \div 65$)
albastru	$60 \div 75$ ($55 \div 80$)
violet	$75 \div 100$ ($70 \div 110$)
alb	$100 \div 150$ ($85 \div 180$)

În paranteze sunt arătate abaterile față de categorie care se explică prin imprecizia măsurătorii atunci când s-a făcut sortarea, temperatura de măsurare și chiar deriva (modificarea sau evoluția parametrului în timp).

În afară de tensiune și amplificare de curent, mai trebuie luate în considerare următoarele limite privind puterea și curentul:

P_d – puterea disipată la $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ este de 250 mW,

I_{CM} – curentul maxim de colector (de vârf) este 250 mA.

• Privind puterea pe care o pot disipa tranzistoarele din această familie, trebuie precizate rezistențele termice: $R_{th\ j-c}$ (joncțiune – capsulă) și $R_{th\ j-a}$ (joncțiune-aer ambiant) precum și temperatura admisă a joncțiunii:

$$R_{th\ j-c} = 80^\circ\text{C} / \text{W} = 0,08^\circ\text{C} / \text{mW},$$

$$R_{th\ j-a} = 300^\circ\text{C} / \text{W} = 0,3^\circ\text{C} / \text{mW},$$

$$T_{j\ max} = 85^\circ\text{C}.$$

Se reamintește corelația dintre temperatura joncțiunii, puterea disipată și temperatura ambiantă:

$$T_j = T_{amb} + P_d \times R_{th\ j-a}.$$

Astfel la $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, când $P_d = 200$ mW; 100 mW; 25 mW, tranzistorul fiind plasat în aer liniștit, se calculează temperatura joncțiunii :

$$\text{Cu } 200 \text{ mW} \quad T_j = 25 + 0,2 \times 300 = 25 + 60 = 85^\circ\text{C}.$$

$$\text{Cu } 100 \text{ mW} \quad T_j = 25 + 0,1 \times 300 = 25 + 30 = 55^\circ\text{C}.$$

$$\text{Cu } 25 \text{ mW} \quad T_j = 25 + 25 \times 0,33 = 33^\circ\text{C}.$$

Vom putea calcula ușor cât este puterea disipată admisă dacă tranzistorul (fără radiator) se află la temperatura ambiantă de 55°C (de exemplu într-un televizor):

$$P_d = (T_j - T_{amb}) / R_{th\ j-c} = (85 - 55) / 300 = 30 / 300 = 0,1 \text{ W}$$

Folosind o aripioară de răcire cu suprafața de 4 cm^2 , având un colier de contact cu capsula, rezistența termică scade de la $300 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$ ($0,3 \text{ }^\circ\text{C} / \text{mW}$) la circa $180 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$, adică $0,18 \text{ }^\circ\text{C} / \text{mW}$ (rezistența termică a radiatorului este de circa $100 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$, astfel că împreună cu R_{thjc} , fac împreună $180 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$).

Cu această aripioară se poate încălca tranzistorul la $T_{amb} = 55 \text{ }^\circ\text{C}$, cu :

$$P_d = (85 - 55) / 180 = 30 / 180 = 166 \text{ mW}.$$

Să reținem însă că la $P_d = 166 \text{ mW}$, jonțiunea va fi foarte caldă: $85 \text{ }^\circ\text{C}$!

- Depășirea curentului de 250 mA nu distruge tranzistorul, cu condiția ca puterea disipată să nu depășească P_d de 150 mW , cu alte cuvinte, pentru scurt timp tranzistorul poate suporta chiar 400 mA dacă U_{CE} nu depășește $0,3 \text{ V} \div 0,4 \text{ V}$.

- Amplificarea de curent scade pe măsură ce crește curentul, fiind cu $30 \% \div 35 \%$ mai mică la $I_C = 250 \text{ mA}$, decât la $I_C = 10 \text{ mA} \div 20 \text{ mA}$, dar este foarte mare atunci când temperatura jonțiunii crește peste $60 \text{ }^\circ\text{C}$. În figura 2 se arată variația procentuală a lui I_C cu curentul și temperatura.

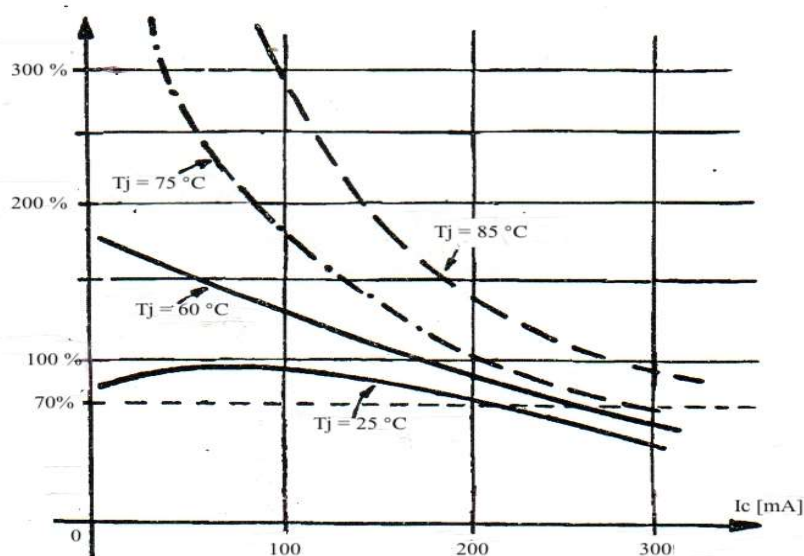


Fig. 2

Periculoasă este zona de temperaturi a jonțiunii peste $60 \text{ }^\circ\text{C}$, când datorită proceselor din tranzistor, amplificarea de curent (β , h_{21}) crește de $2 \div 3$ ori și conduce la ambalarea termică a tranzistorului și la rapida lui distrugere.

- Concluzie: puterea disipată a tranzistorului din familia EFT311 . . . EFT353, nu are voie să depășească niciodată 100 mW !

Bineînțeles că această condiție se pune atunci când se urmărește o funcționare absolut sigură a circuitelor. În practică, tranzistoarele din familia aceasta sunt folosite ca preamplificatoare de AF, etaje defazoare și etaje finale în clasă B. În etajele preamplificatoare puterea disipată nu depășește, de obicei, $5 \text{ mW} \div 10 \text{ mW}$, aceste etaje lucrând la o tensiune de $5 \text{ V} \div 10 \text{ V}$ și un curent de lucru de $0,5 \text{ mA} \div 2 \text{ mA}$. În funcție de defazor (driver), încălcarea poate fi de $50 \text{ mW} \div 80 \text{ mW}$, ca de exemplu la RR SELECT unde T8 are $I_C = 12 \text{ mA}$ și $U_{CE} = 5 \text{ V}$ ($P_d = 60 \text{ mW}$). Tranzistorul T8, EFT 322, este destul de solicitat atunci când aparatul este plasat la o temperatură ambiantă de $35 \text{ }^\circ\text{C}$. În interiorul aparatului, în zona lui T8, temperatura este de circa $48 \text{ }^\circ\text{C}$, iar temperatura jonțiunii atinge $66 \text{ }^\circ\text{C}$, ceea ce se calculează cu relația amintită:

$$T_j = T_{amb} + P_d \times R_{thj-a} = 48 + 60 \times 0,3 = 66 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

În etajele finale, problema încălzirii termice este mai delicată. Este cunoscut că randamentul teoretic al unui etaj final în clasă B este de 78%. Dar în realitate etajele finale nu lucrează „curat” în clasă B ci în clasă AB, deoarece au un curent de polarizare de 3 mA . . . 10 mA, în scopul evitării distorsiunilor de trecere (*racordare*) – de tip B.

Din această cauză randamentul unui etaj final uzual este de 65% ÷ 67% :

$$\eta_{clB} = 65 \div 67\%$$

Înseamnă că un etaj final de AF care dă în difuzoare o putere de 0,65 W, consumă de la sursa de alimentare 1 W. Puterea diferență:

$$P_{alim} - P_{ics} = P_d = 1 \text{ W} - 0,65 \text{ W} = 0,35 \text{ W}$$

Deci 0,35 W vor fi disipați pe cele 2 tranzistoare finale, în mod egal, câte 175 mW, ceea ce, încă nu depășește admisibilul pentru tranzistoarele acestei familii (180 mW la temperatura ambiantă de 45 °C).

2. TRANZISTOARE ALIATE *nnp*, DE MICĂ PUTERE.

Este mai dificilă fabricarea unui tranzistor *nnp* cu Ge decât a unui *pnnp* cu Ge. Dar eliminarea transformatoarelor de ieșire și defazare, din receptoarele mici, nu este posibilă fără crearea unei perechi complementare așa cum este perechea :

$$\text{EFT 323} + \text{EFT 373}$$

pnnp *nnp*

O pereche de tranzistoare complementare se poate forma din 2 tranzistoare cu caracteristici electrice cât mai apropiate, mai ales în ceea ce privește :

- 1) caracteristica $I_C = f(U_{BE})$
- 2) caracteristica $h_{21E} = f(I_C)$.

Identitatea caracteristilor de excitație $I_C = f(U_{BE})$ este necesară pentru a asigura curenți egali de colector la cele două tranzistoare, atunci când pe baza acestora se aplică tensiunea de audiofrecvență de la etajul defazor.

Caracteristica $h_{21E} = f(I_C)$ este importantă la orice etaj final, tot pentru a asigura curenți egali de colector, mai ales la excursii mari de curent.

• Tipică pentru tranzistoarele *nnp* este scăderea pronunțată a amplificării de curent la curenți mari de colector, așa cum se arată în figura 3.

Situația este caracteristică și pentru perechile complementare AC 180 / 181, AC 184 / 185, EFT 367 / 377, AC 187 / AC 188 și în general pentru toate tranzistoarele complementare aliate cu germaniu. Amplificarea poate diferi cu cel mult 15% ÷ 25% la cele 2 tranzistoare; la acest ordin de mărime, reacția negativă corectează diferența de h_{21} , astfel că distorsiunile semnalului de la ieșire se situează sub 10%.

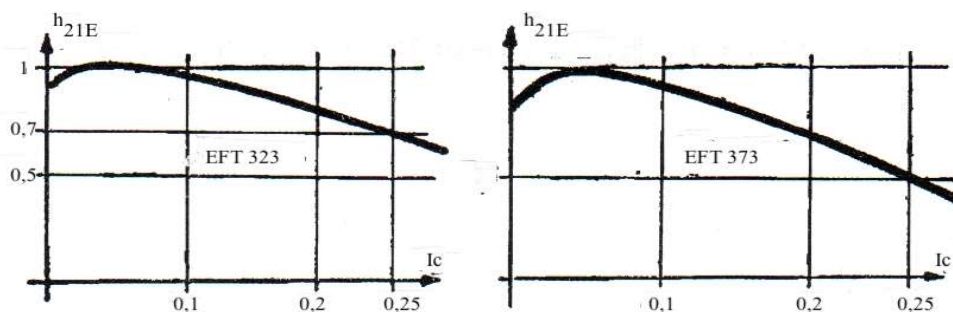


Fig. 3

Se adoptă uneori o astfel de împerechere încât la curenții mici și mijlocii, amplificarea tranzistorului *nnp* să fie cu 20% ÷ 25% mai mare, adică cu o culoare mai sus decât amplificarea tranzistorului *pnp*; datorită scăderii mai mari a lui h_{21E} la curenți mari, amplificarea tipului *nnp* nu va fi decât cu 15% ÷ 20% mai mică decât cea a tranzistorului *pnp*. Aceasta se vede bine în figura 4 în care se arată caractersticile reale $h_{21E} = f(I_C)$ la o pereche EFT 323 albastru – EFT 373 violet față de o pereche EFT 323 violet – EFT 373 violet. Se vede din figura 4a că „desperecherea” voită cu o culoare, conduce la caracteristici mai apropiate în zona curenților mari de colector (0,25 A) în timp ce împerecherea la culoare asigură o identitate mai bună până la circa 65% din $I_{C \max}$ (0,15 A). Se arată mai jos și caracteristica distorsiunilor la același amplificator echipat cu perechea A și cu perechea B, la care excursia maximă de curent $I_{CM} = 0,2$ A.

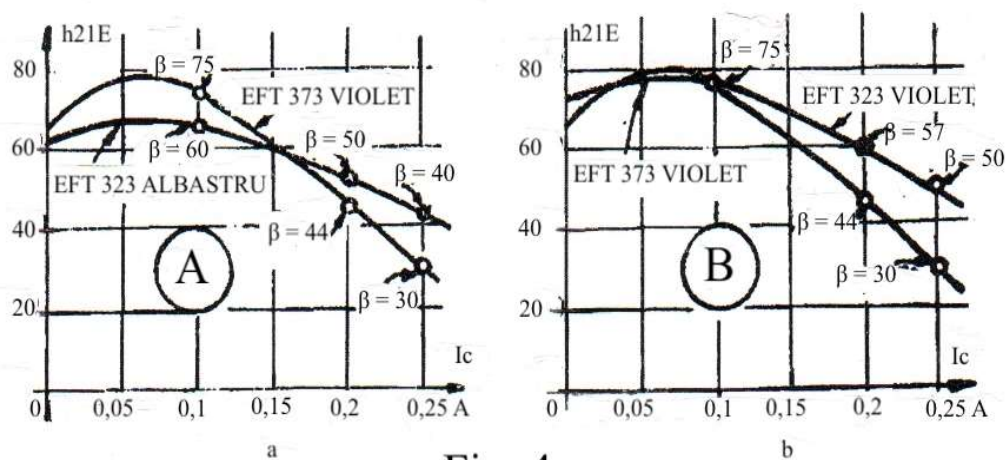


Fig. 4

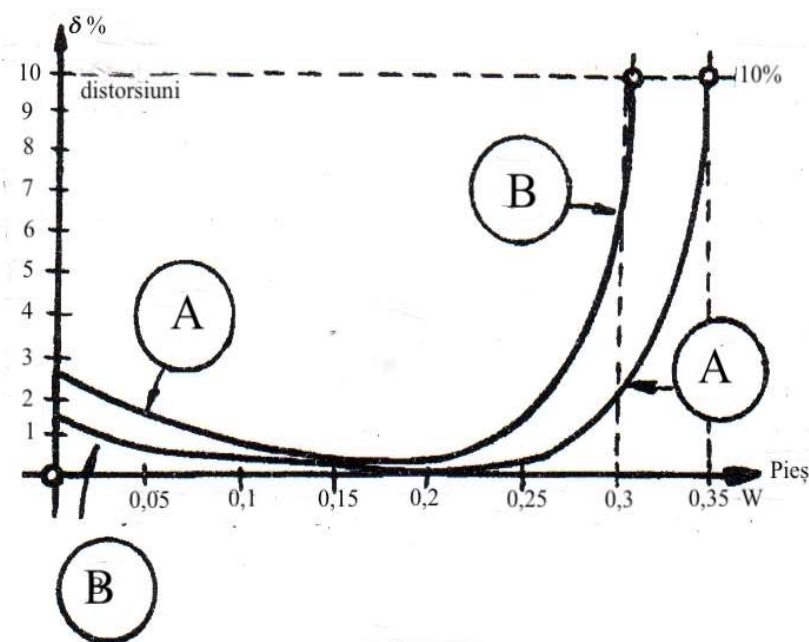


Fig. 5

Se observă că la perechea A, diferența amplificărilor este mai mare la curenți de 50 mA ÷ 100 mA și ca urmare distorsiunile la puteri mici sunt de 2% la 3%, obținându-se 10% distorsiuni la puterea de 0,35 W. Cu perechea B, la care diferența amplificărilor la curenți mici este relativ mică, se obțin distorsiuni de 0,5% la 1% iar puteri până la 0,2 W; dar puterea cu 10% distorsiuni este de 0,3 W deoarece la peste 0,2 A, vezi figura 4b, diferențele de β sunt importante, mergând până la 50%.

Cum la tranzistoarele **nnp** de tipul EFT 373, amplificarea este cuprinsă între 50 și 150, împerecherea se face cu tranzistoare EFT 322 și EFT 323. Întrucât la RR alimentate la 18 V și 12 V, este uzuală și împerecherea lui EFT 373 cu tranzistoare EFT 312 / EFT 313 și chiar EFT 302 / EFT 303, importantă fiind clasa de amplificare de curent și nu tensiunea U_{CB0} sau U_{CE0} . Exact aceleași probleme de împerechere se pun la perechea complementară AC 180 K și AC 181 K, unde este posibilă împerecherea tranzistorului **pnp** AC 180 K cu un tranzistor **nnp** AC 181 K de o clasă superioară ca amplificare, de exemplu AC 180 K VI cu AC 181 K VII sau AC 180 K IV cu AC 181 K V.

3. TRANZISTOARE ALIATE Ge **pnp** și **nnp** de MEDIE PUTERE.

În această categorie intră 2 familii moderne de tranzistoare aliate:

pnp: AC 180 K, AC 180, AC 182, AC 184, EFT 367

nnp: AC 181 K, AC 181, AC 183, AC 285, EFT 377

Capii de serie în aceste familii sunt tranzistoarele: **pnp** – AC 180 K și **nnp** - AC 181 K.

Tipic pentru aceste tranzistoare este curentul de colector maxim admis de 1,5 A la 2 A, datorită unei foarte bune cedări a căldurii de la joncțiune la capsulă, asigurată prin „construcția” interioră a capsulei*. Tranzistoarele AC 180 K și AC 181 K au o rezistență termică joncțiune capsulă $R_{th\,jc}$ de cel mult 30 °C / W. Cu alte cuvinte atunci când tranzistorul AC 180 K este încărcat cu 1 W, joncțiunea este mai caldă decât suprafața exterioară a capsulei cu cel mult 30 °C, dar numai în situația când prisma metalică K a capsulei este montată pe un radiator metalic. Dacă însă tranzistorul AC 180 K sau AC 181 K se află liber, nefixat pe vre-un radiator, rezistența termică între joncțiune și ambiant $R_{th\,ja} \leq 170$ °C/W, face ca tranzistorul să nu poată disipa mai mult de 300 mW ÷ 320 mW.

O altă caracteristică a tranzistoarelor de medie putere este conservarea amplificării de curent până la 1,5 A la tipul **pnp** AC 180 K și până la circa 1 A la tipul **nnp** AC 181 K, așa cum se arată în figura 6. Dar, deoarece caracteristica amplificării de curent este diferită la cele două tranzistoare, fiind mai scăzătoare la tipul **nnp**, împerecherea pentru etajele finale complementare se face în 2 puncte: la 50 mA și 600 mA. Chiar sortarea tranzistoarelor după clasele de amplificare β , sau h_{21E} , se face la curentul de 600 mA, astfel :

Clasa	IV	V	VI	VII	VIII
h_{21E}	20 ÷ 65	50 ÷ 100	75 ÷ 150	125 ÷ 250	200 ÷ 400

*înainte de operația de închidere, capacul capsulei este umplut cu un compoud pe bază siliconică și Al_2O_3 .

Conductivitatea termică a compoudului este 30 W/(m °K).

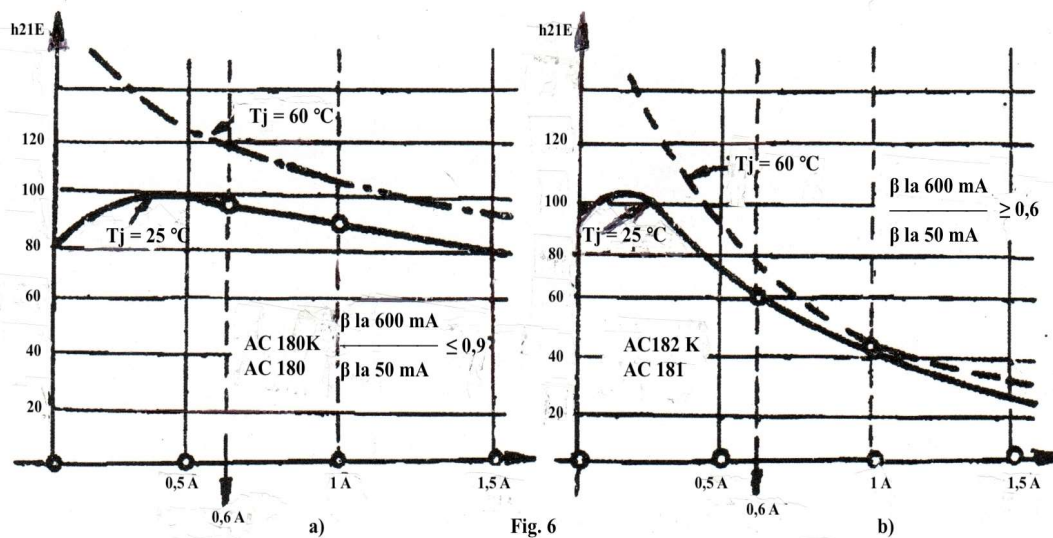


Fig. 6

Se vede în figura 6b că dacă un tranzistor AC 181 K are la $I_C = 600$ mA, $h_{21E} = 60$ (deci face parte din clasa V-a) acesta are $I_C = 500$ mA un h_{21E} de circa 100. La un **pnp** – AC 180 K, când h_{21E} (la 600 mA) = 60, se înțelege că h_{21E} (la 500 mA) va fi de circa 70, deoarece β nu scade așa de mult. Împerecherea are loc în principal la 600 mA, unde h_{21E} nu are voie să difere cu mai mult de 25%, de la **pnp** la **npn**. Cu această împerechere se obține un paralelism acceptabil între cele 2 tranzistoare și ca urmare un nivel mic de distorsiuni.

- Problema care mai apare este că tranzistoarele **npn** au o caracteristică de transfer mai „leneșă” în sensul că este necesară o tensiune de „deschidere” U_{BE} mai mare decât la tipurile **pnp**. Astfel pentru ca prin „traseul” colector – emitor să curgă 600 mA, este necesară la AC 180K o tensiune de circa 0,45 V, în timp ce (vezi figura 7b) tipul **npn** AC 181K „cere” 0,55 V. Altfel spus, o tensiune U_{BE} de 0,4 V forțează prin AC 180K un curent de bază de circa 5 mA, în timp ce la AC 181K curentul bazei va fi de 3 mA. Cum însă amplificarea lui AC 181K este cu circa 30% mai mare decât la AC 180K, în domeniul 100 mA ÷ 500 mA, se ajunge la curenți de colector relativ apropiați în zona unde cele 2 tranzistoare par neîmperecheate, dacă privim caracteristicile din figura 7a. Necazul apare la curenți mai mari de 600 mA, unde pe de o parte scade h_{21E} (β) și reduce curentul I_C , iar pe de altă parte curentul I_C tinde să fie mai mic datorită

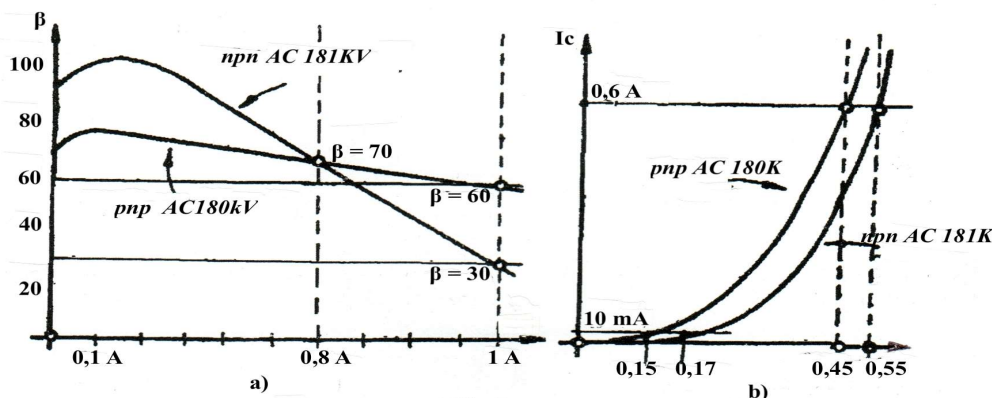


Fig.7

tensiunii U_{BE} , insuficientă pentru excitarea tranzistorului **nnp**. De aceea etajele cu tranzistoare complementare se dimensionează astfel ca I_{CM} (curentul de vârf de colector) să nu depășească cu mult valoarea curentului de împerechiere, deci nu mult peste 0,6 A).

O compensare mai corectă a dezavantajelor tranzistorului **nnp**, se obține luând tranzistorul **nnp** la o clasă de amplificare mai mare decât tipul **pnp**, lucru menținut încă odată atunci când s-a analizat perechea EFT 323/ EFT 373.

✱

Din fabricația curentă tranzistoarele se sortează într-o anumită ordine care permite departajarea și a unor tranzistoare foarte bune, pentru etajele finale de putere mai mică sau pentru etaje prefinale sau preamplificatoare.

Astfel, din tehnologia de medie putere **pnp** se obțin tipurile:

AC 180 K – tranzistor **pnp** cu conservarea h_{21E} până la 1,5 A (cu radiator K prizmă, *vezi figura 7 bis*),

AC 180 – identic cu AC 180 K, dar fără radiatorul prizmă.

EFT 367 – tranzistor cu conservarea h_{21E} până la 1 A, fără prizmă.

AC 184 – tranzistor cu h_{21E} mare până la 0,2 A ÷ 0,3 A (prefinal de calitate).

Din tehnologia de medie putere **nnp** se obțin tipurile:

AC 181 K – tranzistor (**nnp**) cu $h_{21E} = f(I_C)$ acceptabilă până la 1 A, cu prizmă K.

AC 181 – tranzistor identic, dar fără radiatorul K.

EFT 377 – tranzistor cu conservare acceptabilă până la 0,5 A, fără prizmă.

AC 185 – conservarea h_{21E} până la circa 0,3 A, fără radiator prizmă.

AC 183 – tranzistor cu h_{21E} mare până la 0,1 A ÷ 0,2 A (prefinal de calitate).

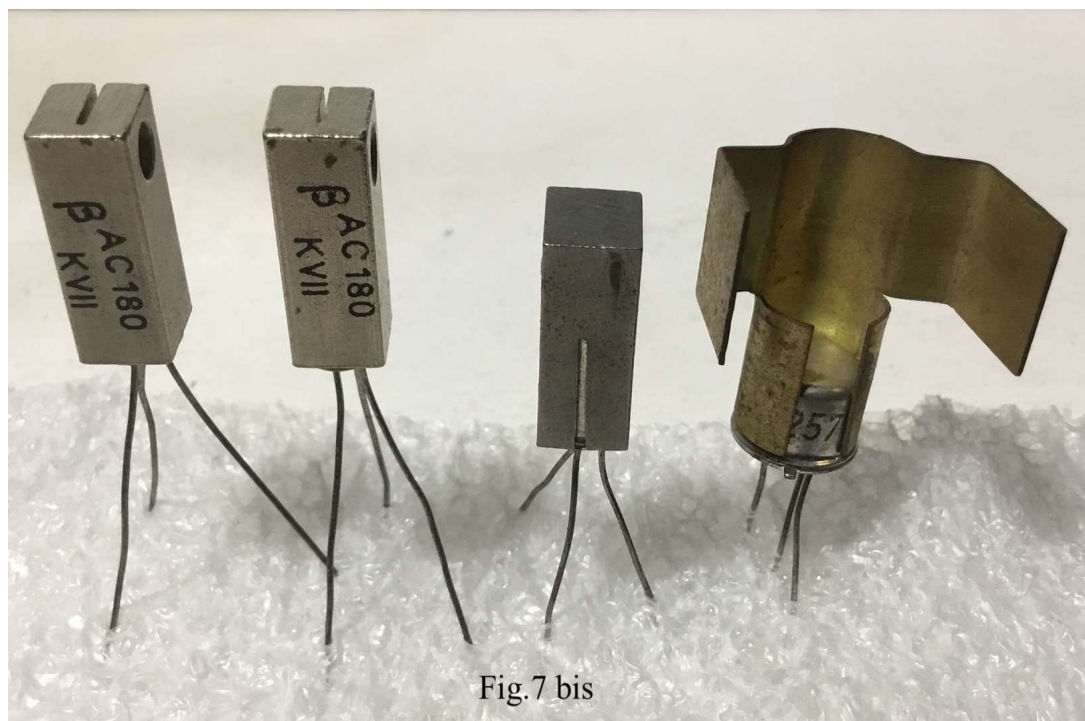


Fig.7 bis

Perechi complementare *pnp* / *nnp*

Acestea se pot forma din tranzistoare cu coservare asemănătoare a amplificării. Deoarece însă h_{21E} la tipurile *nnp* scade mult cu creșterea I_C , etajele finale se proiectează astfel încât I_{CM}^* (valoarea de vârf a curentului I_C din etajul final) să nu depășească o anumită valoare rezonabilă.

AC 180 K + AC 181 K	$I_{CM} = 0,8 \text{ A} \div 1 \text{ A}$	$P_{ies \text{ max}} \approx 3 \text{ W}$
EFT 367 + EFT 377	$I_{CM} = 0,4 \text{ A} \div 0,5 \text{ A}$	$P_{ies \text{ max}} \approx 1,15 \text{ W}$
AC 184 + AC 185	$I_{CM} = 0,25 \text{ A} \div 0,3 \text{ A}$	$P_{ies \text{ max}} \approx 0,7 \text{ W}$
EFT 323 + EFT 373	$I_{CM} = 0,25 \text{ A}$	$P_{ies \text{ max}} \approx 0,5 \text{ W}$

Tranzistoarele *pnp* și *nnp* aliate din familia AF de mică și medie putere sunt prezentate, pentru o mai ușoară depistare și comparare într-un tabel comun:

* Pe tranzistoarele destinate perechilor complementare se află, în afară de codul și clasa de amplificare, un număr compus din 2 cifre care semnifică clasa de împerechere: astfel sunt pereche toate tranzistoarele care au aceiași cifră de împerechere (*pnp* sau *nnp*).

TRANZISTOARE GE, ALIATE, *pnp*

Transistor	POL.	U_{CBO} (V)		U_{CEO} (V)		$I_{C\ max}$ (mA)		$P_d\ mW$ $(T_A = 25^\circ C)$ $(T_A = 45^\circ C)$		R_{thjc} ($^\circ C/W$)		F_T (MHz)		h_{21E} static la 100 mA		marcare
EFT 311	<i>pnp</i>	18	18	10	10	250	250	180	180	80	80	1,3	1,3	$17 \div 45$	$17 \div 45$	roșu, portocaliu
EFT 312	<i>pnp</i>	18	18	10	10	250	250	180	180	80	80	1,6	1,6	$35 \div 65$	$35 \div 65$	galben, verde
EFT 313	<i>pnp</i>	18	18	10	10	250	250	180	180	80	80	2	2	$55 \div 200$	$55 \div 200$	albastru, violet alb
EFT 321	<i>pnp</i>	24	24	16	16	205	250	180	180	80	80	1,3	1,3	$17 \div 45$	$17 \div 45$	roșu, portocaliu
EFT 322	<i>pnp</i>	24	24	16	16	250	250	180	180	80	80	1,6	1,6	$35 \div 65$	$35 \div 65$	galben, verde
EFT 323	<i>pnp</i>	24	24	16	16	250	250	180	180	80	80	2	2	$55 \div 200$	$55 \div 200$	albastru, violet alb
EFT 331	<i>pnp</i>	32	32	20	20	250	250	180	180	80	80	1,3	1,3	$17 \div 45$	$17 \div 45$	roșu, portocaliu
EFT 332	<i>pnp</i>	32	32	20	20	250	250	180	180	80	80	1,6	1,6	$35 \div 65$	$35 \div 65$	galben, verde
EFT 333	<i>pnp</i>	32	32	20	20	250	250	180	180	80	80	2	2	$55 \div 200$	$55 \div 200$	albastru, violet, alb
EFT 341	<i>pnp</i>	48	48	24	24	250	250	180	180	80	80	1,3	1,3	$17 \div 45$	$17 \div 45$	roșu, portocaliu
EFT 342	<i>pnp</i>	48	48	24	24	250	250	180	180	80	80	1,6	1,6	$35 \div 65$	$35 \div 65$	galben, verde
EFT 343	<i>pnp</i>	48	48	24	24	250	250	180	180	80	80	2	2	$55 \div 200$	$55 \div 200$	albastru, violet, alb

EFT 367		32	16	1 A	250	180	60	1,5	A = $45 \div 75$ B = $65 \div 100$ C = $90 \div 170$		
EFT 124	<i>pnp</i>	24	16	0,5 A	500	230	60	0,5	20 $\div$ 45		Ieșite din uzul curent
EFT 125	<i>pnp</i>	24	16	0,5 A	500	230	60	0,5	40 $\div$ 100		
AC 180	<i>pnp</i>	32	16	1,5 A	300	225	30	2,5(>1)	IV $25 \div 50$ V $50 \div 100$ VI $75 \div 150$ VII $125 \div 250$ VIII $200 \div 400$		
AC 184	<i>pnp</i>	32	16	0,5 A	270	200	60	2,5(>1)			
AC 180 K	<i>pnp</i>	32	16	1,5 A	440	320	30	2,5(>1)			
TRANZISTOARE GE, ALIATE, <i>nnp</i>											
EFT 373	<i>nnp</i>	24	12	250	250	140	80	1,5	55 $\div$ 155		albastru, violet, alb
EFT 377	<i>nnp</i>	32	16	0,6 A	250	180	60	1,5	A = $50 \div 100$ B = $75 \div 110$ C = $125 \div 250$		
AC 181	<i>nnp</i>	32	16	1 A	300	225	30	4,5(>2)	V $50 \div 100$ VI $75 \div 150$ VII $125 \div 250$ VIII $200 \div 400$		
AC 183	<i>nnp</i>	32	16	150	250	180	60	4,5(>2)			
AC 185	<i>nnp</i>	32	16	0,5 A	270	200	60	4,5(>2)			
AC 181 K	<i>nnp</i>	32	16	1 A	440	320	30	4,5(>2)			

ETAJE FINALE clasă B	I_{CM} [A]	$U_{ALIM(max)}$ [V]	$R_S (DIF)$ [Ω]	$P_{IEȘ\ max}$ [W]	$P_{tot\ 10\%}$	$P_{ieș\ 1\%}$
EFT 323 și EFT373	0,25	6	8	0,45	0,35	0,25
EFT 367 și EFT 377	0,5	9	8	1,15	0,9	0,75
AC 184 și AC 185	0,25	6	8	0,5	0,4	0,3
		12	24	0,7	0,6	0,5
AC 189K și AC 181K	1	9	4	2,1	1,75	1,6
		12	5	3	2,5	2
AC 180K și AC 180K	1,5	15	5	3,9	3,9	3

4. TRANZISTOARE CU Ge, *pnp*, ALIATE DE PUTERE.

Programul I.P.R.S. oferă o serie de tranzistoare de putere, destinate etajelor de audiofrecvență, unele în capsulă mare TO3, iar altele în capsulă mai mică SOT9 (tipurile AD 152, AD 155).

Avem trei familii de tranzistoare după mărimea curentului de colector:

- 1) $I_{CM} = 2\ A$ AD 152, AD 155
- 2) $I_{CM} = 3\ A$ AD 130, 131, 132; AD 149; EFT 212, 213.
- 3) $I_{CM} = 10\ A$ ASZ 15, 16, 17, 18.

Pentru reținerea parametrilor principali am întocmit tabelul de mai jos:

Tranzistor	POL	U_{CBO} (V)	U_{CEO} (V)	I_{CM} (A)	h_{21E} típic (dispersada)	$U_{CE sat}$ (V)	I_{CQ} (A)	f_T MHz	R_{thjc} °C/W	T_{jmax} °C	$P_D f(U_{CE})$ $T_0=45^\circ\text{C}$
AD 152	pnp	45	23	2	75 (35 ÷ 150)	0,9	2	>0,8	7,5	85	6 W cu rad. infinit
AD 155	pnp	25	15	2	120 (50 ÷ 200)	0,9	2	>0,8	7,5	85	6 W cu rad. infinit
AD 130	pnp	32	30	3	50 (20 ÷ 100)	0,6	3	>0,25	1,5	90	30 W la 0 ÷ 10 V 20 W la 0,5 U_{CEO} 15 W la 0,7 U_{CEO}
AD 131	pnp	60	45	3	50 (20 ÷ 100)	0,6	3	>0,25	1,5	90	10 W la 0,85 U_{CEO} 6 W la U_{CEO}
AD 132	pnp	80	60	3	50 (20 ÷ 100)	0,6	3	>0,25	1,5	90	22 W la 0 ÷ 10 V 15 W la $U_{CE}=20\text{ V}$ 10 W la $U_{CE}=25\text{ V}$ 5 W la U_{CEO}
AD 149	pnp	50	30	3	60 (30 ÷ 100)	0,3	2	>0,5	2	90	30 W la 0 ÷ 10 V 20 W la 0,5 U_{CEO} 15 W la 0,7 U_{CEO} 10 W la 0,85 U_{CEO} 6 W la U_{CEO}
ASZ 15	pnp	100	60	10	40 (20 ÷ 55)	0,35	10	0,2	1,5	90	
ASZ 16	pnp	60	32	10	75 (45 ÷ 130)	0,35	10	0,25	1,5	90	
ASZ 17	pnp	60	32	10	50 (25 ÷ 75)	0,35	10	0,22	1,5	90	
ASZ 18	pnp	100	60	10	80 (30 ÷ 110)	0,35	10	0,22	1,5	90	

TRANZISTOARE DE PUTERE DIN FABRICAȚIA ANILOR

1960 ÷ 1970

(în paranteză este trecut tipul nou, înlocutor).

Tranzistor <i>pn</i>	U_{CB0} [V]	U_{CE0} [V]	I_{CM} [A]	h_{21E} tipic disp.	U_{CE} sat. [V]	I_C [A]	f_T [MHz]	$R_{th\,jc}$ [°C/W]	T_j max [°C]	P_D $T_C=45^\circ C$ [W]
EFT 212 (AD 130)	30	20	3	40 20...150	0,4	3	0,2	2	85	20
EFT 213 (AD 130)	40	30	3	40 20...150	0,4	3	0,2	2	85	20
EFT 214 (AD 131)	60	40	3	40 20...150	0,4	3	0,2	2	85	20
EFT 250 (AD 132)	80	60	3	40 20...150	0,4	3	0,2	2	85	20

• Tranzistoarele AD 152 și AD 155 admit un $I_{CM} = 2$ A cu o conservare bună a curentului până la 1 A și doar acceptabilă spre curenți de 2 A, așa cum arată figura 8a. Pentru forțarea unui curent de 2 A, tensiunea U_{BE} necesară este de circa 0,8 V cu dispersie cuprinsă între 0,65 V și 1,15 V. Având o amplificare mai bună (h_{21E}) tipul AD 155 se excită mai ușor decât AD 152, necesitând o putere mai mică a etajului prefinal, ceea ce se vede în figura 8b.

• La un etaj final de putere cu 2 tranzistoare *pn*, a cărei schemă simplificată este arătată în figura 9, avem următoarele mărimi caracteristice:

a) Tensiunea maximă la care este supus un tranzistor : $U_{CE\,max} = 0,5 U_B$.

b) Curentul de vârf de colector :

$$I_{CM} = (U_B / 2 - U_{CE\,sat}) / (R_S + R_E) \approx U_B / 2R_S$$

c) Puterea de ieșire maximă : $P_{ieș\,max}$:

$$P_{ieș\,max} = \frac{(U_B - 2 U_{CE\,sat} - 2R_E I_{CM})^2}{8 (R_S + R_E)} \approx \frac{U_B^2}{10 R_S}$$

d) Puterea pierdută egală cu P disipată de ambele tranzistoare, are loc la $0,5 P_{ieș\,max}$ și este dată de relația:

$$P_d = 0,33 \times P_{ieș\,max} + U_E \times I_0 \approx 0,37 P_{ieș\,max}$$

e) Curentul continuu mediu absorbit la $P_{ieș\,max}$ din sursa de alimentare:

$$I_{0\,max} \approx \frac{1,5 \times P_{ieș\,max}}{U_B}$$

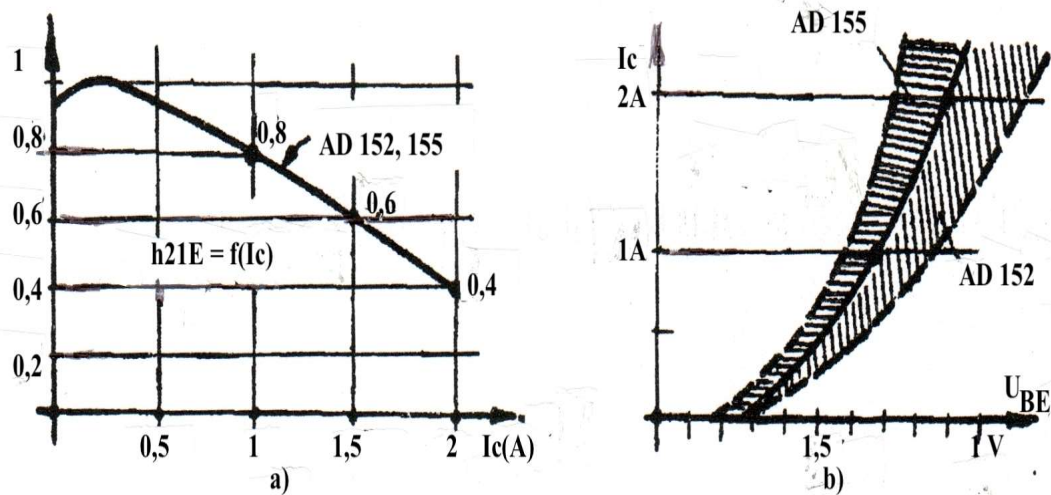


Fig.8

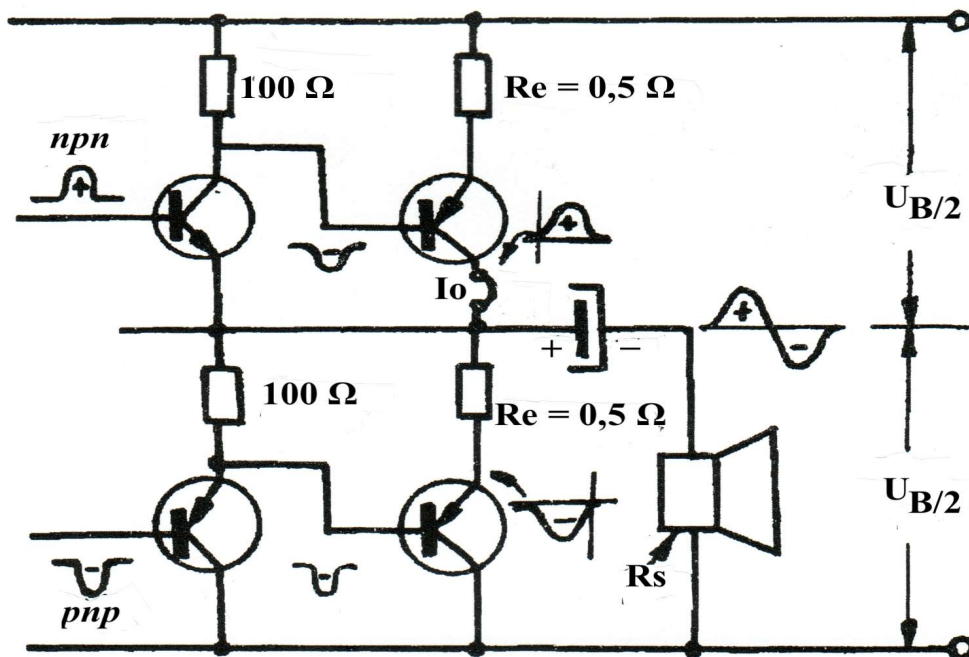


Fig.9

• Cu aceste valori să determinăm mărimile principale ale etajului final (un canal) al RR „BUCUR” știind că tensiunea redresorului stabilizat, care alimentează etajul final, este de circa

22 V la $I_0 = 0,65$ A și că difuzorul are rezistența în c.c. egală cu $4,5 \Omega$ iar tranzistoarele AD 152 (AD 155) au o tensiune de saturație de 0,9 V la $I_C = 2$ A.

Se determină:

$$I_{CM} = \frac{11 - 0,9}{4,5 + 0,5} = 2 \text{ A}$$

$$P_{ieș \max} = \frac{(U_B - 2 \times U_{CE \text{ sat}} - 2R_E I_{CM})^2}{8 \times (R_S + R_E)} = \frac{(22 - 2 \times 0,9 - 2 \times 0,5 \times 2)^2}{8 \times (4,5 + 0,5)} = \frac{18,2^2}{40} = 8,28 \text{ W}$$

$$P_d = 0,33 \times 8,28 + 22 \times 0,015 = 2,73 + 0,33 = 3,06 \text{ W}$$

$$P_d = 1,53 \text{ W pe fiecare tranzistor,}$$

$$I_{0 \max} = 1,5 \times 8,25 / 22 = 0,562 \text{ A}$$

• Tranzistorul AD 149 este utilizat în stabilizatorul de tensiune al TV „SPORT”. Curentul care trece prin tranzistor este chiar consumul de circa 1,8 A al televizorului. Tensiunea U_{CE} la bornele tranzistorului este variabilă și anume: circa 5 V la $U_{rețea} = 220$ V, fiind diferența dintre tensiunea de 15,5 V la bornele C404 (2200 μ F) și tensiunea la ieșirea stabilizatorului: $10,5 \div 10,8$ V. La tensiunea de rețea de 242 V (+10%) tensiunea continuă pe C404 este de 17,1 V astfel că $U_{CE} = 17,1 - 10,5 = 6,6$ V. În această situație limită, puterea disipată de tranzistor este:

$$P_d = 6,6 \times 2 = 13,2 \text{ W}$$

Știind că $R_{th j-c} = 2 \text{ }^\circ\text{C/W}$, rezultă că joncțiunea este cu circa $30 \text{ }^\circ\text{C}$ ($2 \text{ }^\circ\text{C/W} \times 13 \text{ W} = 26 \text{ }^\circ\text{C}$) mai caldă decât capsula. Temperatura capsulei este de circa $45 \text{ }^\circ\text{C}$ atunci când temperatura camerei este de $30 \text{ }^\circ\text{C}$; aceasta înseamnă că joncțiunea are circa $70 \text{ }^\circ\text{C}$, tranzistorul fiind aproape de limita superioară a temperaturii maxime admise ($90 \text{ }^\circ\text{C}$).

Înlocuirea tranzistorului AD 149 cu un tranzistor din seria ASZ, de exemplu ASZ 16 sau ASZ 17, este o soluție pentru a asigura o mai mare fiabilitate televizorului întrucât la 13 W, diferența de temperatură joncțiune - capsulă va fi doar de $20 \text{ }^\circ\text{C}$, deoarece $R_{th j-c} = 1,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$ la seria ASZ.

Cu o pereche de tranzistoare ASZ 15 se poate realiza un amplificator de AF a cărei putere și principalele date le putem ușor determina:

a) Tensiunea de alimentare poate fi în gama 30 V la 50 V deoarece $U_{CE0} \geq 60$ V.

b) Curentul de vârf I_{CM} poate fi de 8 A dar în scopul funcționării într-o zonă mai lineară (*DEX-ul admite și versiunea „liniară”*) a caracteristicii $h_{21E} = f(I_C)$, admitem 5 A. Alegem: $U_B = 40$ V și $I_{CM} = 5$ A. Rezultă R_S (difuzorul) din relația:

$$I_{CM} \approx \frac{U_B}{2R} \text{ sau } R_S = \frac{U_B}{2I_{CM}} = \frac{40}{2,5} = 4 \Omega$$

Puterea maximă de ieșire (fără rezistența de emitor de $0,5 \Omega$) va fi:

$$P_{ieș \max} \approx \frac{U_B^2}{10 R_S} = \frac{1.600}{40} \approx 40 \text{ W}$$

Mai exact,

$$P_{ieş\ max} = \frac{(U_B - 2 \times U_{CE\ sat} - 2R_E I_{CM})^2}{8(R_S + R_E)} = \frac{(40 - 2 \times 0,35 - 2 \times 0,5 \times 2)^2}{8(4,5 + 0,5)} = \frac{37,3^2}{40} = 34,69\ W \approx 35\ W$$

Deci: $P_{ieş\ max} = 35\ W$ (la care distorsiunile pot fi 13% la 17%).
Se poate conta că la 25 W distorsiunile vor fi de ordinul a 2% la 3% , ceea ce se verifică în practică. Curentul continuu necesar:

$$I_{0\ max} = \frac{1,5 \times 36\ W}{40\ V} \approx 1,35\ A.$$

5. TRANZISTOARE DRIFT pentru FI și RF.

Familia de tranzistoare drift cuprinde tipurile EFT 317, EFT 319, EFT 320.

Așa cum se știe, frecvența de tăiere f_T a acestor tranzistoare este de 30 MHz la 40 MHz. Înțelegem deci că la $f = 30\ MHz \dots 40\ MHz$, amplificarea β în curent alternativ devine 1; cu alte cuvinte la aceste frecvențe tranzistorul drift nu mai amplifică un semnal aplicat la intrare, deoarece raportul β dintre curentul alternativ de colector și curentul alternativ al bazei este 1.

Să reținem că:

$$\text{la } f = f_T \quad \beta = I_{C\sim} / I_{B\sim} = 1, \text{ deoarece } f_T \approx f \times \beta_1$$

Pentru imediata comparație, tranzistoarele moderne, succesoare ale tranzistoarelor drift, și anume familia BF214; BF 215 au $f_T = 250\ MHz$.

Ca urmare, tranzistorul BF 214 va avea la frecvența de 30 MHz o amplificare β în curent alternativ egală cu :

$$\beta \approx \frac{f_T\ (MHz)}{30\ MHz} = \frac{250}{30} \approx 8 \text{ deoarece } f_T \approx f \times \beta_1$$

Aceasta înseamnă de pildă că o tensiune de FI de 1 mV (cu frecvența de 30 MHz) aplicată pe bază va „produce” în circuitul de colector o tensiune de FI de 8 mV.

Tranzistoarele EFT 317, EFT 319, EFT 320 pot însă funcționa ca amplificator în mod satisfăcător până la frecvența de ordinul a 10 MHz ÷ 15 MHz, adică până la circa 0,5 f_T , ceea ce este valabil pentru toate tranzistoarele de înaltă frecvență.

Prima reflexie: tipurile BF 214 – BF 215 având $f_T = 250\ MHz$, pot lucra satisfăcător până la frecvența de circa 120 MHz, adică în gama UUS sau primele canale de televiziune (canalul 5 are maxim 100 MHz), dar nu la 200 MHz ÷ 300 MHz (canalele 6 ÷ 12 de TV). Aviz celor ce înlocuiesc pe BF 200 ($f_T = 500\ MHz$) cu BF 214 ($f_T = 250\ MHz$) în selectorul de canale TV.

- Într-un etaj de FI – MA tranzistorul drift EFT 319 este însă aproape egal cu tranzistorul BF 214, deoarece la $f = 0,5\ MHz$ este puțin important dacă frecvența f_T a tranzistorului este de 50 ori sau 500 ori mai mare decât f de lucru. Și aceasta deoarece panta S sau Y_{21} a unui tranzistor de înaltă frecvență este cam la fel mare atît timp cît frecvența de lucru este de 10 ori mai mică decât f_T așa cum se vede din figura 10, unde până la circa 0,1 f_T panta este constantă și egală cu 35 mA/V , la $I_C = 1\ mA$.

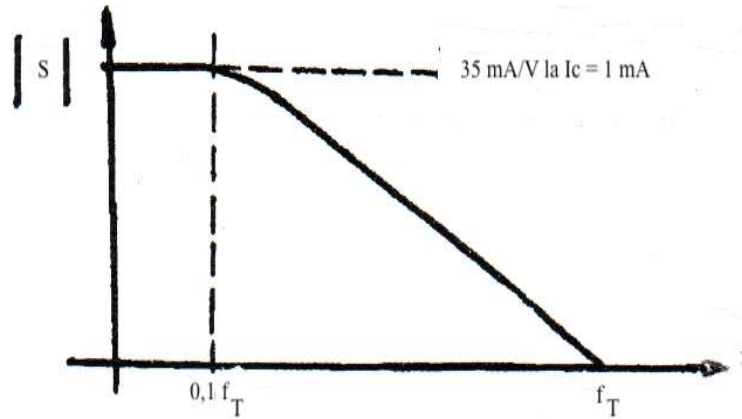


Fig. 10

Alții sunt factorii care vor influența asupra amplificării de FI și anume rezistențele de intrare și de ieșire, care sunt cu atât mai mari cu cât tranzistorul este mai bun.

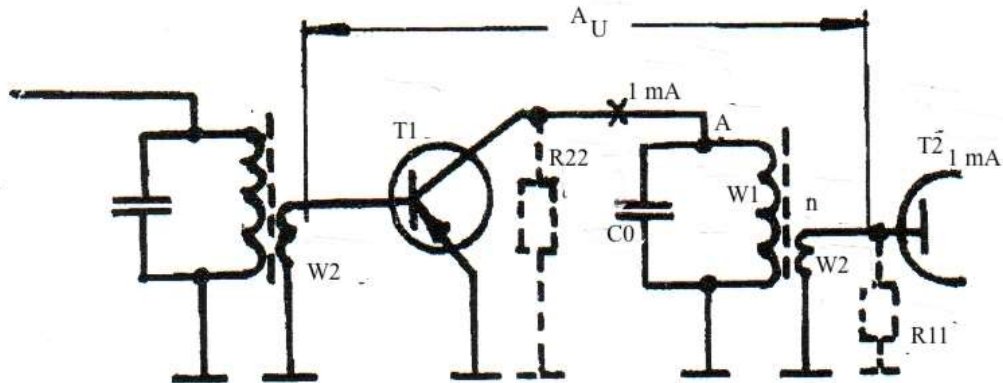


Fig. 11

Pentru a înțelege cum parametri „y” ai unui tranzistor influențează amplificarea unui etaj de FI, vom prezenta schema electrică simplificată a acestuia, fig. 11 :

$$n = \frac{W1}{W2} = 20 \quad ; \quad R_0 = \frac{1}{2\pi C B_0} \quad ; \quad B_0 = \frac{f_0}{Q_0}$$

$$R_S = R_0 \parallel R_{22} \parallel R_{11} \times n^2$$

$$A_u = \frac{S \times R_S}{n}$$

Din cei patru parametri „y” (cu 8 componente) ne interesează, în primă analiză, numai 3 componente sau mărimi:

R_{11} = rezistența de intrare în schema cu emitorul comun (EC),

R_{22} = rezistența de ieșire,

Y_{21E} = modulul admitanței de transfer sau panta S

Luăm cele 2 tranzistoare discutate: EFT 319 și BF 214 cu următorii parametri la $U_{CE} = 10$ V, $I_C = 1$ mA și $f_T = 0,5$ MHz:

	EFT 319	BF 214	
R_{11}	1	2	[k Ω]
R_{22}	300	1 000	[k Ω]
S	35×10^{-3}	35×10^{-3}	[A / V]

Uzual avem : $C_0 = 1$ nF (1×10^{-9} F) $Q_0 = 90$ (unde Q este factorul de calitate)

$$R_0 = \frac{1}{6,28 \times 1 \times 10^{-9} \times 5 \times 10^3} = 31,847 \times 10^3 \approx 32 \times 10^3 \text{ (32 k}\Omega\text{)}$$

Deci în gol, fără tranzistoarele T_1 și T_2 conectate la circuitul acordat, rezistența la rezonanță R_0 a circuitului de FI este de 32 k Ω . Conectând tranzistorul T_1 în punctul A rezistența de ieșire R_{22} (de 0,3 M Ω la EFT 319 și de 1 M Ω la BF 214) va amortiza un pic circuitul acordat, rezultând:

la EFT 319 $R = 32 \text{ k}\Omega \parallel 300 \text{ k}\Omega \rightarrow 28,91 \text{ k}\Omega \approx 29 \text{ k}\Omega$ (90% din 32 k Ω deci $Q_S = 81$)

la BF 214 $R = 32 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ M}\Omega \rightarrow 31 \text{ k}\Omega$ (90% din 32 k Ω deci $Q_S = 87$).

Deci factorul de calitate scade de la 90 la 87 în cazul lui BF 214 și la 81 în cazul lui EFT 319, iar banda de trecere crește cu 3% și respectiv 10%.

Conectând tranzistorul T_2 , rezistența de intrare R_{11} a acestuia va amortiza și ea circuitul acordat de FI, dar prin intermediul raportului de transformare $n = 20$, astfel că R_{11} este transpus cu n^2 la circuitul acordat: $n^2 = 400$.

Ca urmare amortizarea datorită R_{11} va fi:

la EFT 318: $R_{11} = n^2 R_{11} = 400 \times 1 = 400 \text{ k}\Omega$

la BF 214 : $R_{11} = n^2 R_{11} = 400 \times 2 = 800 \text{ k}\Omega$

Rezultă deci R_S

la EFT 319 $R_S = 32 \text{ k}\Omega \parallel 300 \text{ k}\Omega \parallel 400 \text{ k}\Omega = 27 \text{ k}\Omega$

la BF 214 $R_S = 32 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ M}\Omega \parallel 800 \text{ k}\Omega = 30 \text{ k}\Omega$

Cu aceasta calculăm amplificarea etajului:

$$\text{la EFT 319} \quad A_U = \frac{27 \times 10^3 \times 35 \times 10^{-3}}{20} = 47,25 \text{ ori} \quad (33,49 \text{ dB})$$

$$\text{la BF 214} \quad A_U = \frac{30 \times 10^3 \times 35 \times 10^{-3}}{20} = 52,5 \text{ ori} \quad (34,40 \text{ dB})$$

care rezultă cu 0,5 dB mai mare în cazul folosirii tranzistorului BF 214, ceea ce este cu totul nesemnificativ.

Concluzie:

(1) Pentru FI – MA (455 kHz), tranzistoarele drift EFT 319 sunt excelele, chiar dacă rezistența de ieșire este mai mică (de ordinul 100 k Ω la 200 k Ω la EFT verde F sau EFT 319 albastru E).

(2) Este deci clar că înlocuirea tranzistoarelor din ultimul etaj de FI nu este critică chiar dacă amplificarea de curent continuu β are valori mici, de $10 \div 20$, deoarece panta este cea care contează și nu β .

(3) Folosirea în FI a tranzistoarelor EFT 317 și EFT 320 este posibilă în locul tipurilor EFT 319, deoarece la $f = 0,5 \text{ MHz}$, R_{11} , R_{22} și S sunt identici.

Tot așa însă trebuie să nu se uite că în etajul al doilea de FI, care este comandat RAA, este necesară folosirea unui tranzistor cu β mare (amplificarea în c.c.) ca și la EFT 319 albastru. Tip înlocuitor poate fi EFT 317 sau EFT 320 cu β mai mare de 50 sau un tranzistor EFT 319 verde ales ca aibă $\beta > 50$.

- În etajele de RF : UL și UM ($0,15 \text{ MHz} \div 1,6 \text{ MHz}$) tranzistoarele EFT 319, verde, verde F sau albastru, albastru E, fac foarte bine funcția de mixer autooscilant fără să se observe modificări ale sensibilității (amplificării).

- În postul de mixer autooscilant de unde scurte, sau de oscilator de scurte, înlocuirea tranzistoarelor mai bune (EFT 317) prin EFT 319 se poate face numai prin încercarea aptitudinii exemplarului în cauză de a oscila la o tensiune de alimentare de 50% din tensiunea nominală (cazul RR ALFA, MILCOV cu US, etc.) Aceasta deoarece în postul de oscilator, parametrii măsurabili nu pot fi corelați ușor cu condițiile în care este pus tranzistorul să oscileze (cuplajul de reacție, dispersia și toleranțele superioare montajului etc.).

Trebuie însă menționat că tranzistoarele drift EFT 317 – EFT 319 vor dispărea în anii următori din aparatele noi deoarece tehnologia planară face posibilă fabricarea unor tranzistoare superioare tehnic și sub aspectul economic.

✱

Cu aceasta se încheie capitolul tranzistoarelor cu germaniu. S-au căutat în permanență ca volumul de cunoștințe și informații să fie astfel prezentat încât să fie util și pentru tranzistoarelor cu siliciu și mai ales pentru înțelegerea corectă și pe pe o cale simplă a multor probleme.

✱

✱ ✱

II. TIPURI ȘI FAMILII DE TRANZISTORE CU SILICIU.

Proceul de informare și de cunoaștere trebuie să se concentreze de acum în mod special asupra tranzistoarelor moderne cu care deja lucrăm și care se vor generaliza în timp scurt.

- Cunoaștem acum doar câteva tipuri de tranzistoare cu siliciu mai răspândite: BC 107, BC108, BC 109; BF 214, BF 215; BF 200; BF 167, BF 173; BF 178 sau tipurile BF 182, BF183 care au ieșit deja din uz. Apar în aceste zile în agendă, tranzistoarele UIF BF 180 și BF 181. Toate acestea sunt tranzistoare **nnp**, majoritatea lor fiind însă tranzistoare „mici”, adică de $100 \text{ mW} \div 200 \text{ mW}$ și de joasă tensiune: $15 \text{ V} \div 45 \text{ V}$. Doar BF 178, excelent amplificator final video, mai bun decât un PFL 200 (*tub electronic*), este un tranzistor de 160 V cu puterea disipată de $2 \text{ W} \div 3 \text{ W}$.

- Au apărut de câteva luni o avalanșă de tranzistoare complet noi, a căror cunoaștere determină munca de fiecare zi. Scopul acestui important capitol este prezentarea și clasificarea noilor tranzistoare și gruparea lor astfel încât să devină la fel de ușor de cunoscut ca și tipurile cu care suntem deja obișnuiți. Vor intra în uz tranzistoarele **nnp** și **pnp** de putere mică, de medie putere, de comutație, tranzistoare cu tensiuni până la 1.500 V. Majoritatea covârșitoare a tranzistoarelor mici au deja capsula de plastic – pe linia economiei de metale și ore mașini de prelucrare – și chiar tranzistoare de putere în plastic, vor domina pe cele în vechea și scumpa capsulă din metal TO 3 (de două ori mai scumpă decât structura).

● Înainte de a analiza fiecare familie de tranzistoare cu siliciu vom prezenta într-un tabel sinoptic toate aceste familii, cu tipurile multe ale fiecărei familii. Tipurile **foarte multe** se deosebesc în general prin capsulă și extrem de puțin sub aspectul parametrilor electrici, fiind în principiu interșanjabile. După cum se va vedea în tabel, capsulele de plastic sunt și ele diferite între ele și uneori chiar ordinea terminalelor este alta, deoarece capsula depinde de construcția interioară a suportului metalic pe care este fixat structura.

A. TRANZISTOARE Si *pnp* și *nnp* de AF și COMUTAȚIE, de MICĂ PUTERE.

Sunt cunoscute până acum tranzistoarele *nnp* cu siliciu BC 107, BC 108, BC 109, utilizate în etajele de audiofrecvență ale radioreceptoarelor precum și în etajele cele mai diverse (de audiofrecvență, de comutație sau prefinale video) ale televizoarelor.

1. TRANZISTOARE *nnp*.

Familia BC 107, BC 108, BC 109, în capsulă TO 18, se produce pe plan mondial din anii 1965 ÷ 1966, de către aproape toate firmele de semiconductoare: Philips cu sucursalele Valvo, MBLE, Mullard, La Radiotechnique, apoi Siemens, AEG – Telefunken, SESCOSEM, ATES – SGS, Texas Instruments, Motorola, Fairchild etc.

În ultimii ani se fabrică tranzistoare similare și echivalente tipurilor BC 107, BC 108, BC 109, dar în capsulă de plastic. După rezolvarea marilor probleme de impermeabilitate a materialului plastic, din care se toarnă capsulele diodelor și tranzistoarelor, tehnologia în plastic a devenit mai productivă iar tranzistoarele în plastic mai ieftine cu 20% ÷ 40% decât echivalentele lor în metal.

1. TRANZISTOARE DE AF ȘI COMUTAȚIE *nnp* și *pnp* de MICĂ PUTERE.

nnp AUDIO ȘI COMUTAȚIE PLANAR EPITAXIALE.

Capsula	Metal TO 18	Plastic TO 92	Plastic TO 92	Plastic SOT 25	Plastic TO 92	EPOXI TO 18 epoxi	Plastic TO 92
$U_{CE0}=45\text{ V}$	BC 107	BC 171	BC 237	BC 147	BC 167	BC 207	BC 547
$U_{CE0}=20\text{ V}$	BC 108	BC 172	BC 238	BC 148	BC 168	BC 208	BC 548
$U_{CE0}=20\text{ V}$ $F = 3\text{ dB}$	BC 109	BC 173	BC 239	BC 149	BC 169	BC 209	BC 549

pnp AUDIO ȘI COMUTAȚIE PLANAR EPITAXIALE.

Capsula	Metal TO 18	Plastic TO 92	Plastic TO 92	Plastic SOT 25	Plastic TO 92	EPOXI TO18/epoxi	Plastic TO 92
$U_{CE0} = -45\text{ V}$	BC 177	BC 251	BC 307	BC 157	BC 257	BC 204	BC 557
$U_{CE0} = -20\text{ V}$	BC 178	BC 252	BC 308	BC 158	BC 258	BC 205	BC 258
$U_{CE0} = -20\text{ V}$; $F = 3\text{ dB}$	BC 179	BC 253	BC 309	BC 159	BC 259	BC 206	BC 259

$\beta = 100 \dots 1000$

$I_{CM} = 200\text{ mA}$

$I_C = 100\text{ mA}$

$P_d = 0,2\text{ W}$ la $0,3\text{ W}$

$F_T = 150\text{ MHz}$ la 300 MHz

$F = 2\text{ dB}$ la 10 dB

Capsulele de plastic sunt foarte diferite ca formă și doar din această cauză apar multe tipuri de tranzistoare, care în fapt sunt echivalente sau chiar identice, precum cele de mai jos:

45 V BC 107 = BC 147 = BC 167 = BC 207 = BC 237 = BC 547 = BC171,
 20 V BC 108 = BC 148 = BC 168 = BC 208 = BC 238 = BC 548 = BC172,
 20 V BC 100 = BC 149 = BC 169 = BC 209 = BC 239 = BC 549 = BC173,

2. TRANZISTOARE *nnp* și *pnp* de MEDIE PUTERE, PLANAR EPITAXIAL CU $R_{th\,jc} = 10\text{ }^{\circ}\text{C/W}$

Tranzistoare	U_{CB0} [V]	U_{CE0} [V]	I_C [A]	I_{CM} [A]	P_d $T_{amb}=45\text{ }^{\circ}\text{C}$	$P_d \propto$ [W]	h_{21E}	f_T [MHz]	capsulă
BD 135 <i>nnp</i>	45	45	1	1,5	1 W	6	40 - 250	100	SOT32
BD 137 <i>nnp</i>	60	60	1	1,5	1 W	6	40 - 160	100	SOT32
BD 139 <i>nnp</i>	80	80	1	1,5	1 W	6	30 - 140	100	SOT32
BD 136 <i>pnp</i>	- 45	- 45	1	1,5	1 W	6	40 - 250	50	SOT32
BD 138 <i>pnp</i>	- 60	- 60	1	1,5	1 W	6	40 - 160	50	SOT32
BD 140 <i>pnp</i>	- 80	- 80	1	1,5	1 W	6	30 - 140	50	SOT32

TRANZISTOARE *nnp* și *pnp*; EPIBAZĂ cu $R_{th\,jc} = 5\text{ }^{\circ}\text{C/W}$

	U_{CB0} [V]	U_{CE0} [V]	I_C [A]	I_{CM} [A]	P_d $T_{amb} = 45\text{ }^{\circ}\text{C}$	$P_d \propto$ [W]	h_{21E}	f_T [MHz]	capsulă
BD 233 <i>nnp</i>	45	45	2	5	1 W	20	30 - 250	3	TO126
BD 235 <i>nnp</i>	60	60	2	5	1 W	20	25 - 200	3	TO126
BD 237 <i>nnp</i>	100	80	2	5	1 W	20	20 - 150	3	TO126
BD 234 <i>pnp</i>	- 45	- 45	2	5	1 W	20	30 - 250	3	TO126
BD 236 <i>pnp</i>	- 60	- 60	2	5	1 W	20	25 - 200	3	TO126
BD 238 <i>pnp</i>	- 100	- 80	2	5	1 W	20	20 - 150	3	TO126

3. TRANZISTOARE *nnp* FINALE VIDEO,

TIP	U_{CB0} [V]	U_{CE0} [V]	U_{EB0} [V]	I_{CM} [mA]	C_{12E} typ [pF]	f_T [MHz]	β	$P_d; T_{amb} = 45\text{ }^{\circ}\text{C}$ [mW]	$R_{th\,jc}$ [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]	T_j Max. [$^{\circ}\text{C}$]	P_{tot} [W]
BF177	100	100	5	50	2,7	120	>30	500	50	150	2,2
BF178	160	160	5	50	2,7	120	>25	500	50	150	2,2
BF179A	180	185	5	50	2,7	120	>20	500	50	150	2,2
BF179B	220	220	5	50	2,7	120	>20	500	50	150	2,2
BF179C	250	250	5	50	2,7	120	>20	500	50	150	2,2
BF257	160	160	5	100	4,2	90	>25	700	30	175	3,5
BF258	250	250	5	100	4,2	90	>25	700	30	175	3,5
BF300	300	300	5	100	4,2	90	>25	700	30	175	3,5
BF457	160	160	5	200	4,7	90	>25	1 000	10	150	8
BF458	250	250	5	200	4,7	90	>25	1 000	10	150	8
BF459	300	300	5	200	4,7	90	>25	1 000	10	150	8

Parametrul β se măsoară la 10 V și 300 mA.

BF 177 la BF 300 sunt încapsulate în TO 39, iar BF 457; BF 458 și BF 459 sunt încapsulate în TO 126.

Proprietățile principale ale acestei familii de tranzistoare, planar epitaxiale, vor fi analizate în cele ce urmează:

A. Putere disipată.

La temperatura ambiantă de 45°C, toate tipurile pot disipa cel puțin 200 mW, $P_d = 200\text{ mW}$. Unele tipuri în plastic au $P_d = 250\text{ mW}$ (BC 171, BC 172, BC 173, BC 237, BC 238, BC 239; BC 167, BC 168, BC 169) iar tipurile în metal tot circa 250 mW. Rezistența termică între joncțiune și mdiul ambiant este, la aceste tranzistoare, $R_{th\,j-a} = 0,5\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. Nu se recomandă ca

aceste tranzistoare să fie utilizate la puteri mai mari de 150 mW pentru ca temperatura joncțiunii să nu depășească niciodată 125 °C. În acest fel se asigură fiabilitatea în timp a acestor tranzistoare. Dacă tranzistorul lucrează la o temperatură ambiantă de 75 °C, puterea maximă ce o va putea disipa se determină cu relația cunoscută:

$$P_d = \frac{T_{j \max} - T_{\text{amb}}}{R_{\text{th j-a}}} = \frac{125 - 75}{0,5} = 100 \text{ mW}$$

Deci, în locurile „calde” ca de exemplu în televizoare, 100 mW este puterea maximă la care pot fi încărcate aceste tranzistoare.

B. Tensiunile maxime.

Din o singură o singură fabricație se sortează, după tensiunea U_{CB0} două grupe de tranzistoare, astfel:

- a) cele cu $U_{CB0} > 50 \text{ V} \rightarrow$ adică tipul BC 107,
- b) cele cu $U_{CB0} > 30 \text{ V} \rightarrow$ adică tipurile BC 108 și BC 109,
- c) din grupa de 30 V se sortează tranzistoarele cu zgomot foarte mic obținându-se tipul BC 109, celelalte piese devenind tranzistoarele cele mai comune, adică BC 108.

Știm că tensiunea U_{CE0} este mai mică decât tensiunea U_{CB0} cu 10% ÷ 30%; la BC 107 avem $U_{CB0} \geq 50 \text{ V}$ iar $U_{CE0} \geq 45 \text{ V}$, în timp ce la BC 108 $U_{CB0} \geq 30 \text{ V}$ iar $U_{CE0} \geq 20 \text{ V}$.

Tensiunea U_{BE} normală este de 0,6 V ÷ 0,7 V. Tensiunea inversă ce poate fi aplicată între E și B adică U_{EB} este în general de 5 V; depășirea acestei tensiuni conduce la distrugerea joncțiunii emitor – bază.

TIP	U_{CB0} [V]	U_{CE0} [V]	U_{EB0} [V]
BC 107, 147, 167, 207, 237, 547, 171	50	45	6
BC 108, 148, 168, 208, 238, 548, 172	30	20	5
BC 109, 149, 169, 209, 239, 549, 173	30	20	5

C. Curenții admiși.

- Curentul continuu de colector I_C este de 100 mA; $I_C = 100 \text{ mA}$.
- Curentul de vârf maxim admis, de orice formă ar fi acesta: $I_{CM} = 200 \text{ mA}$.
- Curentul maxim admis al bazei (continuu sau de vârf): $I_B = 50 \text{ mA}$.

Curenții reziduali (inverși) sunt foarte puternic dependenți de temperatură, dar sunt extremi de mici:

Curentul I_{CB0} : la $U_{CB} = 20 \text{ V}$ este 1 nA ($1 \times 10^{-9} \text{ A}$) la $T_j = 25 \text{ °C}$ și respectiv 1 μA ($1 \times 10^{-6} \text{ A}$) la $T_j = 125 \text{ °C}$.

D. Amplificarea de curent.

Tipic pentru toate tranzistoarele planar epitaxiale este dependența de curent a amplificării, așa cum se arată în figura 12 din care se citește ușor esențialul: amplificarea este mai mică la curenți mici (de 0,1 mA la 1 mA) și crește de 2 ÷ 3 ori cu creșterea curentului, fiind maximă pe la 10 mA ... 20 mA.

Cele 3 grupe sunt:

grupa A $\beta = 220$ tipic, (125 ... 260) domeniu de dispersie

grupa B $\beta = 330$ tipic, (240 ... 500) domeniu de dispersie

grupa C $\beta = 600$ tipic, (450 ... 900) domeniu de dispersie

prezintă o dispersie relativ mare. De exemplu două tranzistoare BC 238 din grupa B adică BC 238 B, pot avea unul o amplificare β de 250 iar celălalt de 450, deoarece dispersia admisă pentru grupa B este de 240 ... 500. Două tranzistoare din grupa C pot avea unul $\beta = 500$ iar altul $\beta = 900$.

• Trebuie reamintit și faptul că amplificarea de curent (β) depinde foarte mult de temperatura joncțiunii, așa cum se vede din figura 13.

Așa de exemplu, un tranzistor din grupa C, BC108 C, care are la $T_j = 25^\circ\text{C}$ și $I_c = 2\text{ mA}$, $\beta = 300$, va avea la $T_j = 100^\circ\text{C}$ deja o amplificare $\beta = 650$ iar la temperatura joncțiunii de 150°C (limita de funcționare), $\beta = 950$.

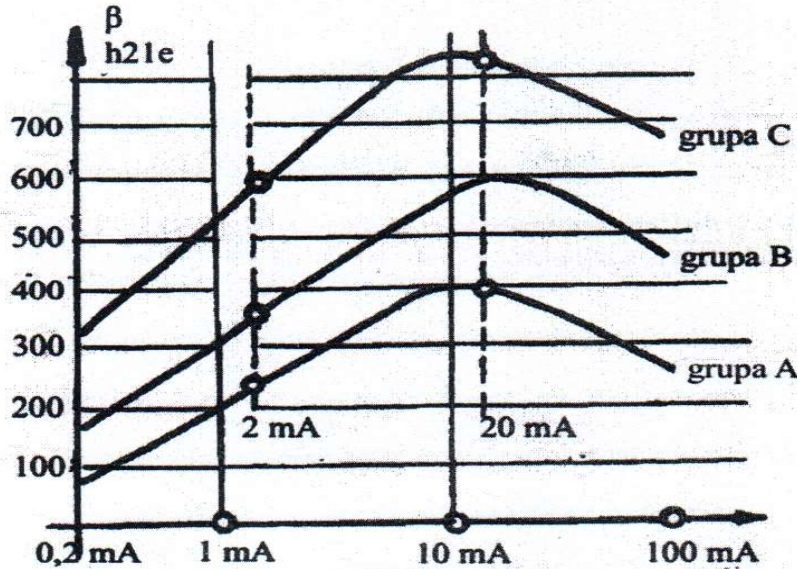


Fig. 12

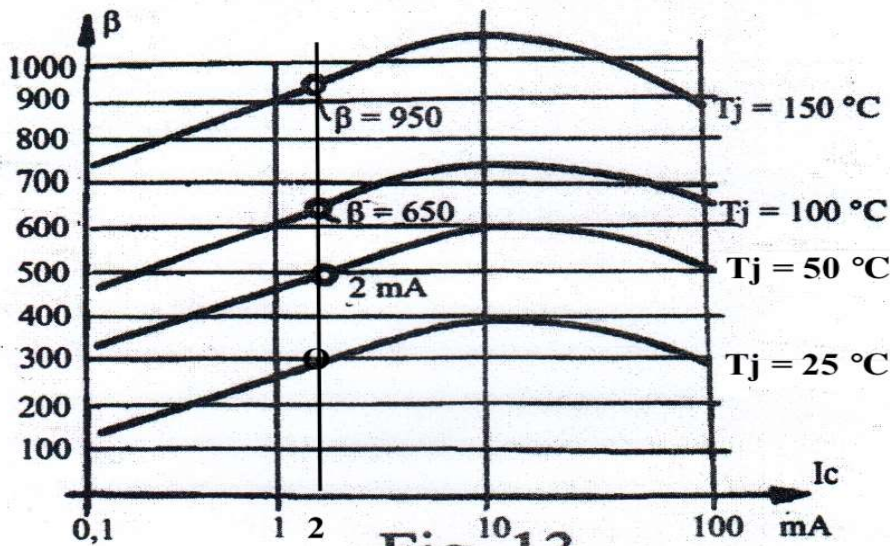


Fig. 13

NOTĂ: în Buletinul Tehnic (original), în figura 13, pagina 38, notația pentru curbele $T_j = 50^\circ\text{C}$ și $T_j = 25^\circ\text{C}$ trebuie inversată. Pentru conformitate a se consulta catalogul firmei ST, figura 1: DC normalized current gain (BC 108). Această scăpare a fost corectată în prezenta scriere vezi figura 13.

- Tranzistoarele de tensiune ridicată (BC 107) având baza mai groasă, au implicit o amplificare mai mică: BC 107 nu are grupa C. Tot așa tranzistorul BC 109 nu are grupa A.

E. Proprietățile de frecvență ale familiei BC 107, BC 108, BC 109.

Frecvența de tăiere f_T este de 150 MHz...300 MHz, deoarece rezistența bazei $r_{bb'}$ este mică iar capacitatea colectorului este doar de 3 pF ÷ 5 pF. Cu toate că f_T este mare, totuși aceste tranzistoare nu pot fi utilizate în amplificatoare de RF sau FI, deoarece capacitatea dintre colector și bază, care este de fapt capacitatea de reacție C_{12} este de ordinul 3 pF ÷ 4 pF și nu de 0,5 pF ÷ 1 pF. Aceste tranzistoare pot fi însă oscilatoare foarte bune până la frecvența de ordinul a 200 MHz.

Frecvența de tăiere f_T depinde de curentul I_C , ca în curba din fig. 14.

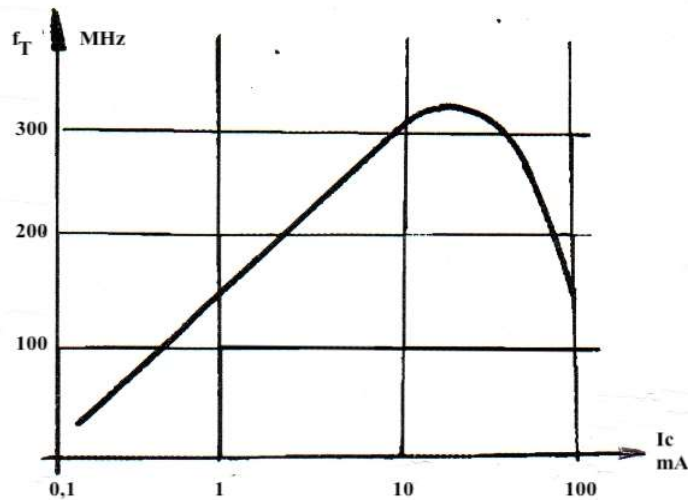


Fig. 14

Se vede că la 0,1 mA ÷ 0,2 mA, $f_T = 40$ MHz ÷ 50 MHz, la 1 mA ÷ 2 mA este de ordinul a 150 MHz ÷ 200 MHz, are un maxim la 300 MHz ÷ 350 MHz atunci când $I_C = 10$ mA ÷ 30 mA și scade la 120 MHz ÷ 150 MHz când curentul depășește 50 mA.

F. Proprietăți de comutație.

Cataloagele nu indică la aceste tranzistoare parametrii de comutație; cunoscând capacitățile: $C_{CB} = 3$ pF ÷ 5 pF și $C_{EB} = 8$ pF ÷ 10 pF și rezistențele r_{11} și r_{22} , se pot calcula parametrii de comutație, calcule ce se verifică în practică. Reamintim acești parametri, folosind figura 15.

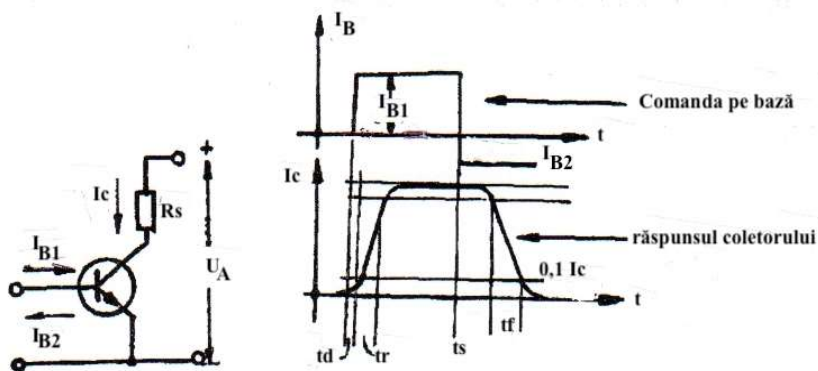


Fig. 15

t_d = timpul de întârziere (delay time)	=	5 ns . . . 25 ns
t_r = timpul de creștere (rise time)	=	50 ns . . . 100 ns
t_s = timpul de stocare (storage time)	=	100 ns . . . 300 ns
t_f = timpul de cădere (fall time)	=	50 ns . . . 150 ns

Având timpul de conectare $t_d + t_r$ de ordinul a 100 ns (0,1 μ s) și timpul de deconectare $t_s + t_f$ de ordinul a 300 ns ÷ 500 ns (0,3 μ s ÷ 0,5 μ s) este evident că aceste tranzistoare pot fi utilizate în etajele de comutație cu impulsuri de ordinul microsecundelor sau zecilor de microsecunde, cum ar fi

- sincroseparator de TV;
- amplificator de impulsuri;
- poartă cu coincidență (în RAA);
- amplificator de semnal complex video;
- oscilator de baleiaj orizontal.

● Privind timpii de comutație t_d , t_r , t_s , și t_f trebuie menționat că aceștia depind în mare măsură de schema electrică a etajului. Mărirea impulsului de comandă pe bază produce mărirea curentului de colector. Cu cât curentul I_C este mai mare cu atât timpii t_d și t_r vor fi mai mici; tranzistorul reacționează mai „iute”.

La mărirea impulsului de blocare, crește curentul I_{B2} care curge din bază spre exterior (evacuindu-se astfel sarcina din bază) și ca urmare timpul de deconectare $t_r + t_f$ se scurtează. O concluzie care se poate trage de aici, este că pentru a obține flancuri mai abrupte la procesul de comutație tranzistorul trebuie să fie comandat cu impulsuri de amplitudine mare.

● Timpii de comutație mai depind și de durata impulsurilor de comandă. Doar atunci când durata impulsurilor de comandă este de cel puțin 10 ori mai mare decât timpii de comutație, timpii de comutație t_d , t_r , t_s și t_f rămân constanți. La un impuls de comandă mai scurt crește în special timpul de stocare t_s . Dacă durata impulsului de comandă este compatibilă cu timpul de conectare $t_d + t_r$, tranzistorul „nu are” timpul necesar ca I_C să crească la valoarea sa maximă $I_C = \beta \times I_B$, iar tranzistorul nu ajunge la saturație și ca urmare procesul de comutație nu se desăvârșește. Situația poate fi privită în două feluri: fie că tranzistorul este prea lent pentru comutarea unor impulsuri foarte scurte fie că procesul de comutație este prea rapid pentru tranzistorul dat.

2. TRANZISTOARE *pnp* DE MICĂ PUTERE.

Până acum Uzina Electronica a utilizat, în câteva circuite, tranzistoare din familia *pnp*, BC 177; BC 178; BC 179, care sunt complementare tranzistoarelor *nnp* BC 107; BC 108; BC109 analizate în capitolul precedent.

Prin complementare înțelegem că toți parametrii de tensiune, curent, amplificare și frecvență sunt identici sau foarte apropiați și că doar conductibilitatea (*nnp* sau *pnp*) diferă, astfel că perechi complementare pot forma următoarele tranzistoare:

<i>nnp</i>	BC 107 și BC 177	<i>pnp</i>
<i>nnp</i>	BC 108 și BC 178	<i>pnp</i>
<i>nnp</i>	BC 109 și BC 179	<i>pnp</i>

Evident că o pereche complementară BC 108 – BC 178 trebuie formată cu tranzistoare din aceeași clasă de amplificare:

BC 108 B – BC 178 B

Perechile complementare de astfel de tranzistoare nu se folosesc încă în etaje de audiofrecvență ci în unele circuite simetrice de comutație, cum ar fi de pildă oscilatorul de baleiaj vertical din televizorul portabil „SPORT”.

Ca și familia de tranzistoare **nnp** BC 107, BC 108, BC 109, tranzistoarele în capsulă metalică BC 177, BC 178, BC 179, au echivalențe în capsula din plastic, identice sau aproape identice electric și din punct de vedere al utilizării:

45 V: BC 177 = BC 157 = BC 257 = BC 307 = BC 557 = BC 204 = BC 251

20 V: BC 178 = BC 158 = BC 258 = BC 308 = BC 558 = BC 205 = BC 252

20 V: BC 179 = BC 159 = BC 259 = BC 309 = BC 559 = BC 206 = BC 253

Parametrii electrici sunt similari cu ai familiei **nnp**, adică:

A. Puterea disipată. $P_d = 0,2$ la $0,25W$ la $T_{amb} = 45^\circ C$.

B. Tensiuni și curenți valori limită.

C. Amplificarea de curent. La tranzistoarele **pnp** este în general mai mică decât la tranzistoarele **nnp**.

Avem 3 clase de amplificare:

Clasa VI : $\beta = 100$ (tipic) cu dispersia între 75 ... 150

Clasa A : $\beta = 220$ (tipic) cu dispersia între 125 ... 260

Clasa B : $\beta = 330$ (tipic) cu dispersia între 240 ... 500

Foarte puține tranzistoare **pnp** de mică putere au clasa de amplificare C ($\beta = 500 \div 900$).

Tipul tranzistorului pnp	- U_{CB0} [V]	- U_{CE0} [V]	- U_{EB0} [V]	I_C [mA]	I_{CM} [mA]	I_{BM} [mA]	I_{CB0} (20 V) la 25 °C [nA]	I_{CB0} (20 V la 125 °C [μA]
BC 177, 157, 257 307 557, 204, BC 251	50	45	5	100	200	100	50	5
BC 178, 158, 258 308 558, 205, BC 252	30	25	5	100	200	100	50	5
BC 179, 159, 259 309 559, 206, BC 253	25	20	5	100	200	100	50	5

Amplificarea β a acestor tranzistoare este ca și la cele **nnp**: tipurile de tensiune ridicată au β mai mic iar cele de tensiune redusă au β mare:

BC 177, 157, 257 307 557, 204, BC 251 : $\beta = 75 \dots 250$ (clasa VI și clasa A)

BC 178, 158, 258 308 558, 205, BC 252 : $\beta = 75 \dots 500$ (clasele VI, A și B eventual C)

BC 179, 159, 259 309 559, 206, BC 253 : $\beta = 125 \dots 500$ (clasele A, B și C).

● Proprietățile de frecvență și comutație sunt ca și ale tranzistoarelor complementare de tip **nnp**.

Trebuie menționat că fabricarea tranzistoarelor planar epitaxiale de tip **pnp** este mai dificilă decât a tranzistoarelor **nnp**; de aceea tranzistoarele **pnp** sunt mai scumpe și au o răspândire mai mică. Se folosesc de regulă numai acolo unde nu se poate întocmi circuitul dorit cu tranzistoare **nnp**.

● Alte tranzistoare planar epitaxiale de audiofrecvență și comutație.

În Cehoslovacia și U.R.S.S. se fabrică tranzistoare planar epitaxiale echivalente sau asemănătoare cu cele internațional standardizate prezentate până acum. Vom enumăra unele dintre acestea în tabelul de mai jos împreună cu conexiunile la terminalele capsulei.

Tipul	Țara sau furma	U [V]	I [mA]	β	conexiuni	Echivalent	Înlocuitor
KC 507	TESLA	20	100	250...900	E B C	BC 107	BC 171
KC 508	TESLA	20	100	250...900	E B C	BC 108	BC 172
KC 509	TESLA	45	100	125...500	E B C	BC 109	BC 173
KT 315A	URSS	20	100	20 ... 90	E C B	–	BC 108A
KT 315	URSS	15	100	70 ... 350	E C B	–	BC 108 A, B
KT 315B	URSS	30	100	20 ... 90	E C B	–	BC 107A
KT 315	URSS	25	100	70 ... 350	E C B	–	BC 108 A, B

CAPSULE,
semnificația terminalelor

TO - 18
metal



CBE
BC177, 8, 9

TO - 92B
plastic



ECB
BC257, 8, 9

TO - 92F
plastic

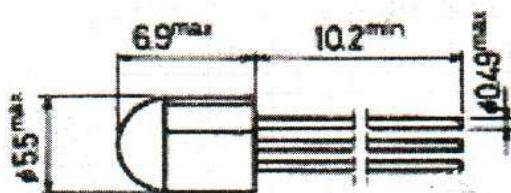
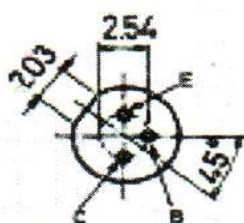


CEB
BC207, 8, 9

TO - 92A
plastic



EBC
BC320, 1, 2



TO-18 EPOXI dimensiuni în mm



TO 51 AF 257

B. TRANZISTOARE Si *nnp* și *pnp* de MEDIE PUTERE

1. FAMILIA BD 135 – BD 136.

Tehnologia planar-epitaxială face posibilă producerea unor tranzistoare de medie putere, asemănătoare ca performanțe cu tranzistoarele de medie putere cu germaniu AC 180 K; AC 181 K, destinate amplificatoarelor de AF cu puteri până la 3 W . . . 4 W.

Spre deosebire de AC 180 K; AC 181 K, familia BD 135; BD 136 are:

- tensiuni de lucru mai mari: 45 V la 80 V față de 20 V la 30 V;

Tabelul de echivalențe pentru tranzistoarele fabricate de diferite firme americane, europene și japoneze.

Tipul	Firma	Țara	Echivalent	Înlocuitor
BC 113	SGS	Italia	BC 237 B	BC 107 B
BC 115	SGS	Italia	BC 237 A	BC 107 A
BC 118	SGS	Italia	BC 237 A	BC 107 A
BC 129	Telefunken	RFG	BC 237	BC 107
BC 130	Telefunken	RFG	BC 238	BC 108
BC 131	Telefunken	RFG	BC 239	BC 109
BC 132	SGS	Italia	BC 237 A	BC 107 A
BC 134	SGS	Italia	BC 237 B	BC 107 B
BC 135	SGS	Italia	BC 237 A	BC 107 A
BC 170	ITT	RFG	-	BC 108
BC 181	Texas	SUA	BC 307 A	BC 177 A
BC 182	Texas	SUA	-	BC 107
BC 183	Texas	SUA	BC 237	BC 107
BC 184	Texas	SUA	-	BC 107
BC 186	Mullard	Anglia	BC 307 A	BC 177 A
BC 187	Mullard	Anglia	BC 307 B	BC 178 B
BC 196	Telefunken	RFG	BC 258	BC 178
BC 197	Telefunken	RFG	-	BC 107
BC198	Telefunken	RFG	-	BC 108
BC 199	Telefunken	RFG	-	BC 109
BC 212	Texas	SUA	-	BC 177
BC 213	Texas	SUA	BC 307	BC 177
BC 214	Texas	SUA	-	BC 177
BC 218	Iskra	RSFJ	BC 237 A	BC 107 A
BC 220	SGS	Italia	BC 237 A	BC 107 A
BC 224	Texas	SUA	BC 257 B	BC 177 B
BC 231	Texas	SUA	-	BC 107
BC 232	Texas	SUA	-	BC 107
BC 234	Iskra	RSFJ	BC 237 A	BC107 A
BC 235	Iskra	RSFJ	BC 237 B	BC 107 B
BC 250	ITT	RFG	BC 308	BC 178
BC 260	ITT	RFG	BC 178	BC 252
BC 274	SESCOSEM	Franța	BC 307	BC 177
BC 275	SESCOSEM	Franța	BC 308	BC 178
BC 276	SESCOSEM	Franța	BC 309	BC 179

BC 277	SESCOSEM	Franța	BC 237	BC 107
BC 278	SESCOSEM	Franța	BC 238	BC 108
BC 279	SESCOSEM	Franța	BC 239	BC 109
BC 317	Motorola	SUA	BC 237	BC 107
BC 318	Motorola	SUA	BC 238	BC 108
BC 319	Motorola	SUA	BC 239	BC 109
Tipul	Firma	Țara	Echivalent	Înlocuitor
BC 320	Motorola	SUA	BC 307	BC 177
BC 321	Motorola	SUA	BC 308	BC 178
BC 322	Motorola	SUA	BC 309	BC 179
BC 333	Motorola	SUA	BC 238	BC 108
BC 334	Motorola	SUA	BC 308	BC 178
BC 335	Motorola	SUA	BC 239	BC 109
BC 336	Motorola	SUA	BC 309	BC 179
BC 347	Motorola	SUA	BC 237	BC 107
BC 348	Motorola	SUA	BC 237	BC 107
BC 349	Motorola	SUA	BC 238	BC 108
BC 350	Motorola	SUA	BC 307	BC 177
BC 351	Motorola	SUA	BC 307	BC 177
BC 352	Motorola	SUA	BC 308	BC 178
BC 354	Motorola	SUA	BC 308	BC 178
BC 355	Motorola	SUA	BC 308	BC 178
BC 358	Motorola	SUA	BC 238	BC 108 B
BC 385	Texas	SUA	BC 237	BC 107
BC 386	Texas	SUA	BC 238	BC 108
BC 407	Philips	Olanda	BC 237	BC 107
BC 408	Philips	Olanda	BC 238	BC 108
BC 409	Philips	Olanda	BC 239	BC 109
BC 413	Siemens	F < 2 dB	U _{CE0} =30 V	(BC 109)
BC 414	Siemens	F < 2 dB	U _{CE0} =45 V	(BC 109)
BC 415	Siemens	F < 2 dB	U _{CE0} =30 V	(BC 179)
BC 416	Siemens	F < 2 dB	U _{CE0} =45 V	(BC 179)
BC 417	Compelec	Franța	BC 307	BC 177
BC 418	Compelec	Franța	BC 308	BC 178
BC 419	Compelec	Franța	BC 309	BC 179
BC 437	Hitachi	Japonia	BC 237	BC 107
BC 438	Hitachi	Japonia	BC 238	BC 108
BC 439	Hitachi	Japona	BC 239	BC 109
BC 467	Hitachi	Japonia	BC 167	BC 107
BC 468	Hitachi	Japonia	BC 168	BC 108
BC 469	Hitachi	Japona	BC 169	BC 109
BC 512	Texas	SUA	BC 307	BC 177
BC 513	Texas	SUA	BC 308	BC 178
BC 514	Texas	SUA	BC 309	BC 179
BC 582	Texas	SUA	BC 237	BC 107
BC 583	Texas	SUA	BC 238	BC 108
BC 584	Texas	SUA	BC 239	BC 109
2 SA 499	Toshiba	Japonia	BC 177	BC 251
2 SA 500	Toshiba	Japonia	BC 178	BC 252
2 SA 501	Toshiba	Japonia	BC 179	BC 253

2 SA 549	Hitachi	Japonia	BC 178	BC 252
2 SA 550	Hitachi	Japonia	BC 177	BC 253
2 SA 564	Matsushita	Japonia	BC 258	BC 178
2 SC 16	Toshiba	Japonia	BC 107 A	BC 237 A
2 SC 17	Toshiba	Japonia	BC 107 A	BC 237 A
2 SC 18	Toshiba	Japonia	BC 107 A	BC 237 A
2 SC 74	Toshiba	Japonia	-	BC 108 B
2 SC 103	Toshiba	Japonia	BC 107 A	BC 237 A
2 SC 104	Toshiba	Japonia	BC 107 A	BC 237 A
2 SC 105	Toshiba	Japonia	BC 107 B	BC 109 B

Tabel (continuare).

Tipul	Firma	Țara	Echvalent	Înlocuitor
2 SC 170	Toshiba	Japonia		
2 SC 171	Toshiba	Japonia	BC 108 C	BC 238 A
2 SC 318	Toshiba	Japonia	BC 107 A	BC 237 A
2 SC 350	Hitachi	Japonia	BC 107 B	BC 237 B
2 SC 361, 2, 3	Toshiba	Japonia	BC 167	BC 107
KC 547	Tesla	Cehoslovacia	BC 147	BC 107
KC 548	Tesla	Cehoslovacia	BC 148	BC 108
KC 549	Tesla	Cehoslovacia	BC 149	BC 109
2 SC 368	Toshiba	Japonia	BC 168 B	BC 108 B
2 SC 369	Toshiba	Japonia	BC 169 C	BC 109 C
2 SC 370	Toshiba	Japonia		
1, 2, 3	Toshiba	Japonia	BC 167	BC 107
2 SC 400	Toshiba	Japonia	BC 107	BC 171
2SC 528	Hitachi	Japonia	BC 168 A	BC 108 A
2 SC 529	Hitachi	Japonia	BC 167	BC 107
2 SC 530	Hitachi	Japonia	BC 167	BC 107
2 SC 531	Hitachi	Japonia	BC 167 A	BC 107 A
2 SC 533	Hitachi	Japonia	BC 167 A	BC 107 A
2 SC 587	Matsushita	Japonia	BC 107 B	BC 171 B
2 SC 619	a	Japonia	BC 168 A	BC 108 A
2 SC 620	Mitsubishi	Japonia	BC 167 A	BC 107 A
2 SC 710, 1, 2	Mitsubishi	Japonia	BC 167 A	BC 107 A

- puterea disipată mai mare: maxim 6 W față de maxim 2,5 W;
 - frecvența de tăiere mult mai mare: > 50 MHz față de 2 MHz,
 - comportarea mai slabă la curenți I_C mari, deoarece amplificarea β scade pronunțat la curenți de peste 0,5 A
 - tensiunea de saturație mai mare $U_{CE\text{ sat}} \approx 1$ V la $I_C = 1$ A pentru BD 135 – BD 136 față de $U_{CE\text{ sat}} = 0,35$ V la AC 180 – AC 181 (la $I_C = 1$ A).
- Tranzistoarele **nnp** sunt: BD 135, BD 137, BD 139 (cifă impară în simbol).
- Tranzistoarele **pnnp** sunt: BD 136, BD 138, BD 140 (cifă pară în simbol)
- Formarea perechilor **nnp** – **pnnp** se face la $U_{CE} = 2$ V și $I_C = 150$ mA, admițându-se o diferență maximă de 40% între amplificările de curent ale celor două tranzistoare.

$$\frac{\beta_1}{\beta_2} \leq 1,4$$

Cei mai mulți producători, fac astfel împerecherea încât tranzistorul **pnp** să aibă amplificarea mai mare iar cel **nnp** mai mică pentru ca la cureni mari (unde β la **pnp** scade mai pronunțat) amplificările să fie aproximativ egale.

Variația tipică a amplificării cu curentul este arătată în figura 16. Se vede cum la tranzistorul **nnp**, BD 135, BD 137, BD 139, β scade de la circa 100, cât este la $I_C = 0,15 \text{ A}$, până la $50 \div 60$ la $I_C = 0,8 \text{ A} \div 1 \text{ A}$.

La tranzistoarele BD 136, BD 138, BD 140, $\beta = 100$ la $I_C = 0,15 \text{ A}$ și scade la $35 \div 40$ la $I_C = 1 \text{ A}$.

La aceste tranzistoare avem 3 clase :

- clasa 6 cu β tipic = 60 (40 . . . 100)
- clasa 10 cu β tipic = 100 (63 . . . 160)
- clasa 16 cu β tipic = 160 (100 . . . 250)

Simbolul complet este de exemplu: BD 136/10, adică cu $\beta = 63 \dots 160$ (tipic 100);

Puterea disipată a acestor tranzistoare este definită de 3 mărimi termice:

- temperatura maximă admisă a joncțiunii : $T_{j\text{-max}} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$;
- rezistența termică joncțiune – capsulă, $R_{th\text{ jc}} = 10 \text{ }^\circ\text{C/W}$
- rezistența termică joncțiune – ambiant, $R_{th\text{ ja}} = 100 \text{ }^\circ\text{C/W}$

a) cunoscând aceste valori, se poate determina ce putere poate disipa acest tranzistor fără radiator; de exemplu la temperatura ambiantă de $50 \text{ }^\circ\text{C}$, temperatura joncțiunii va atinge $150 \text{ }^\circ\text{C}$ la o putere:

$$P_d = \frac{T_{j\text{ max}} - T_{\text{amb}}}{R_{th\text{ ja}}} = \frac{150 - 50}{100} = 1 \text{ W}$$

b) Utilizând tranzistorul cu radiator, trebuie să se țină seama de rezistența termică dintre joncțiune și capsulă $R_{th\text{ jc}} = 10 \text{ }^\circ\text{C/W}$, precum și de rezistența termică $R_{th\text{ co}}$ dintre capsulă și radiator, care este foarte mare:

- A. circa $1 \text{ }^\circ\text{C/W}$ când tranzistorul este strâns, neizolat pe radiator.
- B. circa $9 \text{ }^\circ\text{C/W}$ când se pune o izolație de $0,05 \text{ mm}$ (de mică) ca izolație.
- C. circa $13 \text{ }^\circ\text{C/W}$ când se pune o izolație de $0,1 \text{ mm}$ (de mică) ca izolație.
- D. circa $15 \text{ }^\circ\text{C/W}$ când se pune o izolație de $0,1 \text{ mm}$ policarbonat.
- E. circa $5 \text{ }^\circ\text{C/W}$ când se utilizează cazul „B”, iar suprafața de contact se unge cu vaselină siliconică.

După cum se vede din cifrele de mai sus , rezistența termică $R_{th\text{ co}}$ (de contact) dintre capsula plată a tranzistorului și radiator, este comparabilă cu rezistența ce se opune evacuării căldurii de la joncțiune până la piesa metalică de contact a capsulei.

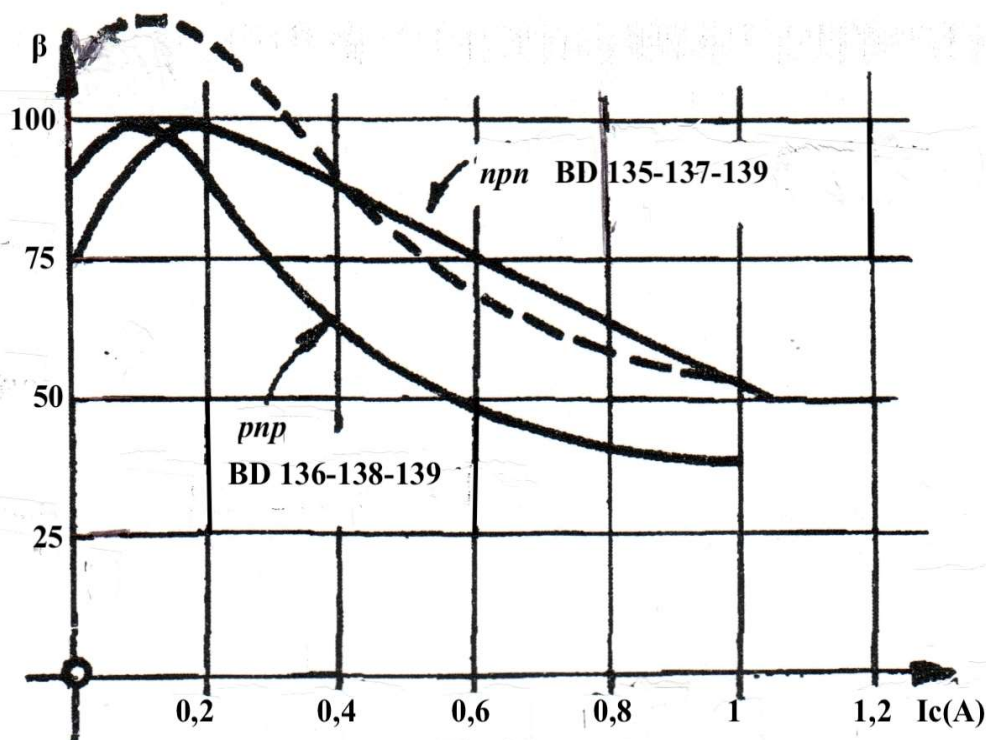


Fig. 16

ATENȚIE ! Colectorul este conectat la piesa metalică de contact a capsulei.

Să calculăm temperatura joncțiunii în cazul unui tranzistor BD 136 încărcat cu 2 W în curent continuu, tranzistorul fiind montat pe un radiator care are $R_{thR} = 25 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ (rezistența termică a radiatorului), în cele 5 situații : A, B, C, D, E, temperatura ambiantă fiind $55 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Se determină rezistența termică totală:

$$R_{th} = R_{thjc} + R_{thco} + R_{thR}$$

$$\text{A. } R_{th} = 10 + 1 + 25 = 36 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$\text{B. } R_{th} = 10 + 9 + 25 = 44 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$\text{C. } R_{th} = 10 + 13 + 25 = 48 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$\text{D. } R_{th} = 10 + 15 + 25 = 50 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$\text{E. } R_{th} = 10 + 5 + 25 = 40 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Din formula $P_d = \frac{T_j - T_{amb}}{R_{th}}$ se obține: $T_j = T_{amb} + R_{th} \times P_d$ rezultând următoarele T_j :

$$\text{În situația A: } 127 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$\text{În situația B: } 143 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$\text{În situația C: } 151 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$\text{În situația D: } 155 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$\text{În situația E: } 135 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Din rezultatele de mai sus se trage concluzia că numai soluțiile A și E pot fi practic folosite deoarece la celelalte soluții fie că se depășește fie că suntem foarte aproape de temperatura maximă a joncțiunii. Radiatorul de $25 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ este o placă de aluminiu gros de 2 mm și $S = 20 \text{ cm}^2$ (4 cm x 5 cm); un radiator mai mare de exemplu 8 cm x 8 cm = 64 cm^2 ar avea o rezistență

termică de circa 10 °C/W dar în condiții reale nu se folosește un radiator așa de mare decât pentru o pereche de tranzistoare (cazul unui etaj final de AF).

Concluzie: tranzistoarele din familia BD 135, BD 136, având o capsulă mică cu suprafața redusă de contact pe radiator (0,5 cm²), pot fi încărcate, în condiții practice – cu radiator și la ambianță de 25 °C la 30 °C – până la cel mult 3 W ÷ 4 W. La puteri disipate mai mari, datorită rezistenței mari de contact între capsulă și radiator, încălzirea joncțiunii poate depăși 140 °C ÷ 150 °C ceea ce pune în pericol viața tranzistorului.

Utilizarea tranzistoarelor BD 135, BD 136, în amplificatoare de AF, este posibilă la tensiuni mai mari de alimentare ce pot merge până la 0,8 ÷ 0,9 din tensiunea U_{CE0} , adică până la circa:

40 V pentru pereche BD 135, BD 136 care au $U_{CE0} = 45$ V

50 V pentru pereche BD 137, BD 138 care au $U_{CE0} = 60$ V

70 V pentru pereche BD 139, BD 140 care au $U_{CE0} = 80$ V

Pentru a obține distorsiuni mici la puteri mari, curentul de colector de vârf nu va depăși în nici un caz 1 A, de dorit $I_{CV} = 0,7$ A ÷ 0,8 A. Rezistența de sarcină (impedanța difuzorului) poate fi determinată cu relația:

$$R_S \approx \frac{0,45 U_{alim}}{I_{CV}}$$

De exemplu la o pereche BD 135, BD 136, cu tensiune de alimentare de 24 V se va folosi un difuzor cu impedanța $R_S = 0,45 \times 24 \text{ V} / 0,7 \text{ A} \approx 16 \Omega$. Puterea maximă a etajului final rezultă:

$$P_{ieș} = \frac{(U_{ALIM} - 2 \text{ V})^2}{8 R_S} \approx \frac{484}{8 \times 16} \approx 3,78 \text{ W}$$

Puterea de ieșire cu 5 % ÷ 10 % distorsiuni va fi de circa 3 W.

• Un exemplu de aplicație este etajul final de baleiaj vertical al televizorului portabil „SPORT”, unde perechea complementară BD 135, BD 136, asigură un curent de deflexie pe verticală de circa 0,6 A_{VV}. Fiecare dintre tranzistoare lucrează deci cu un curent de vârf de circa 0,3 A. Tensiunea de alimentare este de + 25 V, iar sarcina etajului este bobina de deflexie verticală cu $R = 16 \Omega$ și $L = 30$ mH.

• În TV cu circuite integrate, un tranzistor BD 136 lucrează ca stabilizator paralel pe bara de +13 V. Atunci când etajul final de AF consumă puțin (la volum mic), tranzistorul BD 136 consumă diferența de curent. Schema electrică de principiu a acestui stabilizator este dată în fig.17.

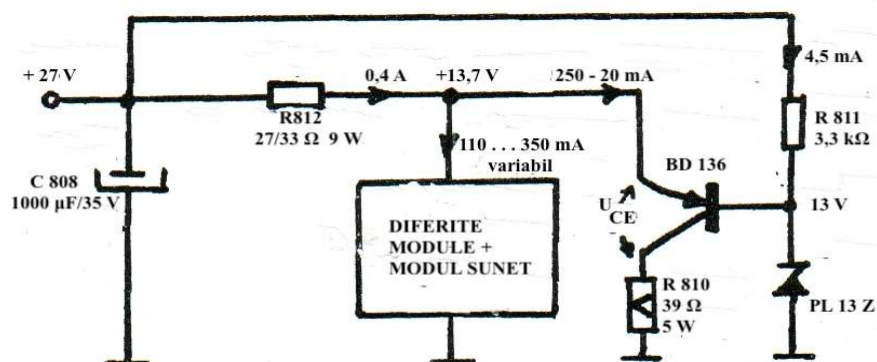


Fig. 17

De la bara de + 28 V, prin R 811, se polarizează dioda zener PL 13 Z cu un curent de circa 4,5 mA, astfel că baza lui BD 136 se află la o tensiune stabilizată de 13 V. Cum tensiunea U_{BE} are valoarea de 0,7 V aproape constantă, rezultă că și tensiunea pe emitor va fi stabilizată. Având un tranzistor **pnp** înseamnă că emitorul are 0,7 V în plus față de bază, deci 13,7 V. Tot de la bara de + 27 V, prin rezistența 812, curge tot consumul modulelor alimentate la tensiunea de +13,7 V (selector, FI – VS, sunet, etc.). Consumul modulului de sunet este variabil între 20 mA și 230 mA în funcție de volum și ar constitui o sarcină variabilă pentru etajul final de linii, ceea ce este de nedorit (pentru a influența lumina). Tranzistorul BD 136 conectat paralel cu toți consumatorii, preia diferența de curent atunci când etajul final de sunet consumă mai puțin. Curentul prin BD 136 variază între circa 20 mA și 250 mA. Dacă nu ar fi R 810, puterea disipată ar fi de : $13,7 \text{ V} \times 0,25 \text{ A} \approx 3,5 \text{ W}$, adică destul de mult; cu R810 puterea disipată de BD 136 nu depășește 1,3 W deoarece la curenți mari puterea se împarte între BD 136 și R 810.

2. FAMILIA BD 233 – BD 235.

Pentru a asigura o amplificare suficientă (50 . . . 70) la curenți de ordinul 0,5 A ÷ 1 A, cum și o putere disipată mai mare, s-a creat o familie de tranzistoare de tip epibază, pentru amplificatoare dar și pentru circuite de comutație, superioară familiei BD 135 . . . BD 136.

Grupa **npn** cuprinde tranzistoarele BD 233 – BD 235 – BD 237.

Grupa **pnp** cuprinde tranzistoarele BD 234 – BD 236 – BD 238.

Față de familia BD 135 . . . BD 140, aceste tranzistoare au următoarele avantaje:

- curentul $I_C = 2 \text{ A}$ față de 1 A;
- curentul $I_{CM} = 5 \text{ A}$ față de 1,5 A;
- tensiunea de saturație < 0,6 V la $I_C = 1 \text{ A}$ față de 1 V;
- rezistența termică joncțiune – capsulă: 5 °C/W față de 10 °C/W deci puterea disipată maximă 20 W față de 6 W.

Dezavantaje: f_T de 3 MHz ÷ 4 MHz față de 50 MHz ÷ 70 MHz la BD 135 . . . BD 140.

• Tranzistoarele acestea sunt realizate tot în capsulă SOT 32, identică cu cea a seriei BD 135 ... BD140. Perechile complementare:

BD 233 – BD 234 cu $U_{CE0} = 45 \text{ V}$

BD 235 – BD 236 cu $U_{CE0} = 60 \text{ V}$

BD 237 – BD 238 cu $U_{CE0} = 80 \text{ V}$

se formează ca și la tranzistoarele BD 135...BD 140 la $I_C = 0,15 \text{ A}$ și $U_{CE} = 2 \text{ V}$ cu condiția ca $\beta_1 / \beta_2 \leq 1,4$. Caracterul variației amplificării β cu curentul este arătat în figura 18.

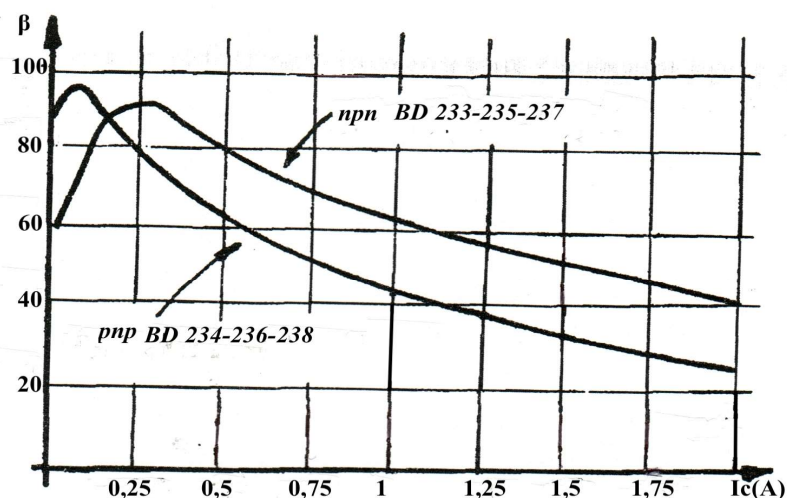


Fig. 18

De aici se vede că o împerechere avantajoasă este atunci când tranzistorul **pnp** are la $I_C = 0,15 \text{ A}$ o amplificare cu $20\% \div 25\%$ mai mare decât tranzistorul **nnp**, în scopul ca la curenți peste $0,5 \text{ A}$, caracteristicile $\beta = f(I_C)$ să se suprapună.

3. FAMILIA BD 433 – BD 442.

Ca o realizare excepțională în tehnologia epibază, trebuie prezentată o familie de tranzistoare în capsula SOT 32 (ca și BD 135 . . . BD 136) dar care au $I_C = 4 \text{ A}$; $I_{CM} = 7 \text{ A}$; $R_{th_{jc}} \leq 3,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$ și $P_{d\infty} = 30 \text{ W}$:

Seria **nnp** cuprinde tipurile : BD 433, BD 435, BD 437, BD 439, BD 441

Seria **pnp** cuprinde tipurile : BD 434, BD 436, BD 438, BD 440, BD 442

Parametrii principali sunt arătați în tabelul de mai jos:

		BD 433	BD435	BD437	BD439	BD441	UM
	$U_{CB0}=U_{CE0}$	22	32	45	60	80	[V]
	U_{EB0}	5	5	5	5	5	[V]
	I_C	4	4	4	4	4	[A]
	I_{CM}	7	7	7	7	7	[A]
β	$U_{CE} = 5 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}$	> 40	> 40	> 30	> 20	> 15	
β	$U_{CE} = 1 \text{ V}, I_C = 0,5 \text{ A}$	> 85	> 85	> 85	> 40	> 40	
β	$U_{CE} = 1 \text{ V}, I_C = 2 \text{ A}$	> 50	> 50	> 40	> 25	> 15	
$I_B=0,2 \text{ A}$	$I_C = 2 \text{ A}, U_{CE \text{ sat}}$	> 0,5	> 0,5	> 0,6	> 0,8	> 0,8	[V]
$T_j = 45 \text{ }^\circ\text{C}$	$I_{CB0} \text{ la } U_{CB0}$	< 0,1	< 0,1	< 0,1	< 0,1	< 0,1	[mA]

		BD 434	BD436	BD438	BD440	BD442	UM
	$U_{CB0}=U_{CE0}$	- 22	- 32	- 45	- 60	- 80	[V]
	U_{EB0}	- 5	- 5	- 5	- 5	- 5	[V]
	I_C	4	4	4	4	4	[A]
	I_{CM}	7	7	7	7	7	[A]
β	$U_{CE} = - 5 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}$	> 40	> 40	> 30	> 20	> 15	
β	$U_{CE} = - 1 \text{ V}, I_C = 0,5 \text{ A}$	> 85	> 95	> 85	> 40	> 40	
β	$U_{CE} = - 1 \text{ V}, I_C = 2 \text{ A}$	> 50	> 50	> 40	> 25	> 15	
$I_B=0,2 \text{ A}$	$I_C = 2 \text{ A}, U_{CE \text{ sat}}$	> 0,5	> 0,5	> 0,6	> 0,8	> 0,8	[V]
$T_j = 45 \text{ }^\circ\text{C}$	$I_{CB0} \text{ la } U_{CB0}$	< 0,1	< 0,1	< 0,1	< 0,1	< 0,1	[mA]

C. TRANZISTOARE Si *npn* pentru ETAJE FINALE VIDEO.

Etajul final video are sarcina de a amplifica semnalul video complex cu amplitudinea de $3 V_{VV} \div 4 V_{VV}$ aplicat la intrare, până la o amplitudine de $90 V_{VV} \div 100 V_{VV}$. Semnalul video servește apoi pentru comanda cinescopului, fie pe catod, fie grila de comandă (g_1) a cinescopului. Aceasta deoarece, pentru un contrast foarte bun un cinescop de 110° și diagonala de $50 \text{ cm} \div 60 \text{ cm}$, necesită pentru comanda sa pe catod – ținând seama și de dispersia caracteristicilor sale electrice – o tensiune video de $70 \text{ V} \div 80 \text{ V}$, la care se adaugă $20\% \div 25\%$ amplitudinea impulsurilor de stingere și sincronizare, ajungându-se la $90 V_{VV} \div 100 V_{VV}$. Ecartul de circa 100 V , o marjă de siguranță de 10% și partea nelineară a caracteristicilor în zona de saturație, face ca tensiunea de alimentare a etajului final video să fie de circa $150 \text{ V} \div 180 \text{ V}$ și ca urmare tranzistorul final video trebuie să reziste la o tensiune U_{CE} în gama: $150 \text{ V} \div 200 \text{ V}$.

Pe de altă parte, pentru a asigura o amplificare de $25 \div 35$ ori, la frecvența video de ordinul a MHz - ților, tranzistorul trebuie să aibă o frecvență de tăiere de cel puțin 10 ori mai mare ($f_T > 50 \text{ MHz}$).

Știind că rezistența de sarcină a unui etaj final video este de $4 \text{ k}\Omega \div 5 \text{ k}\Omega$ iar tensiunea de alimentare de $150 \text{ V} \div 200 \text{ V}$, rezultă că în funcționare tranzistorul final video este străbătut de curenți de ordinul a $15 \text{ mA} \div 30 \text{ mA}$. Dar curentul maxim de colector I_{CM} trebuie să fie de $2 \div 3$ ori mai mare, adică $50 \text{ mA} \div 100 \text{ mA}$. Mai este necesar ca între ieșirea și intrarea tranzistorului să existe o capacitate cât mai mică pentru a se asigura funcționarea stabilă la frecvențe înalte. Capacitatea de $2 \text{ pF} \div 5 \text{ pF}$, între colector și bază, asigură stabilitatea necesară. Rezumând, se pot considera următorii parametri:

$$\begin{aligned}U_{CER} &= 150 \text{ V} \div 200 \text{ V} \\I_{CM} &= 50 \text{ mA} \div 100 \text{ mA} \\f_T &= 50 \text{ MHz} \div 100 \text{ MHz} \\C_{b'c} &\leq 5 \text{ pF} \\P_d &= 1 \text{ W} \dots 3 \text{ W}\end{aligned}$$

Realizarea acestor parametri (unii dintre ei contradictorii) este dificilă iar tehnologia tranzistoarelor cu structuri mici și de tensiune mare (200 V) este relativ complicată, chiar utilizând procedeele planar.

În figura 19 se arată caracteristica dinamică $I_c = f(U_{CE})$ în care se vede că tensiunea de saturație (de cot) este de circa 10 V la $I_c = 15 \text{ mA}$ și ajunge la 20 V când $I_c = 30 \text{ mA} \dots 35 \text{ mA}$. Pe caracteristică este trasată dreapta de sarcină pentru $R_s = 4,7 \text{ k}\Omega$, ceea ce corespunde schemei electrice simplificate a unui etaj final video.

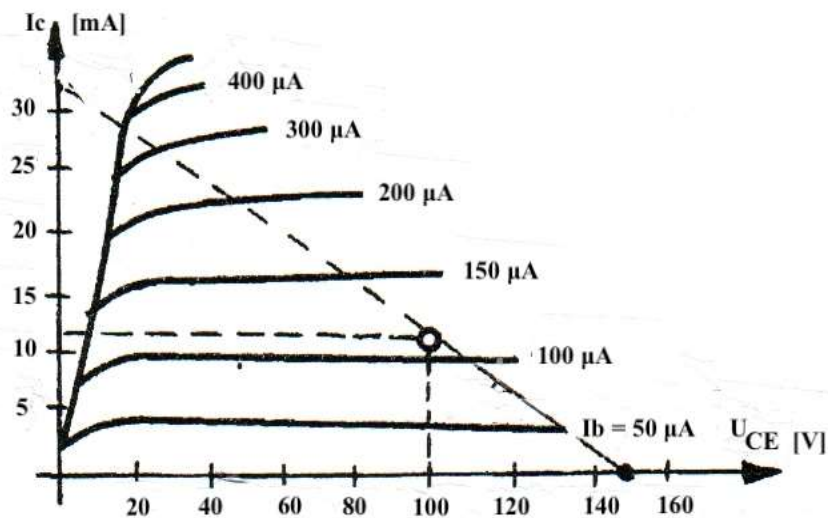


Fig. 19

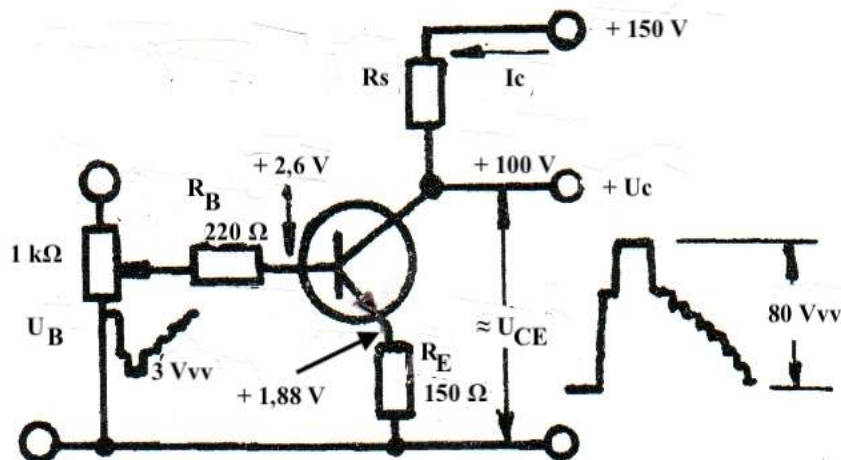


Fig. 20

$$A_U = \frac{R_S}{R_E} = \frac{4000}{150} = 26,7$$

$$A_U = \frac{80}{3} = 26,7$$

Să determinăm unele mărimi ale acestui etaj tipic:

a) Curentul maxim de colector este: $I_C = \frac{U_I - U_{cot}}{R_S} = \frac{150 - 20}{4 \text{ k}\Omega} = 32 \text{ mA}$

b) La curentul $I_C = 12,5 \text{ mA}$, tensiunea pe colector va fi :
 $U_C = U_A - I_C \times R_S = 150 \text{ V} - 12,5 \text{ mA} \times 4 \text{ k}\Omega = 150 \text{ V} - 50 \text{ V} = 100 \text{ V}$

c) La curentul $I_C = 12,5 \text{ mA}$, tensiunea de emitor va fi:
 $U_E = I_C \times R_E = 12,5 \text{ mA} \times 0,15 \text{ k}\Omega = 1,88 \text{ V}$.

d) Tensiunea pe bază va fi cu circa 0,7 V mai mare decât pe emitor:
 $U_B = U_E + U_{BE} = 1,88 + 0,7 \approx 2,6 \text{ V}$.

Fără semnal video, curentul de lucru al etajului este maxim de circa $20 \div 25 \text{ mA}$, stabilit prin polarizarea inițială, iar tensiunea de colector este mică, totuși peste U_{cot} , deci $> 25 \text{ V}$. Când semnalul video complex negativ aplicat pe bază crește, curentul de lucru I_C va scade deoarece tranzistorul *nnp*, se deschide când tensiunea pe bază este pozitivă și se închide când semnalul este negativ. Scăzând I_C , va scade căderea de tensiune pe R_S și ca urmare U_C crește. Se obține astfel pe colector un semnal video complex (vârf la vârf) atunci când SVC pe bază este maxim. La semnalul video maxim, curentul tranzistorului final este minim, de ordinul a 10 mA iar tensiunea continuu a colectorului este de circa 2/3 din tensiunea de alimentare.

c) Puterea disipată pe tranzistor este dată de produsul $I_C \times U_{CE}$ și este maximă în absența semnalului și la tensiunea $0,5 \times U_A = 0,5 \times 150 = 75 \text{ V}$ la care curentul I_C este de 18,8 mA:

$$P_{d \max} = U_{CE} \times I_C = 75 \times 0,0187 = 1,4 \text{ W}$$

Adică o putere însemnată pentru un tranzistor relativ mic (capsulă TO 39).

Tipuri de tranzistoare finale video.

În cursul a 10 ani de perfecționare s-au dezvoltat 3 familii de tranzistoare finale video:

BF 177 – BF 178 – BF 179 cu $U_{CE0} = 100 \text{ V} \dots 160 \text{ V} \dots 225 \text{ V}$; $I_{CM} = 50 \text{ mA}$; $P_{d\infty} = 1,7 \text{ W}$
 BF 257 – BF 258 – BF 259 cu $U_{CE0} = 160 \text{ V} \dots 250 \text{ V} \dots 300 \text{ V}$; $I_{CM} = 100 \text{ mA}$; $P_{d\infty} = 3,5 \text{ W}$
 BF 457 – BF 458 – BF 459 cu $U_{CE0} = 160 \text{ V} \dots 250 \text{ V} \dots 300 \text{ V}$; $I_{CM} = 200 \text{ mA}$; $P_{d\infty} = 8 \text{ W}$

Primele două familii sunt în capsulă TO 39 și seamănă între ele, diferența este doar curentul maxim de colector și la capacitatea de reacție. Familia BF 457, BF 458, BF 459 este în capsulă SOT 32 identică cu familia BD 135 – BD 136 și diferă de BF 257, BF258, BF 259 prin curentul maxim admis și puterea disipată. Dealtfel cele trei familii se deosebesc esențial prin puterea disipată. Dealtfel cele trei familii se deosebesc esențial prin puterea disipată, dată mai jos în diferite condiții de răcire și la temperaturi obișnuite de exploatare.

BF177,178, 179	BF257,258, 259	BF457,458,459	Modul de răcire
1,7 W	2,1 W	2,8 W	Cu radiator de 18 cm ² (30 °C/W)
1,2 W	1,35 W	1,5 W	Cu radiator de 8 cm ² (60 °C/W)
0,6 W	0,7 W	1 W	fără radiator la $T_{amb} = 45^\circ\text{C}$
0,45 W	0,55 W	0,75 W	fără radiator la $T_{amb} = 70^\circ\text{C}$

După cum se vede, fără radiator tranzistoarele video pot disipa doar $0,5 \text{ W} \div 0,8 \text{ W}$, joncțiunea încălzindu-se cu circa 100 °C peste temperatura mediului ambiant.

Cu un mic radiator de circa 5 cm² strâns direct pe capsulă, tranzistorul video poate disipa $0,8 \text{ W} \div 1 \text{ W}$. Aceasta este cazul de utilizare în TV portabil SPORT unde $P_d \approx 0,8 \text{ W}$. Pentru o mai bună răcire (pentru ca temperatura joncțiunii să nu treacă de 125 °C) radiatorul trebuie să fie mare. Practic, puterea disipată maximă a unui tranzistor final video este cea din rândul 1 al tabelului: 1,7 W la BF 178; 2,1 W la BF 258 și circa 2,8 W la BF 458, asigurându-se integritatea tranzistorului.

• Tranzistoarele BF 257, BF 258, BF 259 și BF 457, BF 458, BF 459 se utilizează și în alte etaje în TV, ca de exemplu în postul de preamplificator – defazor de linii pentru B.O al TV cu tranzistorul final BU 205 (TV cu C.I.), sau în stabilizatoare de tensiune. De exemplu în etajul defazor de linii lucrează tranzistorul BF 258, ca în figura 21, într-un amplificator defazor cu raportul 25/1 . Pe bază, tranzistorul este comandat cu impulsuri dreptunghiulare de 28 μ s pozitiv și 36 μ s pauză. În colector se obține o tensiune cu același caracter dar de polaritate inversată și anume 28 μ s pauză și 36 μ s pozitiv. Tensiunea din secundarul transformatorului defazor va bloca timp de 28 μ s tranzistorul final BU 205 și îl va aduce în conducție timp de 36 μ s.

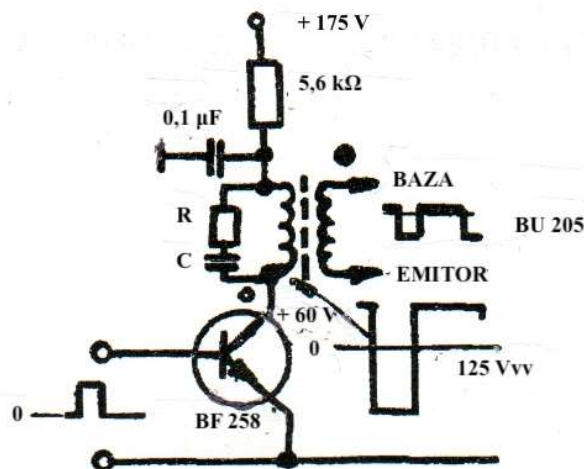


Fig. 21

Curentul mediu prin BF 258 este de 20 mA, iar tensiunea continuă pe colector de + 60 V. Ca urmare puterea disipată este de 1,2 W, tranzistorul necesitând un radiator de $6 \text{ cm}^2 \div 8 \text{ cm}^2$, pentru a lucra „la rece” adică cu joncțiunea având sub 100 °C. În TV color, în amplificatoarele finale de culoare roșu (R), verde (V) și albastru (A), se vor utiliza tranzistoare BF 258, BF 259 și BF 458, BF 459.

Tranzistoare video străine.

Tipuri europene mai vechi și tipuri americane și japoneze de mai largă circulație, ce pot fi înlocuite cu tipuri standardizate BF 178, BF 159, BF 258, BF 259, BF 457, BF 458, BF 459 sunt enumerate mai jos:

BF 108 (SESCOSEM)
 BF 109 (VALVO)
 BF 110 (TELEFUNKEN)
 BF 111 (SIEMENS)
 BF 114 (SIEMENS)
 BF 117 (INTERMETALL)
 BF 118 (INTERMETALL)
 BF 292 (SGS)
 BF 294 (SGS)
 BF 297 (TEXAS)
 BF 298 (TEXAS)
 BF 299 (TEXAS)

BF 119 (INTERMETAL)
 BF 137 (ITT)
 BF 140 (SESCOSEM)
 BF 156 (SGS)
 BF 157 (SGS)
 BF 174 (SGS)
 BF 186 (PHILIPS)
 2 SC 1059 (NIPPON)
 2 SC 1062 (NIPPON)
 2 SC 1088 (MATSUSHITA)
 2 SC 1089 (MATSUSHITA)
 2 SC 1124 (SONY)

BF 305 (ATES)	2 SC 1127 (SONY)
BF 335 (PHILIPS, VALVO)	2 SC 1168 (TOSHIBA)
BF 336 (PHILIPS, VALVO)	2 SC 1235 (SANYO)
BF 337 (PHILIPS, VALVO)	2 SC 1279 (NIPPON)
BF 411 (TELEFUNKEN)	2 SC 1447 (TOSHIBA)
BF 412 (TELEFUNKEN)	2 SC 1505, 1506, 1507
BF 413 (TELEFUNKEN)	MJ 420, MJ 421
BF 456 (TEXAS)	MJ 3201, MJ 3202
2 SC 58 (MATSUSHITA)	MJE 340, MJE 341
2 SC 70 (TOSHIBA)	MJE 344, MJE 3738
2 SC 154 (HITACHI)	MJE 3739 ... (MOTOROLA)
2 SC 470 (SONY)	PN 5964, PN 5965
2 SC 727 (FUJITSU)	SE 7001, SE 7002
2 SC 728 (FUJITSU)	SE 7015, SE 7016
2 SC 1012 (MATSUSHITA)	SE 7017, SE 7055
2 SC 1033 (MATSUSHITA)	SE 7056 ... (FAIRCHILD)
2 SC 1056 (SONY)	

D. TRANZISTOARE SI DE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ

Pentru toate etajele care amplifică semnale relativ mici, cu frecvența începând de la 0,15 MHz și până la 900 MHz, s-au dezvoltat tranzistoare de înaltă frecvență cu siliciu, tranzistoare ce se fabrică în tehnologia planară și planar – epitaxială.

Tranzistoarele de înaltă frecvență cu germaniu se fabrică în tehnologie mesa care permite obținerea unor tranzistoare cu proprietăți excepționale.

Tranzistoarele cu siliciu, pentru înaltă frecvență, sunt prezentate sinoptic în tabela A ce urmează acestui text și care cuprinde tipurile fabricate și utilizate în R.S.R.

Principalele etaje de înaltă frecvență din radioelectronica de larg consum, în care se folosesc tranzistoare de I.F. , sunt enumerate mai jos, cu frecvențele de lucru :

- 1 – amplificator de radiofrecvență pentru UL, UM, US $f = 0,15 \text{ MHz} \div 20 \text{ MHz}$
- 2 – oscilator pentru UL, UM, US $f = 0,6 \text{ MHz} \div 21 \text{ MHz}$
- 3 – mixer autooscilant pentru UL, UM, US $f = 0,6 \div 21 \text{ MHz}$
- 4 – amplificator de frecvență intermediară MA (AFI – MA) $f = 455 \text{ kHz}$
- 5 – amplificator de frecvență intermediară MF (AFI – MF) $f = 10,7 \text{ MHz}$
- 6 – amplificator de frecvență intermediară sunet TV (AFI – S. . . $f = 6,5 \text{ MHz}$
- 7 – amplificator de radiofrecvență MF (UUS) (RF – UUS) $f = 64 \text{ MHz} \div 108 \text{ MHz}$
- 8 – oscilator (mixer) autooscilant de MF (UUS) $f = 75 \text{ MHz} \div 120 \text{ MHz}$
- 9 – amplificator de frecvență intermediară video – sunet TV $f = 35 \text{ MHz}$
- 10 – amplificator de RF pentru selectoare FIF (RF – FIF) $f = 50 \text{ MHz} \div 230 \text{ MHz}$
- 11 – oscilator în selectoare FIF (osc. FIF) $f = 87 \text{ MHz} \div 262 \text{ MHz}$
- 12 – mixer în selectoare FIF (mix. FIF) $f = 50 \text{ MHz} \div 260 \text{ MHz}$
- 13 – amplificator de RF în UIF (RF – UIF) $f = 470 \text{ MHz} \div 860 \text{ MHz}$
- 14 – mixer autooscilant în selectoarele UIF (mix. UIF) $f = 500 \text{ MHz} \div 900 \text{ MHz}$
- 15 – amplificator de antenă radio (UL, UM, US, UUS) $f = 0,15 \text{ MHz} \div 108 \text{ MHz}$
- 16 – amplificator de antenă FIF (AA – FIF) $f = 50 \text{ MHz} \div 230 \text{ MHz}$
- 17 – amplificator de antenă UIF (AA – UIF) $f = 470 \text{ MHz} \div 860 \text{ MHz}$
- 18 – convertoare de canal UIF / FIF (CA – UIF / FIF) $f = 50 \text{ MHz} \div 900 \text{ MHz}$

Tranzistoarele de înaltă frecvență se folosesc și în alte multe etaje din aparatura profesională de radiocomunicații.

În funcție de domeniul de utilizare, tranzistorului i se cer anumite caracteristici și performanțe specifice, în așa fel încât pentru etajul respectiv să nu se folosească tranzistoare nepotrivite. De aceea s-au creat familii de tranzistoare, distincte, din care rezultă de obicei prin sortare, după criterii bine stabilite, diferite tipuri.

Vom analiza pe rând familiile de tranzistoare după domeniul de utilizare. Întrucât un tranzistor este în general utilizabil în multe feluri de etaje, rezultă doar câteva familii cu proprietăți specifice, anume așa cum apar în tabela sinoptică A.

Tabelele A și B nu cuprind, bineînțeles, toate tranzistoarele de înaltă frecvență care se fabrică actualmente în lume, ci acele tranzistoare care sunt fabricate în țara noastră, acelea care se utilizează în produsele românești, precum și cele mai cunoscute tipuri pe plan european.

1. TRANZISTOARE UNIVERSALE de RF și FI – MA – MF

Etajele de înaltă frecvență din radioreceptoarele MA și MA / MF precum și etajele AFI – Sunet din televizoare, adică primele 8 tipuri de etaje enumerate, pot fi realizate în condiții de înaltă calitate cu o singură familie de tranzistoare **nnpn**: BF 214 – BF 215.

Caracteristicile acestei familii sunt următoarele, date în ordinea importanței:

- capacitatea de reacție $C_{12e} = 0,5 \text{ pF} \div 1 \text{ pF}$,
- frecvența de tăiere $f_T = 200 \text{ MHz} \div 300 \text{ MHz}$,
- tensiunea maximă $U_{CE} (U_{CB}) = 20 \text{ V} \dots 25 \text{ V}$.
- curent maxim de colector $I_{C \max} = 15 \text{ mA} \dots 30 \text{ mA}$,
- puterea disipată $P_{d \max} = 120 \text{ mW} \dots 200 \text{ mW}$.

Practic orice tranzistor **nnpn** cu siliciu care asigură parametrii de mai sus, dar în special primii doi: C_{12e} și f_T , poate fi utilizat în cele 8 tipuri de etaje enumerate, fără modificarea polarizării, sau a acordului circuitelor, adică prin simpla înlocuire a tranzistorului.

Parametrii etajului respectiv nu se vor modifica esențial; pot apărea mici diferențe de amplificare, amplificare de conversie de ordinul a $\pm 2 \text{ dB} \dots 3 \text{ dB}$ sau ușoare modificări de caracteristici de selectivitate în etajele de FI datorită diferențelor mici ce totuși există de la tip la tip în ceea ce privește parametrii „y”.

• Tranzistoarele BF 214 și BF 215 produse de I.P.R.S., rezultă din aceeași fabricație. Prin sortare se face departajarea după amplificarea de curent β :

BF 214 are $\beta = 150$ (tipic) cu dispersia între 90 și 330.

BF 215 are $\beta = 70$ (tipic) cu dispersia între 40 și 165.

TRANZISTOARE de ÎNALTĂ FRECVENȚĂ cu Si, **nnpn**, $P_D = 130 \text{ mW}$ la 250 mW

TABELA A

	Tip	f_T [MHz]	C_{21e} [pF]	A_p [dB]	F [dB]	f [MHz]	β static	P_d [mW]	U_{CE0} [V]	I_{cmax} [mA]	Capsula
RF UIF	BF 180	700	0,25	11	7	800	50	130	20	20	TO 72
MixO UIF	BF 181	600	0,30	15	5	500	40	130	20	20	TO 72
RF FIF	BF 200	500	0,35	17	3	200	30	130	20	20	TO 72

TABELA B

	Tip	f_T [MHz]	C_{21e} [pF]	A_p [dB]	F [dB]	f [MHz]	β sta- tic	P_d [mW]	U_{CE0} [V]	I_{cmax} [mA]	Capsula
FI	BF 198	350	0,20	36	3	35	80 > 27	350	30	25	TO 92F
FI	BF199	550	0,30	38	6	35	120 >40	350	25	25	TO 92F

FI	BF 167	350	0,1 5	36	3	35	80 >35	130	30	25	TO 72
FI	BF 173	550	0,2 3	38	7	35	120 >40	200	25	25	TO 72
FI	BF 214	260	0,6	34	1,8	10,7	150 tipic	130	30	30	TO 72
RF	BF 215	220	0,6	20	3,5	100	70 tipic	130	30	30	TO 72
FI	BF 254	260	0,8 5	33	2,5	10,7	115 tipic	175	20	30	TO 92
RF	BF 255	200	0,8 5	20	3,5	100	67 tipic	175	20	30	TO 92
FI	BF 233	275	0,7 5	33	2,5	10,7	40 Min.	160	20	50	TO 18 epoxi
RF	BF 234	250	0,7 5	33	2,5	10,7	90 Min.	160	30	50	TO 18 epoxi
RF	BF 235	220	0,7 5	20	4	100	30 Min.	160	30	50	TO 18 epoxi
RF	BF 314	580	0,2 7	22	2	100	20 Min.	225	30	25	TO 92
FI	BF 240	430	0,2 7	36	2,5	10,7	67 Min.	250	40	25	TO 92
FI	BF 241	400	0,2 7	35	2,5	10,7	36 Min.	250	40	25	TO 92

Cu „F” s-a notat factorul de zgomot.

Câștigul β este mai mare de 15 (pt. TABELUL A)

P_d se măsoară la $T_{amb} = 45^\circ\text{C}$

Amplificarea de curent β influențează și alți parametri:

- frecvența de tăiere f_T : la β mare, f_T mare; la β mai mic, f_T ceva mai mic ca urmare BF 214 are f_T mai mare decât BF 215.

- rezistența de intrare r_{11} : β mare, I_B mic, r_{11} mare
 β mai mic, I_B mai mare, r_{11} ceva mai mic

Deci BF 214 are rezistența de intrare mai mare decât BF 215.

- zgomotul propriu F : β mic $\rightarrow$ F mic; β mare, F mare, ca urmare, BF 215 are zgomotul mai mic decât BF 214.

Parametrii: f_T , r_{11} și F nu depind însă liniar de β ; mai degrabă β dă o informație pentru compararea a două tranzistoare de același tip. Bineînțeles că tranzistoarele din aceeași familie mai sunt sortate și după factorul de zgomot F , ca și după amplificarea de putere în aparate speciale de triere.

- Structuri de tranzistoare BF 214, BF 215, încapsulate în plastic permit fabricarea unor tranzistoare mai economice, cu parametrii aproape identici. Rezultă astfel tranzistoarele BF 254 și BF 255, la care doar capacitatea de reacție este ceva mai mare: 0,85 pF față de 0,6 pF și aceasta din cauza capsulei de plastic.

- Structuri de BF 233, BF 234, BF 235. În această grupă :

BF 234 este egal cu BF 214

BF 235 este egal cu BF 215,

iar tipul BF 233 este, ca să zicem așa, „restul” de la sortare, cu o dispersie mai largă de β (40 . . . 350), foarte bun în oricare din cele 8 tipuri de etaje enumerate.

- Din tranzistoarele străine echivalente cu BF 214, BF 215 se pot reține tranzistoarele BF 184, BF 185 fabricate de Philips, Valvo, Mullard, Siemens, încapsulate în plastic (capsulă fit–lock prismatică). *Denumirea FIT – LOCK sau LOCKFIT pentru capsula de tranzistor a fost creată în 1963 de firma MULLARD și PHILIPS.*

Se poate considera că tranzistoarele **n_{pn}** de mai jos sunt direct echivalente:

BF 214 = BF 234 = BF 254 = BF 184 = BF 194 (4 este caracteristic)

BF 215 = BF 235 = BF 255 = BF 185 = BF 195 (5 este caracteristic).

- Tranzistoarele universale de mai sus sunt utilizate și ca oscilatoare în selectoarele FIF, unde frecvența de oscilație maximă (canalul 12) este de 260 MHz. Se preferă tipul BF 214 (are f_T mai mare) care poate oscila de altfel până la frecvențe de ordinul a 500 MHz și aceasta pentru că frecvența maximă de oscilație este mult mai mare decât f_T :

$$f_{\max \text{ osc}} = (2 \dots 3) f_T$$

- Pentru etajele de RF – UUS, unde problema sensibilității este direct legată de zgomotul propriu al tranzistorului, s-a elaborat un tranzistor planar – epitaxial mai perfecționat, cu capacitate de reacție mai mică și amplificare mai are la 100 MHz :

BF 314 **n_{pn}** (Siemens), $F = 2 \text{ dB}$ (100 MHz), $f_T \leq 550 \text{ MHz}$; $C_{12B} \leq 0,13 \text{ pF}$.

- O familie nouă de tranzistoare universale de RF / FI, cu capacitatea de reacție mai mică (0,33pF) și cu f_T mare (400 MHz ÷ 450 MHz) este BF 240, BF 241 care pot fi utilizate până în gama de UUS, unde în condiții de adaptare la zgomot asigură un zgomot foarte mic : $F = 1,6 \text{ dB} \div 2 \text{ dB}$ la 100 MHz, $U_{CB} = 10 \text{ V}$, $I_C = 1 \text{ mA}$ și admitanța de intrare $Y_G \text{ opt} = 6,6 \text{ ms} - j3.3 \text{ ms}$.

- Tipul BF 240 având un β mare este destinat etajelor de FI reglate prin RAA iar tipul BF 241 etajelor nereglate de FI cum și etajele de RF, L, M, S.

Același lucru trebuie menționat și pentru grupul BF 214 / BF 215:

β mare → BF 214 / BF 234 / BF 254 / BF 184 / BF 194 pentru etaje reglate prin RAA

β mic → BF 215 / BF 235 / BF 255 / BF 185 / BF 195 pentru etaje nereglate de RAA.

- Este cunoscut că în etajele de FI, MA și MF reglajul RAA se face prin reducerea curentului de lucru al etajului, ceea ce provoacă reducerea pantei și ca urmare reducerea liniară a amplificării.

La tranzistoarele cu β mare, reglajul prin RAA este eficace, deoarece pentru aceiași reducere a tensiunii pe bază, scăderea amplificării de tensiune a etajului este mai mare.

În tabelul C se dau parametrii Y pentru câteva tranzistoare din familia universală de RF – FI: panta de amplificare **Y_{21} sau S** exprimată în mS (*mili Siemens*) adică mA / V este proporțională cu curentul de colector, până la 3 mA ÷ 5 mA. Astfel dacă la 1 mA, $S = 35 \text{ mA/V}$, la 2 mA, $S = 65 \text{ mA/V}$ iar la 3 mA, $S = 90 \text{ mA/V}$. Totodată la creșterea curentului, rezistența de intrare r_{11} și rezistența de ieșire r_{22} scad pronunțat (invers proporțional cu creșterea I_C). Amplificarea de putere a tranzistoarelor din familia considerată la frecvențe mari, apropiate de f_T este mai bună în schema cu baza la masă (BM) decât în schema cu EM (vezi figura 22).

$U = 10 \text{ V}$; $I_C = 1 \text{ mA}$; $f = 10,7 \text{ MHz}$

TABELA C

Parametru	UM	BF 214	BF 215	BF 194 BF 254	BF 195 BF 255	BF 240	BF 241	Valoare tipică
r_{11e}	[k Ω]	3,5	2,2	3	2,1	2	1,5	2 k Ω
C_{11e}	[pF]	20	17	23	27	16	16	20 pF
Y_{12e}	[μ S]	1,7	1,7	2,8	2,6	1	1	$C_{12e}=0,6$ pF
φ_{12e}	[$^\circ$]	90	90	90	90	90	90	90 $^\circ$
Y_{21e} sau S	[mS]	36	36	36	36	36	36	36 mA/V
φ_{21e}	[$^\circ$]	0	0	0	0	0	0	0 $^\circ$
r_{22e}	[k Ω]	300	450	170	370	350	500	300 k Ω
C_{22e}	[pF]	2	1,7	1,6	1,6	1,2	1,4	1,8 pF

$U = 10$ V; $I_C = 1$ mA; $f = 10,7$ MHz

Parametru	UM	BF 214	BF 215	BF 254	BF 255	BF 240	BF 241	Valoare tipică
r_{11e}	[k Ω]	2,8	2	2,2	1,8	1,4	1,2	2 k Ω
C_{11e}	[pF]	20	17	23	27	16	16	20 pF
Y_{12e} sau S	[μ S]	35	35	60	60	20	20	$C_{12e}=0,6$ pF
φ_{12e}	[$^\circ$]	90	90	90	90	90	90	90 $^\circ$
Y_{21e}	[mS]	35	35	35	35	35	35	35 mA/V
φ_{21e}	[$^\circ$]	- 5	- 5	- 5	- 5	- 5	- 5	- 5 $^\circ$
r_{22e}	[k Ω]	130	220	170	225	320	430	200 k Ω
C_{22e}	[pF]	2	1,7	1,6	1,6	1,2	1,4	1,8 pF

$U = 10$ V; $I_C = 1$ mA; $f = 100$ MHz

Parametru	UM	BF 215	BF 185	BF 255	BF 240	BF 241	BF 314	Valoare tipică
r_{11e}	[Ω]	150	160	135	450	500	360	220 Ω
r_{11b}	[Ω]	33	33	33	30	30	28	30 Ω
C_{12e}	[pF]	0,6	0,6	0,9	0,3	0,3	0,24	0,6 pF
C_{12b}	[pF]	0,35	0,35	0,7	0,18	0,18	0,12	0,35 pF
Y_{21eb} sau S	[mS]	32	33	31	34	34	36	33 mA/V
r_{22eb}	[k Ω]	12	80	80	17	20	100	50 k Ω

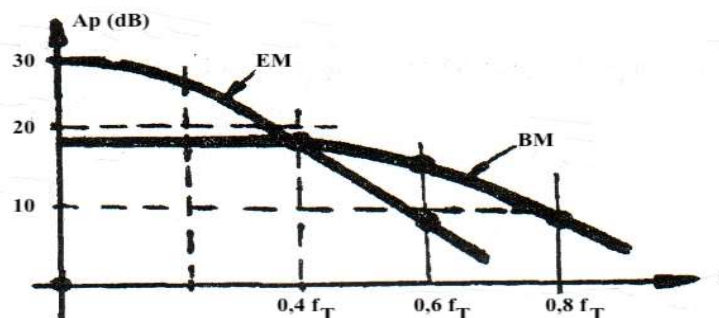


Fig. 22

Astfel în timp ce la frecvențe sub $0,4 f_T$ amplificarea în schema EM este mult mai mare ($25 \text{ dB} \div 30 \text{ dB}$), la frecvențe mai mari de $0,5 f_T$, amplificarea în schema EM scade la sub 12 dB , în timp ce schema BM mai sigură asigură o amplificare de $8 \text{ dB} \div 10 \text{ dB}$ la frecvențe apropiate de f_T .

Lista de echivalențe.

Pentru găsirea unor eventuali înlocuitori, se enumeră mai jos tipuri de tranzistoare **nnpn** universale de RF – FI, echivalente cu tranzistoarele BF 214 – BF 215 – BF 233 – BF 234 – BF 235 – BF 254 – BF 255:

BF 115 (Philips)	BF 175 (SGS)	BF229 (Telefunken)
BF 121 (ITT)	BF 176 (SGS)	BF230 (Telefunken)
BF 125 (ITT)	BF 189 (SESCOSEM)	BF 273 (SGS – ATES)
BF 153 (SGS)	BF 216 (Thorn)	BF 274 (SGS – ATES)
BF 158 (SGS)	BF 217 (Thorn)	BF 287 (SGS -ATES)
BF 160 (SGS)	BF 218 (Thorn)	BF 288 (SGS – ATES)
BF 162 (SGS)	BF 219 (Thorn)	BF 310 (Telefunken)
BF 163 (SGS)	BF 220 (Thorn)	BF 325 (Texas)
BF 164 (SGS)	BF 226 (Thorn)	
BF 165 (SGS)	BF 228 (Telefunken)	
BF 368 (Motorola)	BF 454 (SGS – ATES)	2 SC 384 (Toshiba)
BF 369 (Motorola)	BF 455 (SGS – ATES)	2 SC 398 (Toshiba)
BF 373 (Motorola)	BF 494 (Philips)	2 SC 399 (Toshiba)
BF 384 (Texas)	BF 495 (Philips)	2 SC 535 (Hitachi)
BF 385 (Texas)	BF 523 (Texas)	2 SC 657 (Sony)
BF 394 (Motorola)	BF 594 (Texas)	2 SC 658 (Matsushita)
BF 395 (Motorola)	BF 595 (Texas)	2 SC 738 (Matsushita)

2. TRANZISTOARE pentru FRECVENȚĂ INTERMEDIARĂ VIDEO – SUNET TV.

Tranzistoarele BF 167 și BF 173 sunt larg răspândite și bine cunoscute pe plan mondial de circa 10 ani. În ultimii ani, tipurile BF 167 / BF 173 cu capsulă metalică au fost înlocuite cu tipurile BF 198 și BF 199 cu capsulă de plastic, care sunt echivalente cu tipurile „mamă”, astfel:

BF 198 = BF 167 pentru etajul prim reglat de RAA

BF 199 = BF 173 pentru etajele liniare de FI – VS.

Ambele tranzistoare au o capacitate de reacție C_{12e} foarte redusă, de ordinul a $0,2 \text{ pF} \div 0,3 \text{ pF}$ și frecvențe de tăiere mari, de ordinul $400 \text{ MHz} \div 600 \text{ MHz}$.

• La tranzistorul planar BF 167 / BF 198 prin construcție și tehnologie s-a putut obține o scădere foarte pronunțată a amplificării atunci când curentul de colector crește de la $4 \text{ mA} \div 5 \text{ mA}$ la $9 \text{ mA} \div 10 \text{ mA}$.

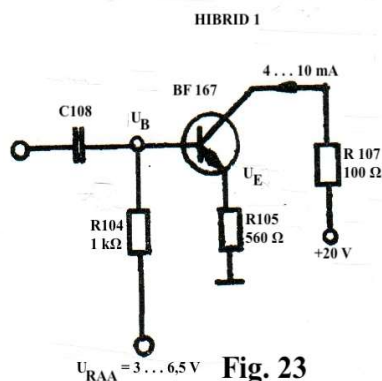


Fig. 23

Semnal de intrare	I_C [mA]	U_E [V]	U_B [V]	U_C [V]	U_{CE} [V]
FS (fără semnal)	4	2,3	3	19,6	17,3
1,5 mV	8,5	4,8	5,5	19,2	14,4
Semnal maxim	10	5,5	6,2	19,0	13,5

Scăderea de amplificare poate atinge 55 dB ÷ 60 dB (500 la 1000 ori), datorită degradării pantei și a frecvenței de tăiere, simultan cu variația rezistențelor de intrare și de ieșire.

Acest efect puternic de scădere a amplificării se obține mărind tensiunea pe baza tranzistorului, ceea ce forțează pe de o parte creșterea curentului I_C iar pe de altă parte scăderea tensiunii U_{CE} .

Reducerea amplificării tranzistorului BF 167 (BF 198) se datorează și creșterii curentului dar și scăderii tensiunii dintre colector și emitor. Reglajul de amplificare poate fi preponderent de curent sau preponderent de tensiune, aceasta depinzând de schema electrică a etajului de FI:

Dacă se privesc schemele electrice din figura 23 și 24, se poate distinge că în schema primului etaj de FI – VS din televizoarele seria H1, avem un reglaj de curent al colectorului între 4 mA la semnal slab (sau fără semnal) și circa 10 mA la semnal maxim.

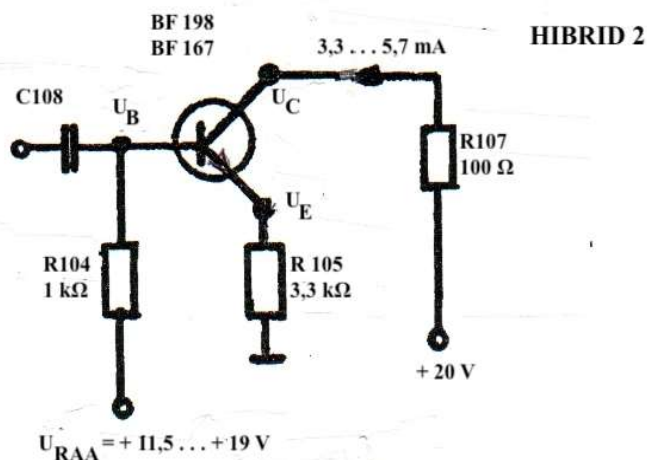


Fig. 24

Semnal de intrare TV	I_C [mA]	U_E [V]	U_B [V]	U_C [V]	U_{CE} [V]
FS (fără semnal)	3,3	10,8	11,5	19,7	9
1,5 mV	5	16,3	17	10,5	3,2
Semnal maxim	5,7	18,8	19,5	19,4	0,6

La schema FI – VS al seriei H2 s-a adoptat un reglaj preponderent de tensiune: curentul vazează doar cu circa 2 mA (între 3,3 mA și 5,7 mA) dar tensiunea U_{CE} variază între 9 V la semnal slab și aproape zero volți la semnal maxim.

Tranzistorul planar – epitaxial BF 173 / BF 199 are o tensiune de saturație foarte mică (sub 1 V) și este anume construit pentru a asigura o mare tensiune de „excursie” deci tensiuni mari la ieșirea AFI.

Acest tranzistor are capacitatea de reacție foarte mică (0,23 pF . . . 0,3 pF) cum și o pantă mare (circa 130 mA / V ÷ 150 mA / V la $I_C = 7$ mA), ceea ce permite obținerea unei amplificări deosebit de mari.

Tranzistoarele planar – epitaxiale obișnuite, prezintă o capacitate de 0,6 pF . . . 0,7 pF între bază și colector, care constituie capacitatea de reacție C_{12E} . De fapt această capacitate se compune din două capacități:

- capacitatea $C_{b'c}$ (dintre bază și colector) a structurii tranzistorului propriuzis sau a structurii (C_S = capacitatea structurii);
- capacitatea de tip MOS datorată foliei metalizate de contactare a bazei (C_C = capacitatea contactării) care este comparabilă sau chiar de 2 ÷ 3 ori mai mare decât C_S .

Deci capacitatea de reacție C_{12E} se compune din două elemente:

$$C_{12E} = C_S + C_C$$

Reducerea influenței C_C (de contact) nu este ușoară, dar este posibilă în tehnologia planară, astfel încât să rămână doar capacitatea propriuzisă, care poate fi redusă din construcția tranzistorului la circa 0,15 pF ÷ 0,2 pF. Reducerea capacității de reacție se realizează cu un ecran integrat (realizat în cursul producerii tranzistorului) între insula de folie metalică care constituie contactul bazei față de colector. Ecranul este de fapt un strat subțire de tip *p* obținut prin difuzie în volumul de material semiconductor de tip *n* al colectorului. Prezența electrodului de ecranare „sparge” capacitatea supărătoare de tip MOS (Metal-Oxid-Semiconductor) în două capacități: una între bază și emitor, iar alta între colector și emitor, reducând aproape la zero capacitatea parazită dintre colector și folia metalică de contact a bazei.

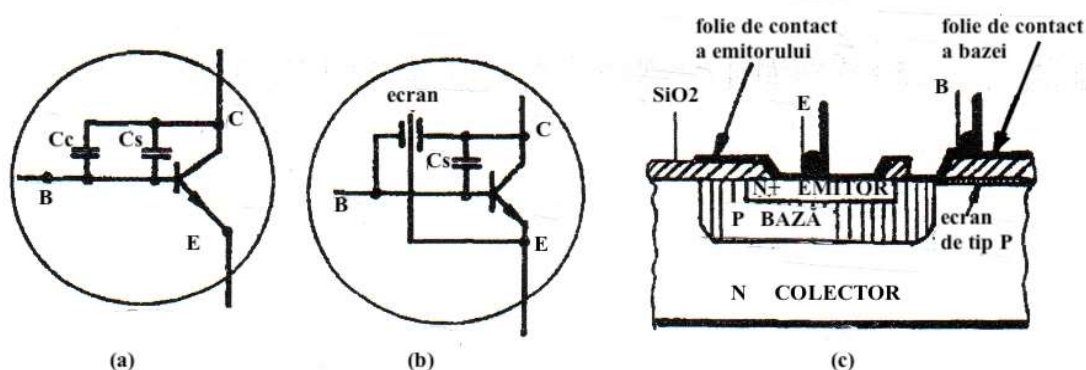


Fig. 25

În figura 25 se arată schema electrică a capacităților amintite:

- a) tranzistor planar obișnuit, fără ecran, având C_S și C_C .

b) tranzistor cu ecran integrat (integrated screen); ecranul este legat electric la emitor și anulează capacitatea C_C dintre colector și bază.

c) secțiunea prin tranzistor, unde se vede stratul ecran de tip p sub folia metalizată de contactare a bazei și care în afara figurii este legată electric la folia de contact a emitorului.

- Întrucât ecranul integrat este un strat de tip p realizat în materialul de tip n al colectorului, acest ecran poate fi privit și ca o joncțiune pn , deci o diodă conectată între emitor și colector. Reprezentarea din figura 26, chiar dacă nu este exactă, ajută la explicarea comportării aparent curioase a tranzistoarelor cu ecran integrat BF 167/BF 198 și BF173/BF 199, la încercarea cu ohmetrul. Astfel aplicând ohm-metrul cu plusul pe E și minusul pe C, un tranzistor obișnuit va indica infinit (blocat) în timp ce la un tranzistor cu ecran intern, ohm-metrul va indica o rezistență de circa $100\ \Omega$, cât este de fapt rezistența stratului ecran de tip p .

- Tranzistoarele în plastic BF 198 și BF 199 nu se deosebesc esențial de tranzistoarele cu capsulă metalică BF 167 și BF173.

Capacitatea de reacție este ceva mai mare, astfel:

BF 167 : $C_{12E} = 0,15\ \text{pF}$

BF 173 : $C_{12e} = 0,23\ \text{pF}$

BF 198 : $C_{12E} = 0,20\ \text{pF}$

BF 199 : $C_{12e} = 0,30\ \text{pF}$.

Puterea disipată a tranzistoarelor în plastic este mai mare:

BF 167 : $P_d = 130\ \text{mW}$

BF 173 : $P_d = 260\ \text{mW}$

BF 198 : $P_d = 280\ \text{mW}$

BF 199 : $P_d = 280\ \text{mW}$.

Panta este mai mare la tranzistoarele noi în plastic:

BF 167 : $95\ \text{mA/V}$

BF 173 : $145\ \text{mA/V}$

BF 198 : $105\ \text{mA/V}$

BF 199 : $170\ \text{mA/V}$.

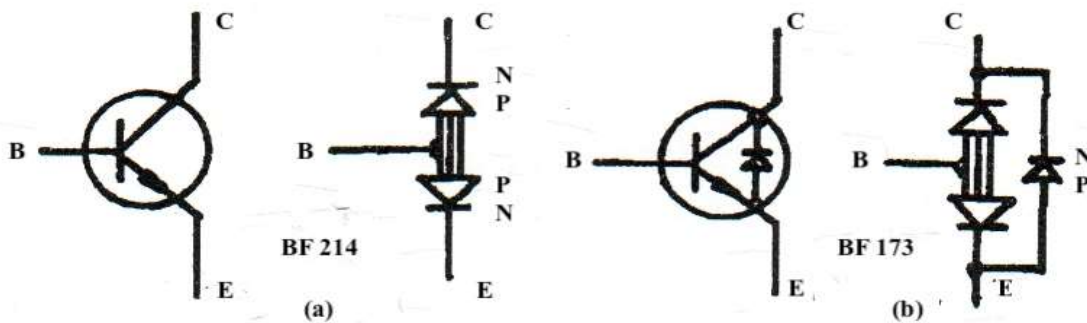


Fig. 26

Tranzistorul nnp reprezentat ca două diode având „zona p ” comună celor două diode.

Proba cu ohm-metrul:

+ pe B, – pe E : conduce
+ pe E, – pe B : blocat

Tranzistorul nnp cu ecran integrat care conține o „diodă ecran” conectată între colector și emitor.

Proba cu ohm-metrul:

+ pe B, – pe E : conduce
+ pe E, – pe B : blocat

+ pe B, – pe C : conduce
+ pe C, – pe B : blocat

+ pe B, – pe C : conduce
+ pe C, – pe B : blocat

+ pe E, – pe C : blocat
+ pe C, – pe E : blocat

+ pe E, – pe C : blocat
+ pe C, – pe E : blocat

- Parametrii principali Y ai tranzistoarelor de FI – VS sunt dați în tabelul de mai jos:

Parametru	UM	BF 167 10 V, 4 mA, 35 MHz	BF 198 10 V, 4 mA, 35 MHz	BF 173 10 V, 7 mA, 35 MHz	BF 199 10 V, 7 mA, 35 MHz
r_{11e}	[Ω]	450	310	220	220
C_{11e}	[pF]	45	36	45	45
C_{12e}	[pF]	0,15	0,20	0,23	0,30
Y_{21e} sau S	[mA/V]	95 (>70)	105 (>80)	145 (>115)	170 (>130)
φ_{21e}	[$^{\circ}$]	- 23	- 20	- 22	- 22
r_{22e}	[k Ω]	33	20	15	12
C_{22e}	[pF]	1,2	1,3	2,1	1,8
$A_{p\ opt}$	[dB]	42	42	42,5	43

După cum se vede, tranzistoarele în plastic nu mai au piciorușul de masă. Ordinea terminalelor permite înlocuirea ușoară a tranzistoarelor cu capsula metalică. Înlocuirea tranzistorului BF 173 prin BF 199 nu pune nici o problemă. Înlocuirea tranzistorului BF 167 prin BF 198, are un ușor efect de amortizare asupra circuitului acordat din colectorul său și o modificare a caracteristicii de RAA; ambele efecte nu conturbă selectivitatea, stabilitatea sau calitatea imaginii.

Echivalențe.

Înlocuirea tranzistoarelor enumerate mai jos prin tipurile BF 167, BF 198 sau BF 173, BF 199 este posibilă în 99 % din cazuri. Nu se poate însă garanta întotdeauna înlocuirea tranzistoarelor BF 167, BF 198 sau BF 173, BF 199 cu tranzistoarele de mai jos:

Tranzistoare cu RAA (BF 167 / 168
173/199)

BF 127 (ITT)
BF 196 (Valvo, Philips)
BF 207 (Cossem)
BF 225 (Texas)
BF 251 (SGS - ATES)
BF 329 (ATES)
BF 367 (Motorola)
BF 596 (Texas)
2 SC 250 (Fuji)
2 SC 377 (Toshiba)
2 SC 563 (Matsushita)
2 SC 785 (Toshiba)
2 SC 928 (Sonyo)
2 SC 1187 (Nipon Electric)

Tranzistoare cu I_C fix (BF

BF 123 (ITT)
BF 158 (SGS)
BF 159 (SGS)
BF 168 (Telefunken)
BF 197 (Valvo, Philips)
BF 208 (COSEM)
BF 223 (Telefunken)
BF 224 (Texas)
BF 227 (Telefunken)
BF 237 (Texas)
BF 260 (ATES)
BF 271 (SGS -ATES)
BF 371 (Motorola)
2 SC 658 (Matsushita)

3. TRANZISTOARE de FIF ȘI UIF.

Pentru domeniul de frecvențe de 200 MHz ÷ 900 MHz s-au elaborat tranzistoare speciale cu frecvență de tăiere mare, capacitate de reacție mică și zgomot cât mai redus la frecvență de tăiere mare, capacitate de reacție mică și zgomot cât mai redus la frecvențele acestui domeniu. Există tranzistoare *pnp* și *nnp* cu siliciu sau germaniu destinate folosirii în selectoarele de canale FIF (50 ÷ 230) MHz și UIF (470 ÷ 860) MHz.

În țara noastră se fabrică tranzistoare *nnp* de tip planar, cu siliciu și anume familia BF 180, BF 181 și BF 200, care rezultă dintr-o singură fabricație, departajarea făcându-se prin sortare. Caracteristica importantă a acestor tranzistoare o constituie posibilitatea reglării amplificării de putere și tensiune prin varierea curentului de colector.

La un curent de 2 mA la 4 mA aceste tranzistoare au amplificarea maximă; pe măsura creșterii curentului, amplificarea tranzistorului scade, astfel că la $I_C = 8$ mA la 10 mA, scăderea de amplificare este cu 30 dB . . . 35 dB (29,54 la 56 ori mai mică).

Scăderea amplificării este cu atât mai pronunțată cu cât frecvența este mai mare, așa cum se arată în figura 27a, în care se prezintă curbele de scădere a amplificării pe măsura creșterii curentului $A_p = f(I_C)$. Cele 3 curbe reprezintă variația amplificării la 3 frecvențe tipice 100 MHz, 200 MHz și 300 MHz. Se vede că pentru a reduce cu 20 dB (de 10 ori) amplificarea

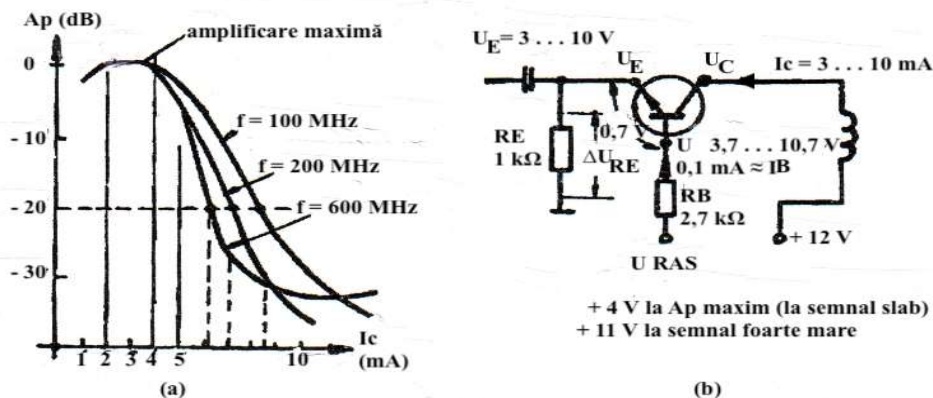


Fig. 27

primului etaj din selectorul de canale, la $f = 100$ MHz este necesară creșterea lui I_C până la 8,7 mA în timp ce cu o creștere la 7,3 mA, amplificarea scade de 10 ori la $f = 200$ MHz. În figura 27b se arată schema de c.c. a primului etaj din selectorul de FIF. Curentul de colector (emitor) produce o cădere de tensiune pe rezistența $R_E = 1$ kΩ, astfel că emitorul este la tensiunea de 3 V când $I_C \approx I_E = 3$ mA. Tensiunea bazei este cu 0,7 V pozitivă față de emitor, deoarece este tranzistor *nnp*. Pe rezistența R_E de 2 kΩ . . . 3 kΩ, mai apare o cădere de tensiune de circa 0,3 V produsă de curentul bazei I_B care este în medie de 0,1 mA.

$$U_E = I \times R_E$$

$$U_{CE} = U_C - U_E$$

$$U_B = U_E + U_{BE}$$

$$I_B = I_C / \beta$$

$$U_{RAA} = U_B + 0,3$$

La semnal mic avem: $I_C = 3$ mA, $U_E = 3$ V, $U_B = 3,7$ V, $U_{CE} = 9$ V, $U_{RAA} = +4$ V.

La semnal mare avem: $I_C = 10$ mA, $U_E = 10$ V, $U_B = 10,7$ V, $U_{CE} = 2$ V, $U_{RAA} = +11$ V.

• Reglajul de amplificare se bazează pe efectul de autoaglomerare a curentului de emitor, din cauza suprafeței foarte mici a emitorului. Densitatea mare de curent în baza emitorului, provoacă scăderea frecvenței de tăiere de circa 10 ori cum și reducerea puternică a rezistenței

de ieșire r_{22} . Ca și la tranzistorul BF 167, reducerea tensiunii U_{CE} contribuie de asemenea la reducerea amplificării; reducerea tensiunii între colector și emitor are loc pe seama creșterii potențialului emitorului de la 3 V la circa 10 V în timpul procesului de reglare.

• Departajarea celor 3 tranzistoare se face după criteriul amplificării de putere la frecvența de 800 MHz. Cele mai bune tranzistoare ieșite, se triază apoi după factorul de zgomot F , rezultând tipul BF 180 care urmează a fi folosit ca amplificator de RF în selectoarele de UIF. Cele ale căror zgomot este ceva mai mare, devin fie tranzistoare BF 181 destinate etajului mixer / auto-oscilant al selectorului de UIF, fie tranzistoare BF 213 pentru același post.

Tipul BF 200 este „mezinul” familiei, putând lucra foarte bine la frecvențele FIF (max. 230 MHz adică de circa 3 ori mai puțin decât f_T).

TABELA A

TIP	POL	f_T [MHz]	U_{CB0} max [V]	I_C max [mA]	P_d max [mW]	C_{re} (pF)	A_p [dB]	F [dB]
AF 106	<i>pnP</i>	220	25	10	60	0,45	26	7
AF109 R	<i>pnP</i>	400	20	10	60	0,25	16,5	4,5
AF 139	<i>pnP</i>	500	20	10	60	0,25	17,5	4
AF 139							15	5,2
AF 139							11	7
AF 239	<i>pnP</i>	650	20	15	60	0,23	21,5	3
AF 239							18	4
AF 239							14	5,2
AF 239 S	<i>pnP</i>	780	20	15	60	0,2	22	2,7
AF 239 S							19	3,6
AF 239 S							15	4,7
AF 239 S							14	5,8
AF 240	<i>pnP</i>	500	15	10	60	0,26	13	6,5
AF 267	<i>pnP</i>	780	20	10	60	0,4	18,5	4
AF 267							14	6
AF 267							12	6

TABELA A (continuare)

U_{CE} [V]	I_C [mA]	f_T [MHz]	R_s [k Ω]	Terminale	FUNCȚIA
10	3	200	0,9	EBCM	A, Mix, Osc, FIF
10	2	200	0,9	EBCM	Ampl, RAA, FIF
10	2	200	0,9	EBCM	Ampl, RAA, FIF
10	1,5	500	1,4	EBCM	Mix, osc, UIF
10	1,5	800	1,4	EBCM	Ampl, RAA, UIF
10	2	200	2,5	EBCM	Ampl, RAA, FIF
10	2	500	2	EBCM	Mix, osc, UIF
10	2	800	2	EBCM	Ampl, RAA, UIF
10	2	200	2,5	EBCM	Ampl, RAA, UIF
10	2	500	2	EBCM	Mix. Osc. UIF.
10	2	800	2	EBCM	Ampl, RAA, UIF
10	2	900	2	EBCM	Ampl, RAA, UIF
10	2	800	2	EBCM	Mix. Osc. UIF
10	2	500	2	TO 51	Mix. Osc. UIF
10	2	900	2	TO 51	Ampl, RAA, UIF
10	2	900	0,5	TO 51	Ampl. Antenă UIF

TABELA B

TIP	POL	f_T [MHz]	U_{CB0} max [V]	I_C max [mA]	P_d max [mW]	C_{re} [pF]	A_p [dB]	F [dB]
AF 279	<i>pnnp</i>	780	15	10	60	0,42	16	5
AF 280	<i>pnnp</i>	550	15	10	60	0,42	14	7
AF 367	<i>pnnp</i>	800	20	10	60	0,4	12	6
AF 369	<i>pnnp</i>	550	15	10	60	0,4	10,5	6,5
AF 379	<i>pnnp</i>	1 250	20	20	100	-	18	5
BF 272 A	<i>pnnp</i>	850	40	20	200	0,3	20	2,5
BF 272 A	<i>pnnp</i>						19	3
BF 272 A	<i>pnnp</i>						15	3,5
BF 316 A	<i>pnnp</i>	600	40	20	200	0,3	12	5
BF 509	<i>pnnp</i>	700	40	20	200	0,5	18	1,8
BF 506	<i>pnnp</i>	400	40	20	200	0,5	17	2,5
BF 479	<i>pnnp</i>	1 400	35	20	200	-	18	3,5
BF 679	<i>pnnp</i>	1 000	35	15	200	0,3	15	3,5
BF 680	<i>pnnp</i>	650	35	15	200	0,3	14	5,5

TABELA B (continuare)

U_{CE} [V]	I_C [mA]	f_T [MHz]	R_s [k Ω]	Terminale	FUNCȚIA
10	2	800	2	EBC	Ampl.RAA, UIF
10	2	800	2	EBC	Mix. Osc. UIF
10	2	900	0,5	EBC	Ampl, RAA, UIF
10	2	900	0,5	EBC	Mix, osc, UIF
8	8	800	2	EBCM	AMOL,LIN, FIF/UIF
10	3	200	2	EBCM	Ampl, RAA, FIF
10	3	500	2	EBCM	Ampl. RAA UIF
10	3	800	2	EBCM	Ampl, RAA, UIF
10	3	800	2	EBCM	Mix, osc, UIF
10	3	200	2	EBC	Ampl.RAA, FIF
10	3	200	2	EBC	Mix, osc, FIF
10	10	800	2	TO 51	AMPL. LIN FIF/UIF
10	3	800	2	TO 51	Ampl, RAA, UIF
10	3	800	2	TO 51	Mix. Osc UIF

Parametrii de comparație a acestor 3 tranzistoare sunt date în tabelul A (pagina 108). Panta, care este parametrul cel mai interesant la frecvențe mari, este dat în tabelul de mai jos :

Punctul de funcționare : $U_{CB} = 10$ V; $I_C = 2$ mA

TABELUL C

MHz	$ Y_{21B} $ mA/V		
	BF 180	BF 181	BF 200
50	60	58	56
200	55	54	52
500	40	37	33
800	30	27	24

Alte tranzistoare de înaltă frecvență (FIF - UIF)

Pentru ca tehnicienii să poată avea o vedere de ansamblu asupra celor mai bune tranzistoare europene pentru UIF și FIF, am întocmit tabela B, în care sunt prezentate cu parametrii comparabili, o serie mare de tipuri. Este vorba de despre tranzistoare **pnp** cu germaniu și tranzistoare **pnp** și **nnp** cu siliciu. Performanțele sunt specificate pentru frecvența maximă și condițiile optime de utilizare.

Dintre tranzistoarele FIF și UIF străine (din aparatura japoneză TV) pot fi enumerate următoarele:

Înlocuibile prin AF 106:

2 SA 54, 2 SA 239, 2 SA 240
2 SA 242, 2 SA 243, 2 SA 246
2 SA 242, 2 SA 243, 2 SA 246
2 SA 247, 2 SA 260, 2 SA 261
2 SA 262, 2 SA 263, 2 SA 264,
2 SA 265, 2 SA 292, 2 SA 293
2 SA 294, 2 SA 343, 2 SA 344
2 SA 345, 2 SA 346, 2 SA 347
2 SA 348, 2 SA 362, 2 SA 377
2 SA 378, 2 SA 401, 2 SA 403
2 SA 434, 2 SA 438, 2 SA 463
2 SA 476, 2 SA 506, 2 SA 507
2 SA 508, 2 SA 525.

Înlocuibile prin AF 139

2 SA 161, 2 SA 162, 2 SA 163
2 SA 164, 2 SA 165, 2 SA 166
2 SA 229, 2 SA 230, 2 SA 238
2 SA 244, 2 SA 245, 2 SA 253
2 SA 288, 2 SA 289, 2 SA 290
2 SA 308, 2 SA 309, 2 SA 310
2 SA 419, 2 SA 165, 2 SA 166
2 SA 422, 2 SA 165, 2 SA 166
2 SA 432, 2 SA 165, 2 SA 166
2 SA 454, 2 SA 165, 2 SA 166

E. TRANZISTOARE Si de PUTERE pentru AUDIOFRECVENȚĂ și BALEIAJ

Într-un buletin tehnic anterior s-a prezentat tehnologia tranzistoarelor de putere cu siliciu. Cele patru familii tehnologice de tranzistoare – fiecare cu avantajele și dezavantajele sale – precum și cele mai reprezentative tipuri sunt date în acest capitol.

1. TRANZISTOARE SIMPLU DIFUZATE (HOMETAXIALE).

Caracteristicile principale ale acestor tranzistoare:

$U_{CE0} = 40 \text{ V} \dots 70 \text{ V}$ (foarte rar $100 \text{ V} \div 150 \text{ V}$)

$I_C = 10 \text{ A} \dots 30 \text{ A}$ (uzual $10 \text{ A} \div 15 \text{ A}$)

$P_d = 75 \text{ W} \dots 150 \text{ W}$

$f_T = 0,8 \text{ MHz} \dots 1,5 \text{ MHz}$ (uzual 1 MHz)

Tranzistoarele simplu difuzate sunt toate de tip **nnp** și sunt caracterizate de o excepțională robustețe, atât sub aspectul puterii disipate cât mai ales ca rezistență la străpungere (second breakdown).

Principalele tipuri de largă circulație : BD 130; BD 141; BD 142; BDX 10, BDX 11, BDX 12, BDX 13, BDX 23, BDX 24, BDX 40, BDX 41, BDX 50, BDX 51, BDX 60, 2 N 3055 (BDX10); 2 N 3441; 2 N 3442; 2 N 3371; 2 N 3372; 2 N 4347; 2 N 4348; BDX70, BDX 71, BDX 72, BDX 73, BDX 74, BDX 75. În țara noastră, I.P.R.S. Băneasa fabrică tipul universal 2 N 3055 cu „derivatele” sale 2 N3055 U; 2 N 3055 M, BD 142 etc. realizate cu structuri în care baza este omogenă ca rezistivitate în direcția axială (emitor spre colector). Tranzistorul 2 N 3055 poate disipa o putere de 115 W în condiții de răcire ideală (cu radiator infinit, astfel ca temperatura capsulei să nu depășească 25°C). În condiții reale de răcire, cu un radiator nervurat

(extrus) având o rezistență termică de circa 2 °C/W, tranzistorul 2 N 3055 poate disipa o putere de circa 40 W; în această situație temperatura joncțiunii atinge 180 °C, limita superioară admisă.

În tabelul D se prezintă parametrii limită ale celor mai uzuale tranzistoare hometaxiale:

TABELUL D

Tranzistor	U_{CB0} [V]	U_{CE0} [V]	U_{CER} 100 Ω [V]	I_C [A]	I_{CM} [A]	I_B [A]	β	P_{d0} [W]	T_j [°C]	$R_{\theta jc}$ [°C/W]	f_T [MHz]
2N3055	100	60	70	15	15	7	20 ÷ 70	117	200	1,5	1
2N3055U	100	80	90	15	15	7	30 ÷ 200	150	200	1,17	0,8
2N3055V	80	60	70	15	20	7	20 ÷ 150	150	200	1,17	0,8
2N3055M	120	90	100	8	10	5	20 ÷ 50	117	200	1,5	1,5
BD142	50	45	50	15	20	7	20 ÷ 120	117	200	1,5	1,3
BD141	140	120	130	8	13	5	20 ÷ 70	117	200	1,5	1
2N3442	160	140	150	10	15	7	20 ÷ 200	117	200	1,5	0,8
2N4347	140	120	130	5	10	3	20 ÷ 70	100	200	1,75	1,2
2N3772?	100	60	70	20	30	5	20 ÷ 200	150	200	1,17	1
2N3771	50	40	45	30	30	7	20 ÷ 200	150	200	1,17	0,8
2N3772	160	140	150	15	30	10	20 ÷ 50	150	200	1,17	0,7
2N4348	140	120	130	10	30	5	15 ÷ 60	120	200	1,17	0,8

2. TRANZISTOARE cu BAZĂ EPITAXIALĂ (EPIBAZĂ).

Caracteristicile principale ale acestor tranzistoare de tip *nnp* și *pnp*:

$$\begin{aligned}
 U_{CE0} &= 20 \text{ V} \dots 100 \text{ V} \\
 I_C &= 4 \text{ A} \dots 16 \text{ A} \\
 P_d &= 30 \text{ W} \dots 150 \text{ W} \\
 f_T &= 3 \text{ MHz} \dots 10 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

Tranzistoarele epibază îmbină calitățile tranzistoarelor simplu difuzate (robustețe) și cele ale tranzistoarelor tripludifuzate (frecvențe mai mari de lucru), utilizate foarte bine în amplificatoare Hi – Fi de AF, comutație de putere, stabilizatoare de tensiune, baleiaj orizontal (ca tranzistor de atac) și baleiaj vertical (finale în TV alb și negru și TV color). Tipurile reprezentative de tranzistoare epibază sunt:

nnp : BD 433; BD 435; BD 437; BD 439; BD 441; (vezi pag.101)

pnp : BD 434; BD 436; BD 438; BD 440; BD 442;

Seria : BD 533; BD 535; BD 537 (*nnp*); BD 534; BD 536; BD 538 (PNP) are: $U_{CE0} = 45 \text{ V} \dots 60 \text{ V} \dots 80 \text{ V}$;

$I_C = 4 \text{ A}$; $I_{CM} = 7 \text{ A}$ și $P_d = 50 \text{ W}$, capsulă TO-220 AB.

Cu tehnologia epibază se fabrică și tranzistoare integrate de tip Darlington, de tip *nnp*, de tip *pnp* precum și complementare *pnp* și *nnp*.

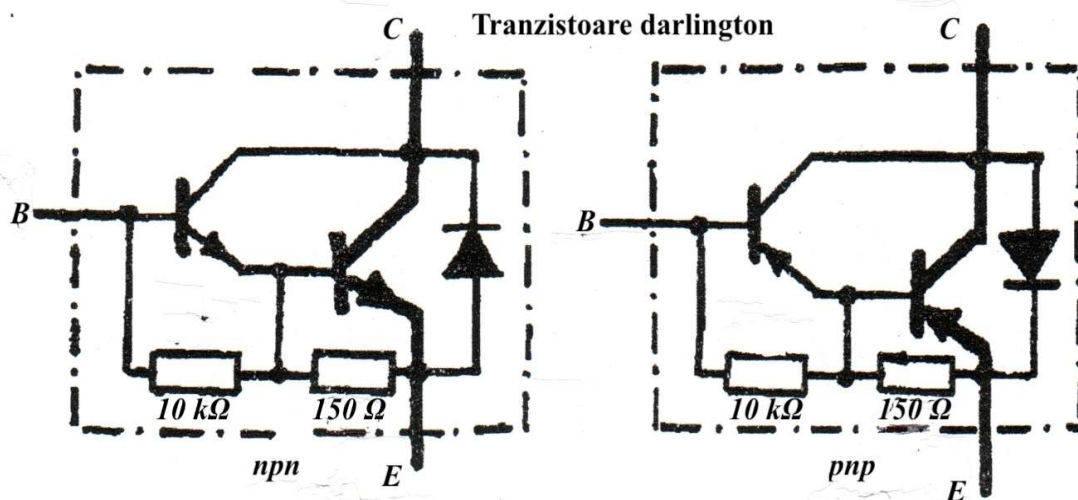


Fig. 28.

Tranzistoarele Darlington cuprind în capsulă două tranzistoare, două rezistențe și o diodă antiparalelă de protecție, așa cum se arată în figura 28.

Amplificarea de curent continuu β este de ordinul a $1.000 \div 5.000$, fiind aproape egală cu produsul amplificărilor de curent continuu ale celor două tranzistoare componente:

$$\beta = \beta_1 \times \beta_2$$

Astfel dacă $\beta_1 = 100 \dots 200$ (T1 fiind un tranzistor mic asemănător unui BC 107), iar $\beta_2 = 20 \dots 50$ (T2 este un tranzistor de putere), amplificarea grupului Darlington rezultă:

$$\beta = (100 \dots 200) \times (20 \dots 50) = 2.000 \dots 10.000$$

Ca urmare la un curent de bază $I_B = 3 \text{ mA}$, la un tranzistor cu $\beta = 3.000$, se obține un curent de colector $I_C = 9 \text{ A}$. Tipuri uzuale de tranzistoare Darlington:

nnp: BD263; BD 267; BD 645; BD 647; BD 649; BD 675; BD 677; BD 679; BD 681; BDX63; BDX65; BDX67;

pnp: BD 262; BD 266; BD 646; BD 648; BD 650; BD 678; BD 680; BD 682; BDX62; BDX64; BDX66;

Tranzistoarele Darlington de putere se folosesc preponderent în amplificatoare Hi – Fi de AF, dar și în stabilizatoare de tensiune. Se dau mai jos în tabelul E parametrii unor tranzistoare epibază.

TABELUL E.

Tranzistor	U_{CB0} [V]	U_{CE0} [V]	I_C [A]	P_{d0} [W]	β la	min I_C [A]	U_{CEsat} la [V]	I_C (A)	f_T [MHz]	capsulă
BD262- BD263*	60	60	4	36	750	1,5	2,5	1,5	7	SOT32 TO126
BD266- BD267*	60	60	8	60	750	3	2	3	10	TO220
BD645- BD646	80	60	8	60	750	3	2	3	10	TO220
BD647- BD648	100	80	8	60	750	3	2	3	10	TO220

BD649- BD650	120	100	8	60	750	3	2	3	10	TO220
BD675- BD676	45	45	4	40	750	1,5	2,5	1,5	7	TO126
BD677- BD678	60	60	4	40	750	1,5	2,5	1,5	7	TO126
BD679- BD680	80	80	4	40	750	1,5	2,5	1,5	7	TO126
BD681- BD682	100	100	4	40	750	1,5	2,5	1,5	7	TO126
BDX62- BDX63*	60	60	8	90	1 000	3	2	3	12	TO3
BDX64- BDX65*	80	60	16	150	1 000	10	2	5	10	TO3
BDX66- BDX67*	60	60	16	150	1 000	10	2	10	8	TO3

*NOTĂ: Tranzistoarele BD 262, BD 263, 2BD 66, 2BD 67, BDX 62, BDX 63, BDX 64, BDX 65, BDX 66 și BDX 67 au 3 clase de tensiune. În tabelul E s-au trecut tranzistoarele cu tensiunea cea mai mică. Celelalte clase de tensiuni sunt evidențiate cu literele A și B, astfel:

BD 262 – BD263 $U_{CE0} = 60 \text{ V}$
BD 262 A – BD 263 A $U_{CE0} = 80 \text{ V}$
BD 262 B – BD 263 B $U_{CE0} = 100 \text{ V}$

BDX62 – BDX63 $U_{CE0} = 60 \text{ V}$
BDX62 A – BDX 63 A $U_{CE0} = 80 \text{ V}$
BDX B – BDX 63 B $U_{CE0} = 100 \text{ V}$

BD 266 – BD 267 – 60 V BDX64 – BDX65 – 60 V
BD 266 A – BD 267 A – 80 V BDX64 A – BDX65 A – 80 V
BD 266 B – BD 267 B – 100 V BDX64 B – BDX65 B – 100 V

BDX66 – BDX67 $U_{CE0} = 60 \text{ V}$
BDX66 A – BDX 67 A $U_{CE0} = 80 \text{ V}$
BDX66 B – BDX 67 B $U_{CE0} = 100 \text{ V}$

3. TRANZISTOARE TRIPLU DIFUZATE (pentru BALEIAJ ORIZONTAL).

Caracteristicile esențiale ale acestei familii de tranzistoare sunt tensiunea mare de lucru, frecvența ridicată și viteza mare de comutație. Aceste tranzistoare sunt destinate în special etajelor finale de baleiaj orizontal ale televizoarelor portabile, staționare și color:

$$U_{CE0} = 200 \text{ V} \dots 2.000 \text{ V}$$

$$I_C = 3 \text{ A} \dots 10 \text{ A}$$

$$P_d = 5 \text{ W} \dots 15 \text{ W}$$

$$f_T = 5 \text{ MHz} \dots 30 \text{ MHz}$$

Dintr-un număr enorm de tranzistoare triplu difuzate, interesează tipurile mai uzuale, utilizate în televizoarele moderne (toate **nnp**):

1. BU 406; BU 407; BU 408; BU 104; BU 109, BU 312; 2 SC 558; 2 SC 1617;
2. BU 204; BU 205; BU 206; BU 207; BU 208; BU 209; BUY 71; 2 SD 200;

Grupa 1, cuprinde tranzistoarele cu tensiune maximă de ordinul a $250\text{ V} \div 350\text{ V}$, care se folosesc în etajele finale de baleiaj orizontal alimentate la tensiunea de $25\text{ V} \div 30\text{ V}$, în televizoarele portabile, transportabile și staționare. Cum tensiunea maximă din timpul întoarcerii este de circa 8 ori mai mare, decât tensiunea de alimentare (accidental chiar de 10 ori), înseamnă că tranzistoarele din grupa 1 trebuie să suporte în condiții de U_{CEV}^* , tensiuni de $250\text{ V} \div 320\text{ V}$.

Grupa 2, cuprinde tranzistoare pentru baleiajul orizontal alimentat la $120\text{ V} \div 150\text{ V}$ și chiar 200 V , în televizoarele alb – negru sau color. Luând în considerare și aici raportul 10 între tensiunea maximă de impuls în timpul întoarcerii, tensiunea U_{CE} necesară este de $1.200\text{ V} \div 2.000\text{ V}$.

Puterea disipată a acestor tranzistoare este relativ mică, mai ales la tranzistoarele din grupa de înaltă tensiune. Este de altfel de importanță excepțională, o bună răcire a tranzistoarelor de baleiaj, deoarece temperatura joncțiunii nu trebuie să depășească niciodată $80\text{ }^{\circ}\text{C} \div 85\text{ }^{\circ}\text{C}$, aceasta pentru a se asigura fiabilitatea.

Parametrii tranzistoarelor triplu difuzate pentru baleiaj sunt dați în tabelul F.

• Unele din tranzistoarele moderne de B.O. (*Baleiaj Orizontal*) conțin în capsulă și o diodă antiparalelă care joacă rolul diodei paralele de recuperare. Tranzistoarele BU 406 D și BU 407 D, conțin deci și dioda de recuperare evidențiată prin litera D. Dioda este dimensionată pentru $V_R = 350\text{ V}$ și $I_D = 5\text{ A}$ la $V_F = 1\text{ V}$. În figura 29a se arată schema electrică a tranzistoarelor BU 406 D și BU 407 D.

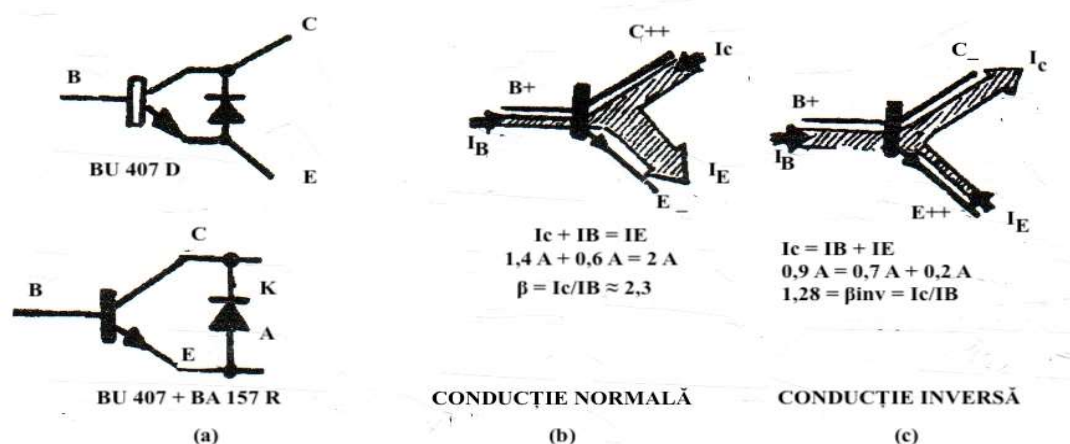


Fig. 29

• Familia de tranzistoare BU 204 . . . BU 209 precum și tranzistorul BUY 71 sunt de o „construcție” cu totul specială, care asigură și conducția inversă a curentului de colector. În figura 29b se evidențiază conducția normală ca la orice tranzistor *npn* când curentul de emitor este cel mai mare dintre cei trei curenți și iese din tranzistor. În situația de conducție inversă, tranzistorul BU 205 joacă rolul diodei paralele de recuperare; curentul principal străbate tranzistorul prin joncțiunea bază-colector în sens invers celui normal în timp ce și joncțiunea EB conduce invers un curent ceva mai mic. Pentru a conduce invers, trebuie ca emitorul să fie puternic pozitiv față de colector. Se poate spune despre BU 205 că este un tranzistor „simetric” care conduce în ambele sensuri, făcând să nu mai fie necesară dioda de recuperare conectată

* Intrarea tranzistorului este blocată; în cazul tranzistoarelor *npn*, între E și B se aplică o tensiune de polarizare inversă de circa 2 V cu plus pe E și minus pe B.

antiparalel. Trebuie menționat că tranzistoarele de înaltă tensiune de felul lui BU 205 sunt extrem de pretențioase în ceea ce privește comanda bazei, atât ca amplitudine cât și ca fază, aceasta în scopul de a asigura golirea deplină de curent a tranzistorului pentru perioada de 12 μ s când are loc întoarcerea, timp în care tranzistorul este supus la o tensiune de $1.000 \text{ V} \div 1.200 \text{ V}$.

Prin tehnologia triplu difuzată se obțin și tranzistoare rapide de puteri și tensiuni foarte mari, adică 300 V la 400 V, 20 la 40 A, 150 W la 250 W și totuși t_f (timpi de cădere) de $0,5 \mu\text{s} \div 1 \mu\text{s}$. Se prezintă mai jos unele serii de tranzistoare triplu difuzate (TD) deosebite.

MESATD	BUX30	BUX40	BUX41	BUX42	BUX43	BUX44	UM
U_{CE0}	90	125	200	250	325	400	[V]
I_C	30	20	15	12	10	8	[A]
P_d	120	120	120	120	120	120	[W]
t_f	0,3	0,4	0,8	0,8	1	1,2	[μ s]

TD	BUX20	BUX21	BUX22	BUX23	BUX24	UM
U_{CE0}	125	200	250	325	400	[V]
I_C	50	40	33	25	20	[A]
P_d	150	250	250	250	250	[W]
t_f	0,3	0,4	0,6	1,1	1,4	[μ s]

TABELUL F

Tranzistor	U_{CE0} [V]	U_{CEV} U_{CEX} [V]	U_{CE0} [V]	I_C [A]	I_B [A]	U_{CEsat} V $I_a I_c$ (A)	β $I_a I_c$ (A)	T_j [°C]	R_{thjc} [°C/W]	P_d [W]	f_T [MHz]
BU 406	400	375	200	7	4	1 / 5	5-15 / 5	150	2,1	60	10
BU 407	330	300	150	7	4	1 / 5	5-15 / 5	150	2,1	60	10
BU 104	400	350	250	7	3	1,75 / 5	10-50 / 5	175	2	85	10
BU 109	330	300	200	7	3	1,5 / 5	15-40 / 5	175	2	85	10
BU 312	280	280	150	6	2	1,5 / 5	10-20 / 5	175	3	25	25
BU 204	1300	1300	600		2	5 / 2	2,5 / 2	115	2,5	10	8
BU 205	1500	1500	700	2,5	2	5 / 3	2,3 / 2	115	1,5	10	8
BU 206	1700	1700	800		2	5 / 2	2 / 2	115	2,5	10	8
BU 207	1300	1300	600	5	4	5 / 4,5	2,5 / 4,5	115	1,6	12,5	7
BU 208	1500	1500	700	5	4	5 / 4,5	2,3 / 4,5	115	1,6	12,5	7
BU 209	1700	1700	800	5	4	5 / 4,5	2 / 4,5	115	1,6	12,5	7
BUY71	2200	2200	1000	2	1,5	5 / 1,5	3 / 1,5	125	1,5	15	10

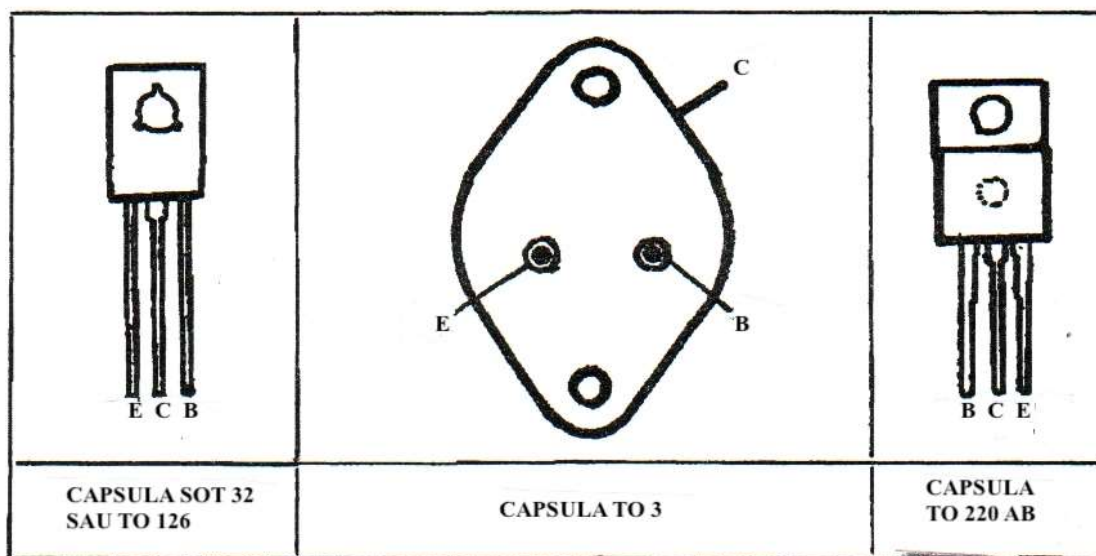


Fig. 30

În figura 30 se prezintă conexiunile terminale ale tranzistoarelor de putere enumerate în acest capitol.

BD135, 137, 139 BD136, 138, 140	2N3050, BD141, BD142, 2N3442, 2N4347, 2N4348, 2N3771, 2N 3722, 2N3773	BU406, BU407 BU407D
BD433, 435, 437 BD434, 436, 438 BD439, BD441 BD440, BD442	BD130, BU120, BU126, BU312	BD645, BD646 BD647, BD648 BD649, BD650
BD533, 535, 537 BD534, 536, 538	BDX10, 11, 12, 13, 23, 24, 25 BDX40, 41, 50, 51, 60, 61, 62 BDX63, 64, 65, 66, 67, 68, 69 BDX71, 72, 73, 74, 75, 76, 77	BD533, BD534 BD535, BD650 BD537, BD538
BD675, BD676 BD677, BD678 BD679, BD680 BD681, BD682	BUX10, 11, 12, 13, 14, 15, 16 BUX20, 21, 22, 23, 24, 25, 26 BUX39, 40, 41, 42, 43, 44, 45	
BD262, BD263 BD233, 235, 237 BD234, 236, 238	BUY12, BUY18, BUY47, 4, 57 BUY72, 73, 74, 76, 77, 78,	
	BU100, 102, 104, 105, 108, 109 BU204, 205, 206, 207, 208, 209	

4. TRANZISTOARE PLANAR EPITAXIALE de PUTERE.

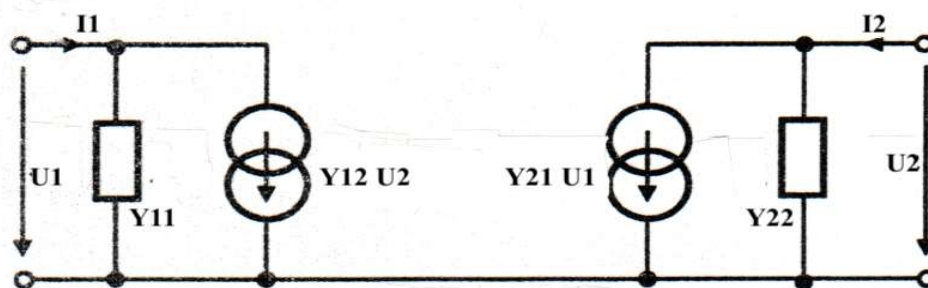
Cronologic, în tehnologia planară s-au realizat primele tranzistoare rapide de putere pentru baleiajul orizontal, tranzistoare cu tensiuni U_{CER} de ordinul a 200 V ÷ 300 V, cum au fost BUY 12, BU 100, BU 102 al căror mare dezavantaj era fragilitatea la tensiuni mari în sarcină. Ulterior s-au dezvoltat tranzistoarele mult mai robuste la străpungere BU 100 A, BU 125 S, BD 375, BD 377, BD 379, BUY 18 SD, BUY 47, BUY 48 etc.

Cum din tehnologie tranzistoarele PL-E (*PLanar Epitaxiale*) au baza foarte subțire, proprietățile de frecvență sunt superioare oricăror tranzistoare de putere, făcându-le apte pentru comutație rapidă, dar nu pentru baleiaj orizontal. De altfel frecvența de tăiere a tranzistoarelor PL-E de putere este cuprinsă între 50 MHz și 100 MHz (simultan cu 5 A ÷ 10 A și 200 V ÷ 300 V) iar timpii de comutație de 0,1 μs ÷ 0,3 μs.

Tranzistoarele de putere pentru etajele finale ale stațiilor mobile de radiocomunicații sunt toate de tip planar-epitaxial.

La acestea în scopul de a asigura frecvențe foarte mari de lucru baza are grosimi de ordinul a 1 μm ÷ 2 μm și ca urmare tensiunile de lucru sunt mici. O serie mare de tranzistoare pentru emițătoare cu SSB (*prescurtarea din limba engleză : Single Side Band, în traducere : bandă laterală unică*), FIF și UIF, au U_{CE0} de ordinul a 20 V ÷ 40 V, curenți maximi de 2 A ÷ 15 A și frecvențe limită de 150 MHz ÷ 900 MHz.

Am adăugat schema echivalentă al tranzistorului în montaj EC folosind parametrii Y:



Circuitul echivalent al tranzistorului folosind parametrii "Y".

Sistemul de ecuații pentru acest cuadripol :

$$I1 = Y11 U1 + Y12 U2$$

$$I2 = Y21 U1 + Y22 U2$$

Din acest sistem se deduc:

- admitanța de intrare cu ieșirea în scurtcircuit : $Y11$
- admitanța de de transfer de la ieșire la intrare cu intrarea în scurtcircuit : $Y12$
- admitanța de de transfer de la ieșire la intrare cu ieșirea în scurtcircuit : $Y21$
- admitanța de ieșire cu intrare în scurtcircuit : $Y22$

Detalii se găsesc în cartea CIRCUITE cu TRANZISTOARE coordonată de prof. dr.ing Tudor Tănăsescu , 1961, la pagina 72 și cartea PROCESE ELECTRONICE ÎN DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE CIRCUIT de Mihai Drăgănescu, 1962, în CAP. X, paragraful 10.15.

*

*

*

I. I. S. ELECTRONICA BUCUREȘTI
SERVICE

BULETIN TEHNIC Nr.7

SEMICONDUCTOARE MODERNE
COMPONENTE PASIVE R. C.
TIRISTOARE

PENTRU UZ INTERN

(1979)

Autor ing. EUGEN STATNIC

Tiparul executat la Tipografia Deva sub cd. 23065 – 1979

C U P R I N S

Prefață	147
CAP. 1. REZISTOARE	148
1.1. Rezistoare cu peliculă de carbon RCG	148
Utilizarea rezistențelor cu carbon	149
Inductanța și impedanța rezistoarelor	153
1.2. Rezistoare cu film metalic RMG și RPM	153
Solicitarea la impulsuri a rezistoarelor	155
Rezistoare profesionale cu film metalic (RMP)	157
1.3. Rezistoare bobinate R.B.C. și R.B.T.	158
1.4. Termistoare	161
Termistoare cilindrice pentru filamente	164
Termistoare de uz general	165
1.5. Varistoare	165
Varistoare utilizate la TV cu tuburi	168
 CAP. 2. CONDENSATOARE	 169
2.1. Condensatoare electrolitice	170
Comportarea elco polarizat în c.c. și c.a.	172
Condensatoare electrolitice nepolarizate	174
Parametrii principali ai condensatorului electrolitic (elco)	175
Impedanța condensatoarelor electrolitice	180
Fiabilitatea reală și criteriile de cădere a electroliticilor	181
2.2. Utilizarea condensatoarelor electrolitice în AF	183
Curentul alternativ (ripple) admisibil	184
2.3. Condensatoare fixe cu folii	185
Condensatoare cu hârtie metalizată	186
Condensatoare cu hârtie cu folii metalice	187
Condensatoare cu polistiren (stiroflex)	188
Condensatoare cu poliester metalizat (mylar)	191
Autogenerarea la străpungere	191
Condensatoare cu polipropilenă și dual	196
Comportarea la impulsuri a condensatoarelor	197 ÷ 198
2.4. Condensatoare fixe ceramice	199
Tipuri de ceramică	199
Coeficientul de temperatură	200
Condensatoare ceramice disc	203
Condensatoare ceramice plachetă	203
Condensatoare ceramice de protecție VDE 0560	204
2.5. Circuitul oscilant și condensatorul de acord	205
 CAP.3. SEMICONDUCTOARE MODERNE	 209

3.1. Proprietățile fizice și electrice ale semiconductoarelor	210
Doparea și procedee de dopare	211
Joncțiunea pn și efectul de barieră	213
3.2. Dioda redresoare	214
Diode pentru tensiuni foarte mari	216
Dioda zener	216
Dioda varicap	218
Dioda Schottky	218
Dioda tunel (ESAKI)	219
Dioda IMPATT	221
Elementul GUNN	222
Dioda pin	223
Fotodiode	225
Fotoelemente (celule solare)	226
Fototranzistorul	226
Diode LED (luminiscente)	227
3.3. Tranzistorul bipolar	229
Tehnologia planară epitaxială	230
Tranzistoare epibază	232
Tranzistoare simplu difuzate	232
Tranzistoare triplu difuzate	233
Tranzistoare noi	234
Tranzistorul cu efect de câmp (FET)	235
Tetroda MOS – FET	236
3.4. Circuite peliculare	238
Circuite hibride	239
3.5. Circuite integrate monolitice	240
Integrarea la scară mare (LSI)	242
Familia de C.I. MOS	243
CAP. 4. TIRISTOARE	245
4.1. Structura tiristorului	245
4.2. Starea de blocare în invers și în direct	245
4.3. Amorsări anormale ale tiristorului	248
4.4. Amorsarea normală (pe poartă)	248
4.5. Parametrii tiristorului	249
4.6. Precauții la circuitele cu tiristoare	251
4.7. Utilizarea tiristoarelor	251
Tiristoare românești	253
4.8. Alte dispozitive înrudite cu tiristorul	255
Dioda DIAC; dioda trigger; TRIAC, tiristor tetrodă	255 la 258

P R E F A Ț Ă

În buletinele nr. 4, nr.5 și nr.6 am epuizat tratarea noilor televizoare cu circuite integrate (C.I.) care se fabrică în serie mare din iulie 1977 : TV cu 5 și 6 C.I., TV cu 2 C.I. și TV SPORT cu C.I. lansat pe piață în septembrie 1978. Aceste televizoare fabricate acum, vor fi fabricate în cursul anului 1980 și în cursul anilor următori. Necesitățile economice și cerințele de diversificare vor impune desigur și alte variante tipodimensionale, cum ar fi:

- un televizor portabil (eminamente portabil) cu ecran de 23 cm,
- o serie de anexe pentru jocuri electronice asociate cu televizorul (ping – pong, hochei, ș.a.m.d.)
- televizoare cu senzori pentru comutarea programului.

Problemele legate de aceste noutăți vor face obiectul Buletinului tehnic nr. 9, programat pentru primăvara anului 1980.

Buletinul tehnic nr. 8 va conține un curs privind bazele televiziunii în culori (va apare la sfârșitul anului 1979 – începutul anului 1980) scris anume pentru tehnicienii din rețeaua de service. Întrevedem de pe acum că Buletinul tehnic nr.10 va cuprinde o serie de circuite electronice de putere ale televizorului color care va fi fabricat în țara noastră: alimentarea circuitelor, baleiajul orizontal, baleiajul vertical și partea de FIT. Un buletin tehnic următor va trata etajele și circuitele specifice pentru culoare și va apare în preajma lansării pe piață a aparatelor.

Buletinul nr.7 are ca scop familiarizarea depanatorilor cu toate cunoștințele necesare despre componentele pasive principale precum și cu semiconductoarele moderne care treptat pătrund în radioelectronica de larg consum. Cuprinsul buletinului de față este un „intermezzo” în procesul de perfecționare profesională a tehnicienilor de service, nefiind legat direct de unul sau altul dintre tipurile de televizoare. Informația cuprinsă are un caracter mai general și are ca scop înțelegerea profundă a componentelor pasive, cu limitele de solicitare ale acestora. Tehnologia componentelor este descrisă pentru ca tehnicianul știind cum se fabrică piesele să înțeleagă că producătorul face eforturi extreme pentru a găsi un compromis optim între cerințele de calitate și prețul realizării acesteia, în condiții cât mai bune de fiabilitate. Cunoscând tehnologia și structura internă a componentelor, finețea și precizia unor procedee de fabricație, tehnicianul de service va înțelege că o piesă radio nu este un dispozitiv ideal că are o durată de viață determinată și că procesul de îmbătrânire o va scoate într-o bună zi din uz.

De asemenea este necesar să se înțeleagă că la un televizor care sub aspectul fiabilității se prezintă ca un sistem serie ce cuprinde $1.400 \div 1.500$ elemente, este suficient să cedeze o singură piesă, o lipitură sau să apară un contact imperfect pentru ca sistemul serie, deci televizorul, să se defecteze.

De aici trei învățăminte:

- 1) orice piesă radio activă sau pasivă se poate defecta chiar dacă $\lambda = 1 \times 10^{-8}$;
- 2) să tratăm cu egală importanță toate componentele unui aparat pentru că decalibrarea unei singure valori (rezistență, capacitate, contact, rezistență de izolație-curent de fugă sau curent rezidual I_{CBO} la un singur tranzistor) deranjează funcționarea ansamblului,
- 3) cu cât aparatul este mai modern (TV cu C.I. color) cu atât este necesară o grijă mai mare pentru precizia reglajelor scopul principal fiind conservarea valorilor și parametrilor tuturor componentelor aparatului.

Iunie, 1979

AUTORUL

CAP. 1. REZISTOARE

Acest capitol are ca obiect rezistoare fixe folosite în electronică:

- rezistoare cu peliculă metalică (RMG) – de uz general
- rezistoare cu peliculă de carbon (RCG) – de uz general
- rezistoare de putere, bobinate (RBC, RBT)
- varistoare (rezistențe dependente de tensiune)
- termistoare (rezistențe dependente de temperatură).

Aceste componente pasive ocupă un loc important în aparatura radioelectronică de larg consum. Numărul lor este de $100 \div 200$ bucăți în fiecare televizor alb – negru și $200 \div 250$ bucăți într-un TV color. Fiabilitatea rezistoarelor și stabilitatea valorii acestora hotărăsc în mare măsură conservarea parametrilor și duranța televizoarelor.

1.1. REZISTOARE PELICULARE CU CARBON RCG (Rezistențe cu Carbon de uz GENERAL).

Rezistențele peliculare fabricate la I.C.E.P.* sunt realizate pe un suport ceramic cilindric (tronson), acoperit cu o peliculă rezistivă de carbon de mare duritate cu grosimea de microni sau fracțiuni de microni, depusă pirolitic la temperatură mare. (*Cred că prescurtarea I.C.E.P. este greșită. Rezistențele RCG au fost fabricate de I.P.R.S. și apoi s-au mutat, în 1973, la I.P.E.E. Curtea de Argeș*). Valoarea de bază a rezistenței se obține în funcție de grosimea și compoziția peliculei, iar ordinul de mărime și valorile ohmice dorite se realizează prin spiralizarea mecanică a peliculei (filetare cu disc). Pe capetele îngropate (adâncite) ale tronsonului se aplică conuri de nichel-carbonil metalic. Conexiunile din sârmă de cupru cositorită sunt sudate la temperatură înaltă pe capetele metalizate ale tronsonului ceramic. Poziționarea corectă a terminalelor se asigură prin pătrunderea conductorului de cupru în cavitățile practicate în acest scop la capetele tronsonului ceramic. În felul acesta se realizează o legătură electrică și mecanică a conexiunilor la pelicula de carbon.

Puterea disipată (P_n) a rezistoarelor cu carbon este puterea maximă pe care rezistorul o poate ceda mediului ambiant fără a se afecta sau modifica esențial valoarea. P_n se definește la temperatura ambiantă de 70°C , în funcționare continuă, când tensiunea nominală limită nu este depășită.

Temperatura ambiantă (T_n sau T_{amb}) este temperatura aerului din imediata vecinătate a rezistorului, când acesta nu disipă putere.

Rezistența nominală (R_n) este valoarea marcată pe corpul rezistorului. Toleranța definește dispersia valorii rezistorului, valoare ce se poate abate de la R_n .

Rezistența critică (R_c) este valoarea maximă a rezistenței căreia i se poate aplica tensiunea nominală.

Domeniul de temperaturi definește temperatura ambiantă pentru care rezistorul este proiectat să lucreze în funcționare continuă.

Tensiunea nominală limită (U_L) este tensiunea maximă continuă sau valoarea eficace maximă a tensiunii alternative care poate fi aplicată la bornele unui rezistor.

* *Electroargeș S.A. a fost înființată în 1973 sub titulatura : Întreprinderea de Componente Electronice Pasive (I.C.E.P.) apoi și-a schimbat numele, noua unitate este redenumită Întreprinderea de Produse Electronice și Electrotehnice (I.P.E.E. Electroargeș), nume sub care a fost cunoscută până în anul 1990. În anul 1973 I.P.R.S. transferă I.P.E.E. rezistențele cu peliculă de carbon, condensatoarele ceramice și termistoarele, apoi în anul 1974 se transferă la I.P.E.E. rezistențele bobinate. Prescurtarea I.C.E.P. era folosită și de Institutul de Cercetări și Proiectări Electronice Electrotehnice. De reținut: B.T. nr. 7 a apărut în anul 1979; (vezi pozele de la sfârșitul acestui capitol, se vede clar marcajul : IPEE).*

Coeficientul de temperatură (α_R) reprezintă variația relativă a rezistenței corespunzătoare variației de temperatură cu 1 °C.

Factorul de zgomot (F) este raportul măsurat între tensiunea proprie de zgomot în sarcină a rezistorului și tensiunea continuă aplicată. Zgomotul în sarcină se datorează conducției electrice în peliculă; are un caracter aleatoriu și se suprapune peste zgomotul termic. Zgomotul propriu reflectă calitatea rezistorului, omogenitatea stratului și într-o oarecare măsură fiabilitatea.

● **Șirul de valori al puterilor disipate uzuale pentru rezistoarele cu peliculă de carbon :**

0,05 W ; 0,125 W ; 0,25 W ; 0,5 W ; 1 W ; 2 W.

La I.C.E.P. Curtea de Argeș se fabrică ultimele mărimi: 0,25; 0,5; 1 și 2 W.

● Toleranțele uzuale la rezistoarelor cu peliculă de carbon sunt: ± 20 ; ± 10 ; ± 5 %. În tabelul 1 se prezintă sinoptic principalele date tehnice pentru rezistoarele românești cu peliculă de carbon:

TABELUL

Tipul rezistorului	RCG 2025	RCG 1050	RCG 1100	RCG 1200	Observații
Puterea disipată (Pn)	0,25 W	0,5 W	1 W	2 W	la $T_{amb}=70$ °C
Dimensiunile rezistorului	$\varnothing 2,5 \times 7$	$\varnothing 4 \times 12,5$	$\varnothing 6 \times 22$	$\varnothing 2,5 \times 33$	[mm]
Gama de valori (Rn)	22 Ω ... 1 M Ω	10 Ω ... 10 M Ω	10 Ω ... 4,7 M Ω	10 Ω ... 10 M Ω	–
Tensiunea nominală (U _L)	250 V	350 V	500 V	500 V	–
Rezistența critică (R _C)	240	240	240	120	[k Ω]
Toleranța	± 5	± 10	± 20		%
Șirul de valori *	E24	E12	E6		–
Coeficientul de temperatură (α_R)	– (200...400) $\times 10^{-6}$ /°C la Rn = 10 Ω ... 100 k Ω – (300...800) $\times 10^{-6}$ /°C la Rn = 100 k Ω ... 1 M Ω – (700...1200) $\times 10^{-6}$ /°C la Rn = 1 M Ω ... 10 M Ω				
Factorul de zgomot	Funcție de valoarea rezistorului de la 0,1 μV / V la 2 μV / V				
Fiabilitate	$\lambda < 2 \times 10^{-6}$ / h la Rn < 1 M Ω				

● **UTILIZAREA REZISTOARELOR CU CARBON.**

Rezistoarele peliculare cu carbon se folosesc acolo unde cerințele privind toleranța, stabilitatea și coeficientul de temperatură sunt moderate. Circuitele în care pretențiile privind toleranța și stabilitatea cu temperatura sunt mari, folosesc rezistoare cu film metalic de tip RMG.

* *Seria E este o serie de numere preferate (numite și valori preferate) derivate din practica folosirii componentelor electronice. Aceasta serie conține:*

E3, E6, E12, E24, E48, E96 și E192 unde numărul după „E” indică valoarea „pasului” în fiecare serie. Seria „E” se aplică pentru rezistențe, capacități, inductori și diode zener.

E3 50 % toleranță (nu se mai folosește)

E48 2% toleranță

E6 20 % toleranță (se folosește mai puțin)

E96 1% toleranță

E12 10 % toleranță

E192 0,5, 0,25, 0,1% sau

E24 5% toleranță

toleranță mai strânsă

Într-o rezistență la bornele căreia se aplică o tensiune curge un curent și ca urmare se dezvoltă puterea:

$$P_d = U \times I = U^2 / R = I^2 \times R$$

Puterea dezvoltată în R încălzește corpul rezistenței, iar căldura este disipată (cedată) spre exterior prin convecție, conducție și foarte puțin prin radiație. Disiparea căldurii depinde în principal de suprafața exterioară, de temperatura suprafeței rezistorului, de temperatura ambiantă, T_{amb} , (din vecinătatea rezistorului) dar și de alți factori cum sunt circulația aerului, culoarea rezistorului, etc.

O parte importantă din căldura dezvoltată în R este cedată mai ales la rezistențele de 0,25 W prin terminale astfel că la capete rezistorul este mai bine răcit. Față de mediul ambiant, rezistorul se încălzește cu o diferență de temperatură Δt proporțională cu puterea disipată, iar temperatura corpului mai ales a suprafeței exterioare crește. Cam la mijlocul corpului temperatura este maximă (*nota bene: de obicei se „arde” spira de carbon din mijloc*); este punctul cel mai fierbinte (hot spot) cu temperatura T_M :

$$T_M = T_{amb} + \Delta t \quad \text{unde} \quad \Delta t = A \times P_d$$

Factorul A este defapt rezistența termică a rezistorului, se măsoară în $^{\circ}\text{C} / \text{W}$ (grade Celsius pe Watt) și depinde esențial de mărimea suprafeței exterioare a rezistorului. Fiecare cm^2 de suprafață poate ceda cam 0,25 W fără ca rezistorul să se încălzească prea tare, adică fără a depăși limita de la care rezistorul poate suferi transformări ireversibile sau reducerea fiabilității.

Temperatura punctului fierbinte nu trebuie să depășească 115°C . . . 120°C la rezistoarele cu peliculă de carbon. În această problemă, grosimea peliculei de carbon este hotărâtoare: la rezistențe de valoare mică pelicula este groasă și poate „suporta” mai multă căldură. La R mai mari de 10 k Ω și mai ales la R cu valori spre 1 M Ω , pelicula fiind subțire, iar „filetul” cu pas mic, rezultă o pistă rezistivă îngustă și foarte subțire care se va încălzi mai tare. Ca urmare, rezistoarele de valoare mai mare nu pot fi încărcate la puterea nominală. În ultimul timp, producătorii indică puterea disipată la $T_{amb} = 70^{\circ}\text{C}$, în funcție de valoarea R, astfel încât valoarea rezistorului să nu varieze cu mai mult de 1,5 % (conform prescripției CEI – 115; (CEI este prescurtarea pentru : Commission Électrotechnique Internationale) după 1.000 ore de funcționare. Pentru rezistoarele cu carbon fabricate la I.C.E.P. , graficele puterii disipate maxime admise, ținând seama de variația $\Delta R / R \leq 1,5 \%$ sunt date în figura 1. (*curba RC1025 este pentru 0,25 W; R1050 este pentru 0,5 W; RGC 1100 este pentru 1 W și RGC 1200 este pentru 2 W*).

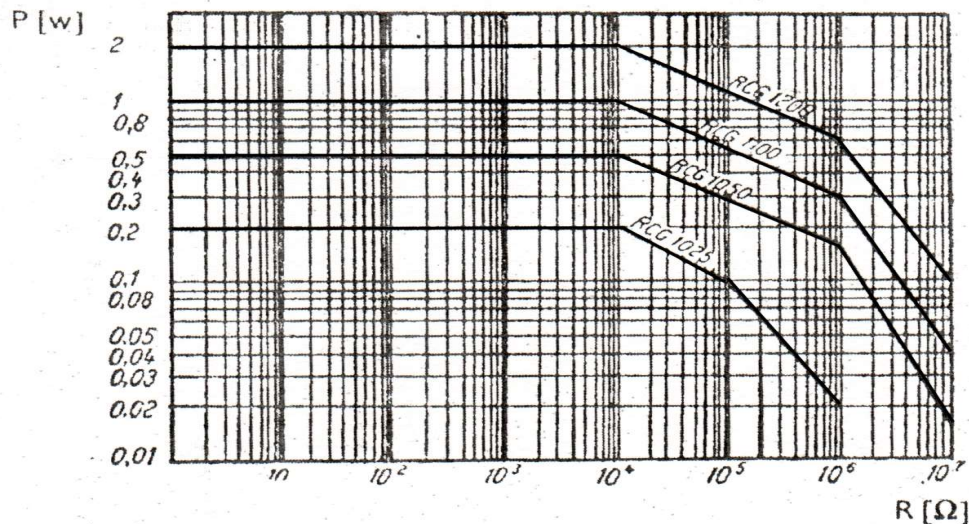


Fig. 1

Contradicția care se naște trebuie înțeleasă astfel : puterea disipată nominală : 0,25 W; 0,5 W; 1 W; sau 2 W este de fapt puterea nedistructivă cu care poate fi încărcată rezistența la temperatura ambiantă de + 70 °C fără ca T_M (punctul fierbinte) să depășească + 120 °C; în această situație variația $\Delta R / R$ poate atinge 10 % sau chiar 15 % la rezistoarele de valoare mare după câteva mii de ore de funcționare.

Practic, puterea disipată nominală prescrisă pentru rezistorul de 0,5 W de exemplu, este valabilă numai dacă rezistorul are o valoare maximă de $10^4 \Omega$. Dacă însă valoarea R este mai mare de $10^4 \Omega$ (10 k Ω), puterea disipată maximă admisă trebuie redusă conform graficului din figura 1, pentru a evita variația rezistenței peste 1,5 %.

Dacă în funcționarea circuitelor variația rezistenței este importantă, se va ține seama de figura 1 astfel de pildă, la un rezistor de 100 k Ω și 2 W (RCG 1200) se admite o putere disipată de cel mult 1,1 W; dacă R este de 2 W și este de 2,2 M Ω se admite $P_d \max = 0,33$ W !!! Această încărcare este admisă în regim de curent continuu curat, fără impulsuri. Dacă R lucrează în regim de impulsuri puterea disipată maximă admisă va fi și mai mică. Nerespectarea graficelor din figura 1 conduce la afectarea stabilității (modificarea ireversibilă a valorii rezistorului) fără însă a afecta sensibil fiabilitatea. Cele prezentate mai sus se pot rezuma în modul următor :

- dimensiunea determină rezistența termică a rezistorului,
- rezistența termică x puterea disipată = creșterea temperaturii cu Δt ,
- supraîncălzirea $\Delta t + T_{amb}$ (ambiantă) = T_M temperatura punctului fierbinte.

T_M și valoarea rezistenței hotărăsc stabilitatea și fiabilitatea.

● **Stabilitatea valorii R .** Valoarea inițială a rezistorului se modifică în mod inerent datorită coeficientului de temperatură α_R a compoziției peliculei. Din tabelul 1 se vede că variația valorii rezistenței este cu atât mai mare cu cât rezistivitatea peliculei de carbon este mai mare și are un caracter de scădere a rezistenței pe măsură ce temperatura stratului crește. Avem variații reversibile (rezistența revine la valoarea inițială când piesa se răcește) dar și variații ireversibile (valoarea rezistenței se modifică definitiv). Procentual, modificarea ireversibilă poate atinge după 1.000 ore de funcționare 1 % . . . 2 % sau chiar mai mult și depinde așa cum am arătat de încărcarea rezistenței și de condițiile climatice. Dacă în 1.000 ore rezistorul și-a modificat valoarea cu 1,5 % , este probabil ca după 25.000 ore de funcționare modificarea să crească proporțional cu rădăcina pătrată a raportului timpilor de funcționare, în acest caz cu $\sqrt{(25.000/1.000)} = 5$, adică până la 7,5 %. (*simbolul „ $\sqrt{}$ ” este pentru rădăcina pătrată*)

$$[\Delta R / R \text{ după } N \text{ ore}] = [\Delta R / R \text{ după } 1.000 \text{ ore}] \times \sqrt{N/1.000}$$

Modificările ireversibile se datoresc proceselor chimice și fizice care au loc în stratul rezistiv sub influența căldurii, a umidității și a oxigenului din aer. Are loc în timp oxidarea compoziției peliculei de carbon și mărirea valorii rezistenței. **Mărirea valorii rezistenței se datorește efectului oxidativ cu caracter electrolitic care subțiază treptat stratul.**

● **Neliniaritatea** rezistorului se apreciază prin comportarea neliniară, adică aceea comportare care se abate de la legea lui Ohm. Astfel la un R neliniar aplicând la borne o tensiune perfect sinusoidală se constată la bornele rezistenței curenți cu frecvență multiplă (armonici superioare). Se ține seama de armonica a 3-a, măsurându-se tensiunea cu frecvența 3f, determinându-se apoi coeficientul de neliniaritate cu formula :

$$A_3 = 20 \times \log \frac{E_3}{U_1} \quad [\text{dB}]$$

Se admite un nivel de cel mult – 85 dB, adică o tensiune de armonica a 3-a de 16.000 ori mai mică decât tensiunea sinusoidală aplicată. **Neliniaritatea este semnul unei anomalii în stratul rezistiv, ca de altfel și tensiunea de zgomet. La rezistențele cu neliniaritate pronunțată și zgomet mare probabilitatea defectării catastrofice (întreruperea rezistenței) sau a**

modificării ireversibile a valorii R este mare. Măsurarea neliniarității se face cu aparatură specială și servește pentru aprecierea calității mai ales la rezistoarele profesionale.

● **Dimensionarea rezistorului după criteriul punctului fierbinte.**

Cu cât temperatura T_M a punctului cel mai cald este mai mare, probabilitatea modificării valorii rezistorului și eventuala întrerupere a acestuia este mai mare. În figura 2 se prezintă nomograma care stabilește grafic relația între temperatura ambiantă la care este pus să funcționeze rezistorul, T_M și puterea disipată.

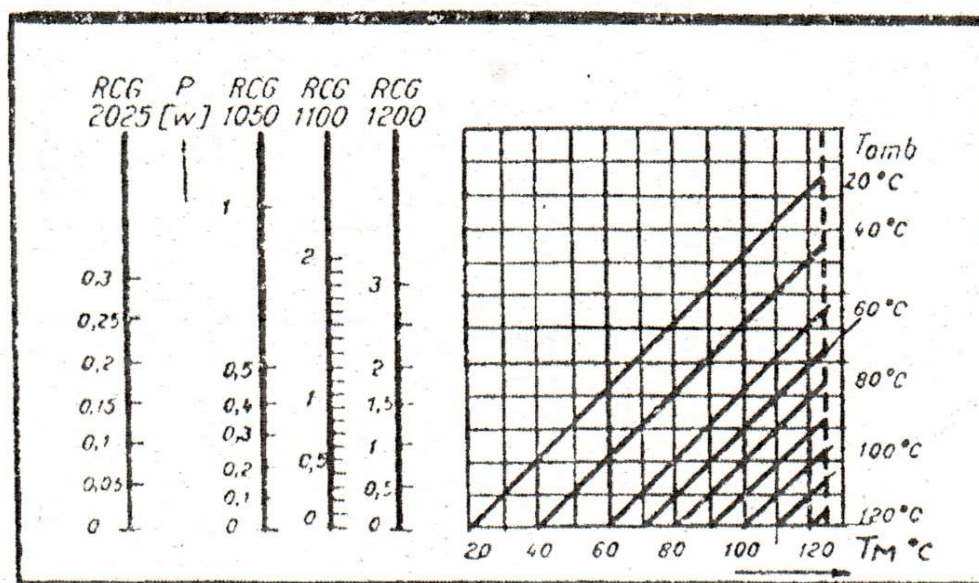


Fig. 2

Pe această nomogramă se poate citi puterea admisă P_d (W) pentru a nu depăși o anumită temperatură a punctului fierbinte (T_M), când se cunoaște temperatura ambiantă T_{amb} la care lucrează rezistorul. De exemplu : o rezistență de 2 W care lucrează la $T_{amb} = 60^\circ\text{C}$ și este încărcată cu 1,5 W va avea în punctul fierbinte $T_M = 98^\circ\text{C}$ sau invers, dacă se urmărește ca T_M să depășească 80°C , rezistorul fiind plasat la $T_{amb} = 60^\circ\text{C}$, puterea maximă cu care poate fi încărcat rezistorul este de 0,8 W.

● Privitor la condițiile climatice, trebuie spus că rezistoarele cu peliculă de carbon de tip RCG pot lucra la temperaturi ambiante cuprinse între -55°C și $+125^\circ\text{C}$, și umiditate cuprinsă între 0% și 95 %. Dar efectul temperaturii și a umidității în timp este diferit asupra stabilității și duratei de viață a rezistorului. La temperaturi de peste 95°C umezeala nu mai are efect pentru că intervine efectul de uscare naturală. Atacul umidității este puternic la temperaturi de $+50^\circ\text{C}$... $+80^\circ\text{C}$ când electroliza peliculei de carbon mai ales la rezistențele încărcate în curent continuu este pronunțată și provoacă subțierea stratului rezistiv, deci mărirea rezistenței și chiar întreruperea în locurile unde pista a avut un defect (îngustarea pistei cauzată la „filetare” sau un punct „activ” adică un punct impurificat (murdar) unde factori poluanți ca sărurile sau acizii vor ataca pelicula și o vor dizolva ajutați de căldură și umezeală. Neomogenitatea peliculei (grosimea variabilă a pistei) constituie un defect ascuns (care se poate depista prin analiza armonice a 3-a) și va provoca aproape sigur întreruperea dacă rezistența lucrează la T_{amb} moderată și umiditate ridicată.

• **Inductanța rezistoarelor** este mai mică decât s-ar părea la prima vedere și joacă un rol important **numai la rezistențele de valoare mică și doar la frecvențe de peste 100 MHz ... 200 MHz**. Inductanța rezistoarelor este mică deoarece numărul spirelor pistei rezistive este relativ mic. De pildă o rezistență de 2 W și valoare de 82 Ω , are 12 spire cu lățimea de circa 2,5 mm, în timp ce o rezistență de 2 W și 27 k Ω are cam 20 spire late de circa 3 mm. O rezistență de 10 Ω 0,5 W are practic 2 la 3 spire și cu toate că este de lungime mică, la frecvențe foarte mari inductanța „spiralei” nu poate fi neglijată, iar reactanța inductivă : $X = \omega L$ se adună la R.

• **Capacitatea** proprie a rezistorului nu trebuie luată în considerare deoarece stratul este atât de subțire încât capacitatea relativă dintre 2 spire alăturate este practic nulă. Intervine însă puternic efectul capacității rezistorului față de masă (față de placa de cablaj imprimat) sau față de alte componente precum și inductanța terminalelor care în cele mai multe cazuri este mai mare decât inductanța spiralei propriuzise.

• **Impedanța**. La frecvențe de peste 30 MHz, impedanța rezistorului poate avea un caracter inductiv sau capacitiv, fiind în valoare de modul mai mare sau mai mică decât rezistența nominală. Informativ, impedanța rezistoarelor RCG 2025 de 0,25 W și RCG 1200 de 2 W la frecvența de 250 MHz este dată în tabelul 2.

TABELUL 2

R nom [Ω]	20	22	56	100	220	560	1000	2200	5600
R 0,25 W Z [Ω]	30	36	61	102	217	540	920	1800	2300
R 2 W Z [Ω]	39	53	86	140	217	465	480	550	600

De aici se vede că la FIF, un rezistor de 10 Ω poate avea o impedanță de 30 Ω ÷ 40 Ω datorită inductanței care este importantă la rezistoarele de valoare mică (până la 100 Ω ÷ 200 Ω). La rezistoarele de valoare mai mare și mai ales la cele de gabarit mare (de putere mai mare de 1 W la 2 W) inductanța nu contează, dar capacitatea rezistorului față de masă intervine și are ca efect reducerea impedanței astfel că Z devine chiar de 5 ÷ 10 ori mai mică decât Rn. În domeniul frecvențelor normale (până la 5 MHz ÷ 10 MHz), diferența dintre Rn și |Z| este însă complet neimportantă.

1.2 REZISTOARE CU FILM METALIC RMG ȘI RPM.

A. Acolo unde toleranța cerută rezistorului este mică (0,25 % ... 5 %) și stabilitatea valorii în condiții de exploatare trebuie să fie mare, se folosesc rezistoare cu peliculă (film) metalic de tip RMP (tip 1 sau profesionale).

B. În aplicațiile obișnuite, adică acolo unde se folosesc de obicei rezistoare cu peliculă de carbon, se pot folosi și rezistoare cu peliculă metalică pe bază de oxizi metalici (de exemplu oxid de staniu : Sn O₂) de tip **RMG** (tip II, de uz general) identice ca gabarit, putere și toleranțe cu rezistoarele cu peliculă de carbon din seria **RCG** (de uz gneral). Deosebirea esențială între seria **RMG** și **RCG** este coeficientul de temperatură pozitiv la rezistoarele metalice și comportarea mai bună la temperaturi mai mari ca putere disipată.

I. Rezistoare cu film metalic RMG. Datele tehnice pentru rezistoarele cu film metalic de uz general, realizate pe tronsoane ceramice, cu peliculă spiralată, contact terminal cu nichel – carbonil și terminale axiale sudate, identice ca aspect cu rezistoarele cu peliculă de carbon, sunt arătate în tabelul 3.

TABELUL 3

Tipul rezistorului	RMG 2025	RMG 1060	RMG 1100	RMG 1200	Observații
Puterea disipată (Pn)	0,25 W	0,5 W	1 W	2 W	T _{amb} = 70 °C
Dimensiunile rezistorului	Ø 2,5 x 7	Ø 4 x 12,5	Ø 6 x 22	Ø 8,5 x 33	mm
Gama de valori (Rn)	4,7 Ω...1 MΩ	1 Ω...10 MΩ	1 Ω ...4,7 MΩ	4,7 Ω...10 MΩ	–
Tensiunea nominală (U _L)	250 V	350 V	500 V	600 V	–
Rezistența critică (R _c)	240	240	240	240	kΩ
Toleranță	± 2,5 %; ± 5 %; ± 10 %; ± 20 %				%
Șirul de valori	E 48; E24; E 12; E 6;				–
Coeficientul de temperatură (α _R)	Tipic: + 200 ; maxim + 500 x 10 ⁻⁶ / °C la Rn = 10 Ω...100 kΩ + 300 ; maxim + 1000 x 10 ⁻⁶ / °C la Rn = 100 k Ω...1 MΩ + 800 ; maxim + 1200 x 10 ⁻⁶ / °C la Rn = 1 MΩ...10 MΩ				
Fiabilitatea	λ ≤ 1 x 10 ⁻⁶ / °C < 1 MΩ				

Rezistențele cu peliculă metalică din seria RMG admit o temperatură, T, maximă a punctului fierbinte de 155 °C și ca urmare pot fi încărcate la puterea nominală dacă temperatura ambiantă nu depășește 70 °C. La temperaturi ambiante mai mari de 70 °C, puterea disipată trebuie redusă liniar, invers proporțional cu temperatura, așa cum se arată în tabelul 4. Astfel de exemplu, un rezistor de tip RMG de 1 W care lucrează la o temperatură ambiantă de 90 °C poate fi încărcat

TABELUL 4

T _{amb}	0 - 70	80	90	100	110	120	°C
P / Pn	100	85	70	50	30	15	%

cu maximum 70 % din Pn adică la 0,7 W. Modificarea ireversibilă a valorii rezistenței în timp este mai mică decât la rezistoarele cu peliculă de carbon și se datorește proceselor de recristalizare și difuzie în stratul de oxid metalic.

● **Factorul de zgomot la rezistoarele** cu film metalic de tip RMG este dat în tabelul 5 din care se vede că zgomotul crește subproporțional cu valoarea rezistorului.

TABELUL 5

R	1	5	10	25	50	100	[kΩ]
F	0,04	0,07	0,09	0,12	0,18	0,22	[μV/V]

R	250	500	1000	2500	5000	[kΩ]
F	0,30	0,40	0,63	0,77	0,93	[μV/V]

În televizoarele cu C.I. , se folosesc rezistoare metalice de tip RMG de valori sub 10 Ω (rezistențe cu carbon de tip RCG nu se fabrică valori sub 10 Ω), în posturi unde solicitarea este complexă : continuu însoțit de impulsuri sau componentă alternativă, sau numai impulsuri și apropiată de putere nominală:

R710 de 4,7 Ω / 1 W la redresorul auxiliar pentru tensiunea U_3 ,
 R709 de 6,8 Ω / 1 W la alimentarea în impulsuri a filamentului,
 R704 de 2,2 Ω / 1 W în circuitul bazei la BU205,
 R513 de 1 Ω / 0,5 W în circuitul RN (bobina de deflexie cadre),
 R514 de 3,3 Ω / 0,5 W pe modulul de BV cu TDA 1170,
 R814 de 4,7 Ω / 0,5 W la alimentarea căii de sunet,
 R207 de 1 Ω / 0,5 W pe modulul de sunet (1 Ω în serie cu 0,33 μF pentru aplicația cu C.I. TBA 790 K- înclin să cred că rezistența de 1 Ω / 0,5 W cu peliculă de carbon a fost omologată la Curtea de Argeș. Rezistențele RCG se transferă de la I.P.R.S. – Băneasa la Curtea de Argeș în 1973! Licența pentru TBA 790 este implementată în secția de C. I. în 1974. Am folosit aceste rezistențe de 1 Ω în I.P.R.S. – Virgil Ioan Gheorghiu.).

R519 de 1 Ω / 0,5 W pe modulul de BV cu tranzistoare la TV 5C.I.

• Solicitarea la impulsuri a rezistoarelor.

La funcționarea în regim de impulsuri, temperatura peliculei și a suportului ceramic suferă variații rapide în timp, ceea ce determină încălzirea neuniformă a corpului rezistorului: temperatură foarte mare la suprafața în masa peliculei și temperaturi mici în masa ceramică.

Dealungul rezistorului apar diferențe mari de temperatură, punctul cel mai fierbinte nefiind întotdeauna la mijlocul rezistorului. Puterea disipată de rezistor este mare în timpul impulsului, putând dealtfel depăși mult puterea nominală pe o durată mică. Dealtfel rezistoarele suportă o probă de suprasarcină de 6,25 x P_n timp de 10 cicluri a 50 de secunde cu 5 secunde impuls și 45 secunde pauză, cu condiția ca tensiunea să nu depășească 2 x U_n . După această probă modificarea valorii $\Delta R/R$ nu trebuie să depășească 2%.

În practică, solicitarea la impulsuri poate fi de 2 feluri:

1. Impulsuri periodice de tensiune a căror putere medie nu depășește puterea nominală, puterea de vârf în timpul impulsului nu depășește 6 x P_n iar tensiunea maximă este ce mult egală cu tensiunea nominală U_n .

2. Impulsuri sporadice de mică durată cu putere de vârf foarte mare. Aceste impulsuri pot apărea la descărcări atmosferice, descărcări în cinescop, descărcări de condensator sau în circuitele cu comutație rapidă. Energia impulsurilor cu durată de 0,1 μs ... 1 μs produce căldură numai în stratul rezistiv, corpul ceramic al rezistorului neavând timp să preia căldura prin conducție, iar stratul subțire neavând timp să cedeze căldura prin convecție. Funcția de masă și de căldură specifică a peliculei rezistive, pelicula poate fi încălzită până la distrugerea ei prin sublimare (vaporizare instantanee).

Temperatura de sublimare a peliculei de carbon (grosimea medie 0,3 μm) este de ordinul a 3.500 $^{\circ}C$ iar filmul metalic (grosimea de 0,015 μm) este de ordinul a 1.000 $^{\circ}C$ ÷ 1.500 $^{\circ}C$.

Din acest punct de vedere rezistoarele chimice cu carbon suportă temperaturi locale până la 2.000 $^{\circ}C$ și rezistă mai bine la solicitări în impuls mai ales când acestea sunt de foarte mare energie și de foarte scurtă durată, iar rezistoarele cu peliculă metalică sunt mai potrivite pentru solicitarea cu impulsuri periodice.

• Ținând seama de durata și amplitudinea impulsului periodic se calculează P_m , puterea medie a impulsului:

$$P_m = \frac{U^2 \times t_i}{R \times T} \quad [W, V, \mu s, \Omega]$$

În care:

P_m - puterea medie a impulsului în W,
 U – tensiunea vârf – vârf a impulsului în V.
 t_i – durata impulsului, în μs .
 T – perioada de repetiție a impulsului, în μs .

Se mai determină factorul de încărcare :

$$K = \frac{T}{\sqrt{t_i}}$$

și în funcție de aceste mărimi se alege puterea nominală a rezistorului din graficul dat în figura 3.

Se vede în figura 3 că dacă factorul de încărcare K rezultă până la 10, rezistorul poate fi încărcat la puterea nominală, iar dacă de exemplu rezultă $K = 150$, se admite o încărcare doar de 10% față de P_n . La $K = 1.000$, adică în cazul unor impulsuri periodice foarte scurte, rezistorul poate fi încărcat doar la circa 3% din P_n .

În cazul BO (*Baleiaj Orizontal*) unde $t_i = 12 \mu s$ iar $T = 64 \mu s$, rezultă $K = 18,5$ astfel că raportul P_m / P_n citit în figura 3 rezultă 0,75 ceea ce înseamnă că rezistorul poate fi încărcat până la 75% din puterea nominală.

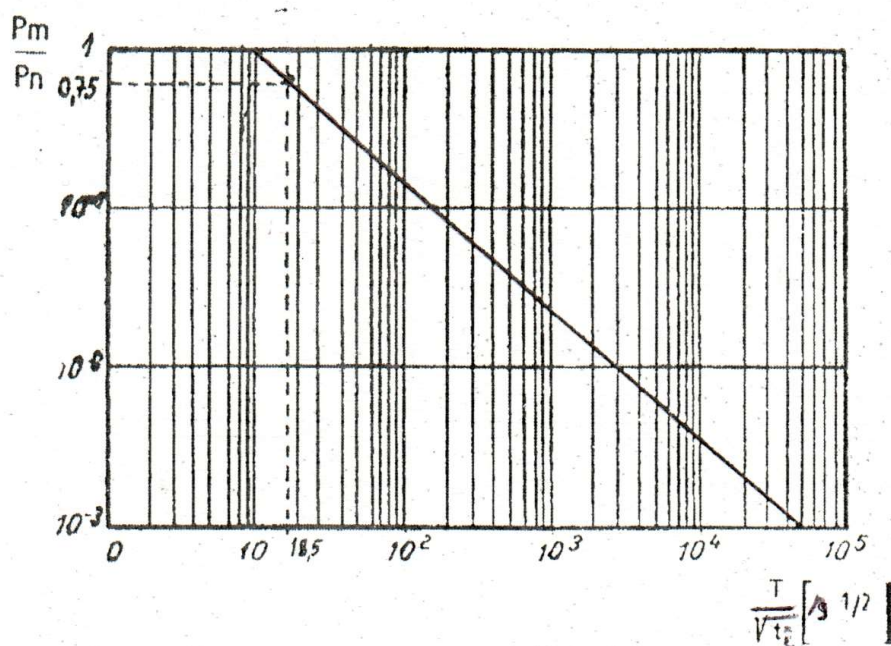


Fig. 3

• Privitor la tensiunea (valoarea vârf la vârf) a impulsului, trebuie menționat că producătorul admite pentru fiecare tip de rezistor : tensiunea de impuls (vârf – vârf), tensiunea alternativă pură în valori eficace și tensiunea continuă maximă. Acestea sunt date pentru rezistoarele de tip RCG și RMG în tabelul nr. 6.

TABELUL 6

	0,25 W		0,5 W		1 W		2 W	
	RCG	RMG	RCG	RMG	RCG	RMG	RCG	RMG
U imp M [V]	425	750	600	1000	850	1500	850	1500
Uc.a.ef [V]	250	250	350	350	500	500	500	500
Uc.c. [V]	250	250	350	350	500	500	500	500

În cazul când tensiunea de impuls este complexă conținând și tensiune continuă sau și tensiune continuă și alternativă, suma tensiunilor nu va depăși tensiunea maximă Uimp M indicată în tabelul 6.

$$|U_{imp}| + |U_{cc}| + \sqrt{2} \times U_{caef} \leq U_{imp M}$$

De pildă, pentru rezistențele de 2 W cu carbon (RCG 1200) se admite $U_{imp M} = 850 \text{ V}$.

• La frecvența liniilor în baleiajul orizontal dacă o rezistență este supusă simultan la o tensiune continuă și totodată la o tensiune de impuls cu $f = 15.625 \text{ Hz}$, $t_i = 12 \mu\text{s}$, $t = 64 \mu\text{s}$, datorită puterii impulsurilor se impun limitări privind amplitudinea impulsului, așa cum se vede în figura 4. Limitarea depinde de valoarea ohmică a rezistorului, fiind pronunțată la rezistoarele de valoare mică, determinată de legea lui Ohm și

$P = U^2 / R$. Exemplu: dacă pe o rezistență de 39Ω , 1 W se aplică 50 Vc.c. rezultă că pentru a nu se suprasolicita rezistența, peste tensiunea continuă se pot suprapune impulsuri de linii de maxim 100 Vv. La o rezistență de 500 k Ω , aplicând tot 50 V se admite o tensiune de impuls de 450 Vv, deci $U_{imp M} = 500 \text{ Vv}$.

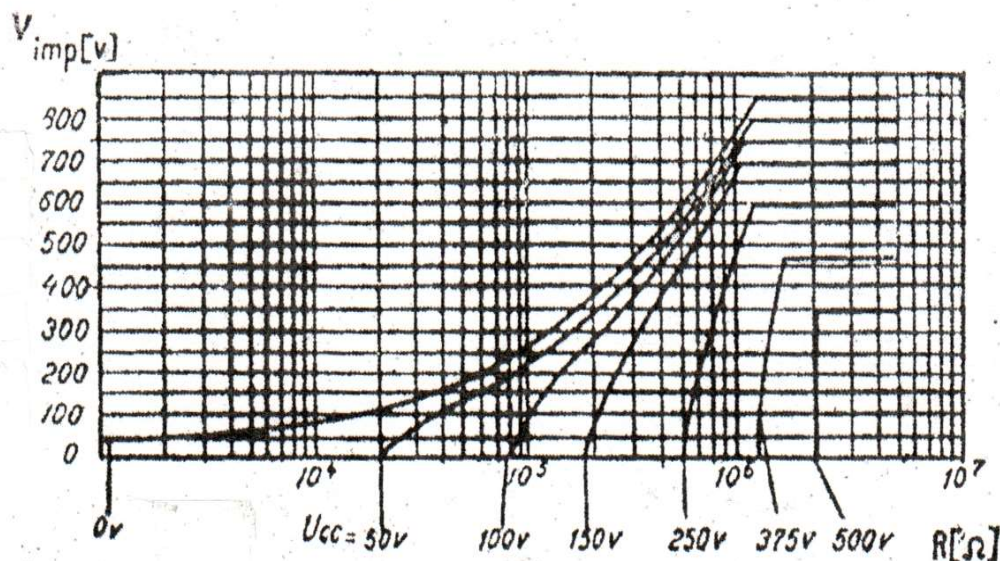


Fig. 4

II. Rezistoare profesionale cu film metalic (RMP).

Película metalică este de tip crom – nichel și se caracterizează prin precizie mare, stabilitate foarte mare în timp și coeficient de temperatură scăzut. Se utilizează în echipamente profesionale (calculatoare, aparatură de măsură și ... TV). În televizoarele moderne, astfel de rezistoare se folosesc la oscilatorul de linii de tip RC, cu circuit integrat (TBA950, TBA920) ca de exemplu R402 la TV cu C.I. Suportul ceramic este din alumină de mare puritate și suprafața netedă. Filmul metalic are o grosime de $(10 \dots 100) \times 10^{-9} \text{ mm}$ (grosimea este 0,01 μm la 0,1 μm , adică corect este $(10 \dots 100) \times 10^{-9} \text{ m}$; vezi BT nr.7 original pagina 21) și este depus omogen pe suportul ceramic. Temperatura maximă de lucru este de $+155^\circ\text{C}$, fără ca valoarea rezistenței să varieze reversibil mai mult de 0,5% față de valoarea lui R la $+25^\circ\text{C}$. Coeficientul de temperatură este apropiat de zero: $(-50 \text{ la } +50) \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$. Datele tehnice ale rezistoarelor din seria RMP 3000 sunt sintetizate în tabelul 6.

TABELUL 6

		RMP 3012	RPM 3025	RPM 3050	RMP 3100
Pn		0,125 W	0,25 W	0,5 W	1 W
Un		125 V	250 V	350 V	500 V
Gama de valori		50 Ω ...0,15 M Ω	20 Ω ...1 M Ω	10 Ω ...1 M Ω	10 Ω ...2,2 M Ω
α_R 10 ⁻⁴ / °C		- 50 ... +50 sau - 100 ... +100 sau -150 ... + 150			
Toleranțe		C = 0,25 % ; D = 0,5 % ; F = 1 % ; G = 2 % ; T = 5 %			
Gabarit mm	L	5	5	7,5	12,5
	M	5	7,5	7,5	7,5
	G	2,54	2,54	2,54	2,54
	d	2,54	2,54	5,08	7,62

Marcarea se face în clar pentru valoare iar toleranța codificat cu literă cu semnificația dată în tabelul 6. Categoria climatică : 55/155/56 care trebuie citită astfel: 55 - temperatura minimă de lucru este -55 °C. Apoi 155 – temperatura maximă de lucru este +155 °C. Iar 56 – tipul de rezistor suportă o probă cu durată de 56 zile la T = +40 °C și umiditate 95 % fără a apărea modificări ale rezistenței peste 1 %. Rezistoarele de tip RMP prezintă o foarte mare stabilitate a valorii R pe parcursul a 100.000 ore de funcționare, fiabilitate profesională $\lambda \leq 1 \times 10^{-8} / h$ și solicitări mecanice dure (vibrație, accelerații de 40 g , etc.).

• **Rezistoarele nu suportă torsionarea terminalelor, îndoirea la distanță mai mică de 5 mm de corp și mai ales „forțarea” distanței dintre terminale care este de 2,5 mm, 5 mm sau 7,5 mm (funcție de tip).**

1.3. REZISTOARE BOBINATE RBC ȘI RBT.

Rezistoarele bobinate se utilizează în circuitele electronice de uz general sau profesional, în care intervin puteri disipate mai mari de 2 W.

Rezistoare RBC sunt realizate prin bobinarea unui conductor izolat oxidic, de mare rezistență, pe un tronson cilindric de fibre de sticlă, cu un pas de bobinaj ceva mai mare decât diametrul conductorului. Contactarea se face cu capace cilindric de cupru la care sunt sudate terminalele și care se presează pe capetele tronsonului bobinat. Tot corpul rezistorului este înglobat (acoperit prin scufundare) într-un ciment siliconic. Rezistoarele RBC se fabrică pentru puteri disipate de 3 W, 5 W, 7 W și 9 W.

Rezistoare RBT sunt de fapt rezistoare de construcție RBC introduse într-un corp ceramic unde se fixează mecanic, cu contact termic bun realizat prin injectarea unui ciment alb cu liant. Aceste rezistoare se fabrică pentru puteri disipate de 10 W și 16 W. Suprafața de cedare a căldurii este de circa 27 cm² la RBT / 10 W și de circa 40 cm² la RBT / 16 W astfel că temperatura corpului rezistorului și a suprafeței exterioare este mult mai mică la R de tip RBT decât la RBC.

Temperatura corpului rezistorului (T_c) și puterea dezvoltată în rezistor sunt legate de relații complexe a căror reprezentare grafică este arătată în figura 5. Temperatura ambiantă la care s-a măsurat este 25 °C.

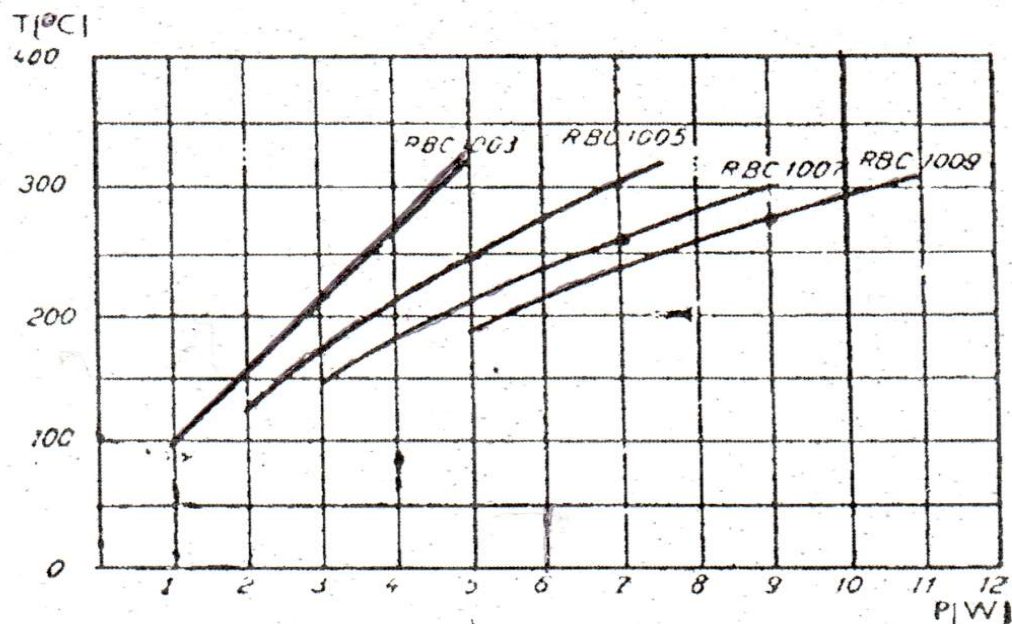
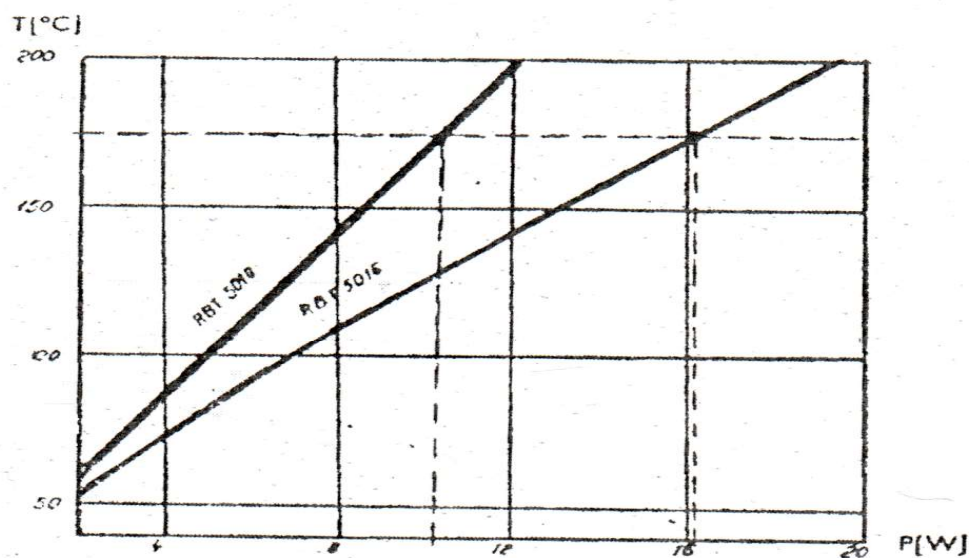


Fig. 5

Curbele din figura 5 arată că la puterea nominală de 5 W, 7 W și 9 W aplicată pe rezistoarele de tip RBC, temperatura corpului atinge circa 250 °C, cu excepția rezistențelor RBC 1003 de 3 W la care corpul se încălzește la circa 230 °C deoarece corpul fiind mic, răcirea prin terminale devine importantă.

La rezistențele cu corp ceramic, RBT temperatura corpului funcție de puterea aplicată rezistenței este arătată în figura 6. Se vede că temperatura corpului atinge la puterea nominală, P_n , nivelul de + 175 °C. A nu se uita că în această situație temperatura corpului rezistorului propriu zis este mai mare decât 175 °C, apropiindu-se de 250 °C. Datele tehnice ale rezistoarelor RBC sunt date în tabelul 7.



— Diagrama dependenței dintre temperatura corpului rezistorului T și puterea disipată, P pentru RBT 5000

Fig. 6

TABELUL 7

	RBC 1003	RBC 1005	RBC 1007	RBC 1009	
Pn la 20°C	3	5	7	9	[W]
Rn	7,5 ... 13.000	11 ... 20.000	15 ... 27.000	22 ... 39.000	[Ω]
Gabarit	Ø 5 x 26	Ø 5 x 32	Ø 5 x 40	Ø 5 x 32	[mm]
Toleranțe	± % și ± 10 %				-
Fiabilitate	$\lambda \leq 1 \times 10^{-5} / \text{h}$				
Coef. Temp.	$\alpha_R = \pm 200 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$				
Temp. de lucru	- 10 °C ... +85 °C				

Deci puterea nominală de 3 W, 5 W, 7 W, 9W poate fi disipată la temperatura ambiantă $T_{\text{amb}} = +20^\circ\text{C}$. Dacă un rezistor RBC de 7 W lucrează la o temperatură mai mare, de exemplu 60°C , puterea pe care rezistența o poate disipa este mai mică (doar 5,2 W) conform diagramei date în figura 7a.

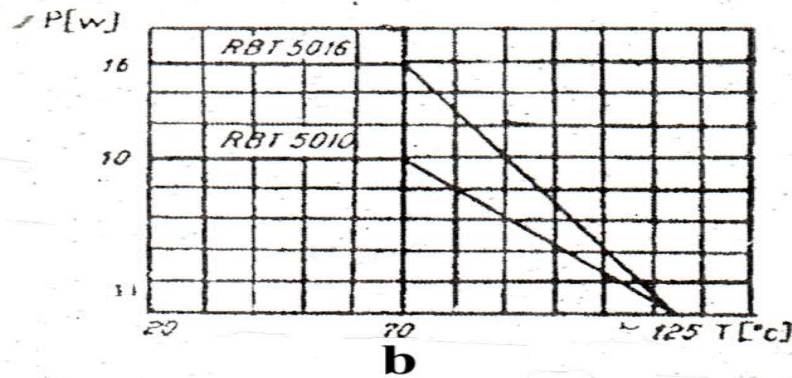
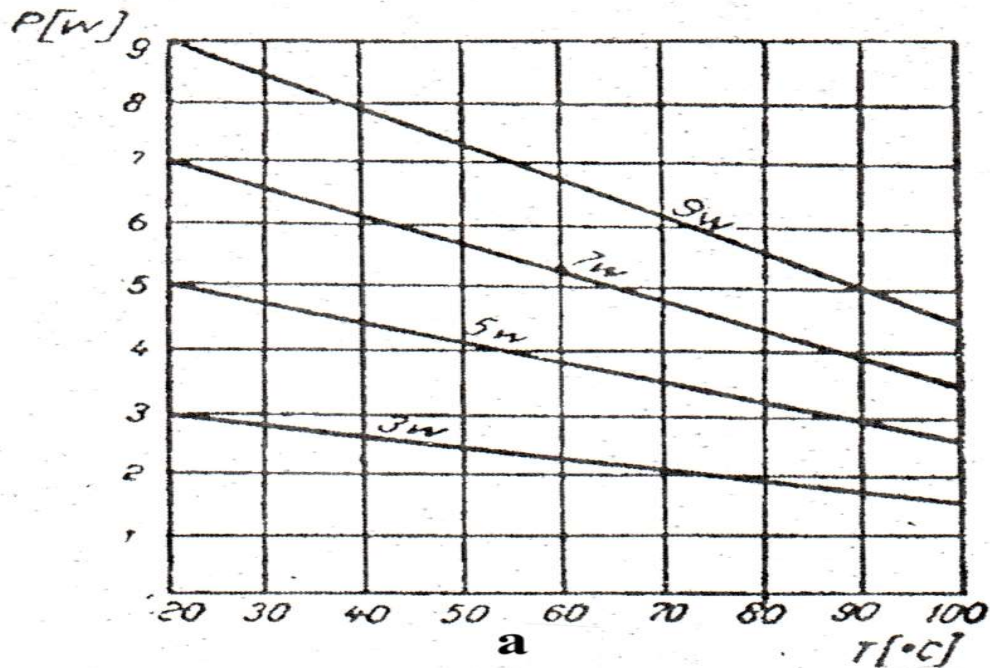


Fig. 7

Pentru rezistoare RBT în corp ceramic radiator datele tehnice sunt sintetizate în tabelul 8.

TABELUL 8

	RBT 5010	RBT 5016	
Pn la 70 °C	10	16	[W]
Rn	10 ... 3.300	6,8 ... 750	[Ω]
Gabarit	10 x 12 x 52	10 x 12 x 77	[mm]
Toleranțe	± 5 %	± 10 %	
Fiabilitate	$\lambda \leq 2 \times 10^{-5} / 6 \text{ h}$		
Coef. temperatură.	$\alpha_R = \pm 200 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ la $R < 10 \Omega$ $\alpha_R = \pm 500 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ la $R > 10 \Omega$		
Temp. de lucru	- 10°C ... + 125 °C (ambientă)		

Corpul ceramic de secțiune dreptunghiulară are două șanțuri longitudinale în care se pot fixa lamele metalice ale suportului de fixare (implantare) a rezistenței pe placă. Terminalele de cupru cositorit cu Ø 0,8 mm sunt „petrecute” prin canale longitudinale (practic chiar la extruderea corpului ceramic) și scoase la un capăt al rezistorului. Reducerea puterii cu care se poate încărca rezistorul atunci când temperatura ambiantă depășește + 70 °C, se face după figura 7b.

1.4. TERMISTOARE.

Termistoarele sunt rezistoare care prezintă o variație importantă a rezistenței cu temperatura corpului său. Încălzirea termistorului se poate datora fie temperaturii ambiante fie puterii ce se dezvoltă în termistor la trecerea curentului. Există termistoare cu coeficient de temperatură γ (NTC, *vezi: Glosar*) la care rezistența scade pe măsură ce crește. Termistoarele la care rezistența crește cu temperatura au coeficient pozitiv de temperatură și se numesc pozitoare (PTC, *vezi: Glosar*) ; acestea din urmă se folosesc mai rar.

Termistoarele se realizează din oxizi ai elementelor tranzitive vecine cu fierul, *în tabelul periodic al elementelor*, adică crom, mangan, fier (*în stânga*), cobalt sau nichel (*în dreapta*). Acești oxizi au o mare rezistivitate în stare pură, dar pot fi transformați în semiconductoare adăugând cantități mici de ioni străini cu valențe diferite. Tehnologia de fabricație a termistoarelor este la fel ca și la orice ceramică. Compoziția oxidică este adusă la stare de pulbere fină, umezită apoi cu un liant este presată sau extrudată obținându-se baghete sau discuri. Piese ceramică se sinterizează (se coc) la temperaturi de peste 1.000 °C . Pe suprafețele laterale se depun unu sau mai multe straturi de argint și apoi cositor la care se lipesc terminalele de cupru cositorit.

Constructiv, se fabrică diferite feluri de termistoare :

- Termistoare disc neprotejate și nemarcate (seria TG 1000) cu armături de contact argintate și terminale lipite cu cositor, neprotejate cu lac.
- Termistoare disc ca cele de mai sus , dar lăcuite (seria TG 1100).
- Termistoare disc, montate într-o capsulă metalică, înglobate în rășină, izolate de capsula metalică (seria TG 6000). Capsula metalică are un filet cu ajutorul căruia termistorul se fixează pe placa de răcire (radiatorul unui etaj final de AF) sau pe radiatorul altui circuit ce urmează a fi termostabilizat.

d) Termistoarele cilindrice pentru protecția filamentelor (seria TI 4000), neizolate, cu terminalele lipite la suprafețele laterale argintat-stanate ale cilindrului.

Proprietățile electrice ale termistoarelor.

Între rezistența R a termistorului și temperatura sa, T, există o dependență de forma :

$$R = (R_0 \times e^{B(1/T - 1/T_0)}) \quad \leftarrow \text{este exponent !}$$

În care:

R – este rezistența la o temperatură oarecare T (exprimată în grade Kelvin: °K).

R₀ – este rezistența la temperatura T₀ = 298 °K (adică la 25 °C).

e – este baza logaritmilor naturali (2,71828 ...)

B – este o constantă termică a compoziției termistorului care poate situată între 2.500 °K și 5.500 °K (unitatea de măsură pentru B este °K deoarece T și T₀ se exprimă în °K).

Aplicarea acestor formule presupune deci cunoașterea constantelor B pentru fiecare termistor în parte, deoarece valoarea lui B depinde de rezistența compoziției (a pastei) mai mult sau mai puțin rezistive, folosită pentru fiecare termistor). În unele cataloage se indică constanta B pentru fiecare termistor. Un alt mod mai practic și suficient de precis de a descrie comportarea R funcție de T este **coeficientul de temperatură α_R al termistorului**, care depinde de B și care arată cu cât variază procentual rezistența pentru o variație a temperaturii de 1 °C :

$$\alpha_R = \frac{1}{R} \times \frac{dR}{dT} \quad [\% / ^\circ\text{C}]$$

Relația dintre B și α_R este pătratică : α_R = - 100B/(T₀)² în care T₀ = 298 °K.

Coeficientul de temperatură α_R poate fi cuprins între - 3 % / °C și - 6 % / °C și este legat de constanta B (și de valoarea ohmică) ca în tabelul 9, unde sunt date valorile pentru termistoare de aceeași dimensiune, dar de valori diferite, de exemplu de Ø 9 mm x 2,3 mm și valori de la 2,2 Ω la 1,3 kΩ. Dacă se fabrică termistoare de diferite gabarite (din motive de putere disipată), se pot realiza coeficienți de temperatură doriți adaptând dimensiunile și pasta funcție de valoarea ohmică urmărită. Coeficientul de temperatură α_R se definește pentru temperatura de 298 °K (adică 25 °C) deoarece și valoarea α_R este variabilă cu temperatura.

TABELUL 9

R _n	2,2	5	10	15	33	50	82	130	500	1.300	[Ω]
α _R	- 3	- 3,2	- 3,3	- 3,4	- 3,6	- 3,7	- 4,9	- 6,1	- 6,8	- 6,1	%/°C
B	2.670	2.825	2.950	3.050	3.250	3.300	4.400	4.600	5.200	5.450	[°K]

Variația rezistenței cu temperatura (curbe tipice) este arătată în figura 8 pentru trei coeficienți de temperatură : α = - 5,2 (sus) ; α = - 3,2 (mijloc) și α = - 2,9 (jos).

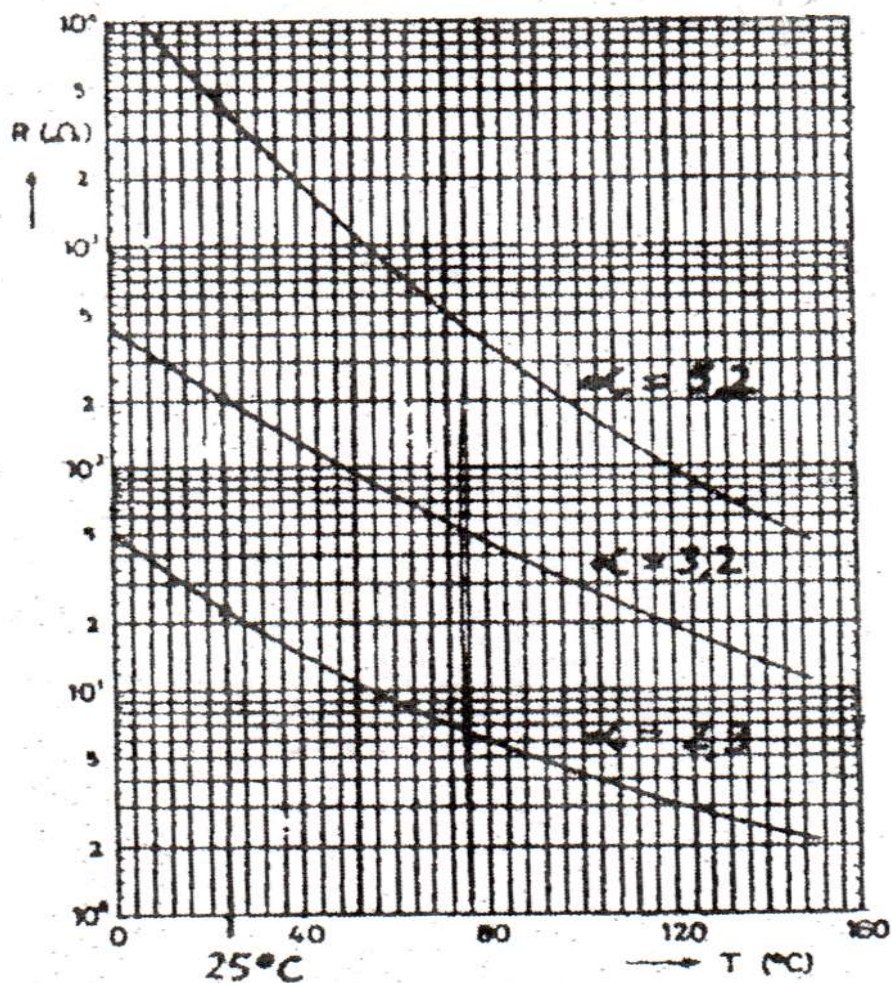


Fig. 8

Din această figură se poate citi direct rezistența termistorului la diferite temperaturi ; de exemplu un termistor cu $\alpha = -3,2 \text{ \% / } ^{\circ}\text{C}$ și $R_{25} = 200 \text{ }\Omega$ (curba din mijloc), va avea o rezistență de $45 \text{ }\Omega$ la $T = 80^{\circ}\text{C}$ respectiv $420 \text{ }\Omega$ la 0°C . Calculul rezistenței unui termistor la o temperatură oarecare atunci când se cunoaște rezistența la 25°C (aceea care se dă în catalog și care definește termistorul) este destul de greoi deoarece numărul e ($2,71$), trebuie ridicat la puteri fracționare. De aceea cunoscând din catalog valoarea B și folosind graficul din figura 9 se poate ușor determina raportul R_{25} / R_T adică raportul dintre rezistența termistorului la 25°C și rezistența termistorului la o temperatură ambiantă oarecare mai mare, de exemplu 80°C sau chiar 200°C .

În mai toate aplicațiile termistorul trebuie să sesizeze temperatura ambiantă sau temperatura radiatorului, deci el nu trebuie să fie încălzit de curentul care trece prin el. Pentru această condiție este necesar ca termistorul să fie încărcat cu cel mult 5% din puterea nominală. Dacă puterea disipată de termistor este mai mare se va ține seama de autoîncăzirea termistorului, cunoscând rezistența sa termică și puterea disipată. De pildă termistoarele fabricate în R.S.R. (Republica Socialistă România) au o rezistență termică de circa $0,1^{\circ}\text{C/mW}$ (100°C/W) ceea ce spune dacă termistorul este încărcat cu 10 mW el se încălzește cu un grad Celsius. Încărcând un termistor cu $P_d = 1 \text{ W}$ cu 50 mW , el se va încălzi cu 5°C peste temperatura ambiantă.

$$\Delta T = R_{th} \times P_d = 0,1 \times 50 = 5 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

- Puterea nominală a unui termistor reprezintă puterea pe care poate să o disipe în regim permanent un termistor plasat în aer la 25 °C și adus la temperatura sa maximă de utilizare prescrisă (de exemplu 85 °C).

- Constanta de timp (τ) reprezintă timpul necesar unui termistor pentru ca temperatura să atingă 63,4 % din temperatura sa finală atunci când este supus unui salt de temperatură. În decursul a încă două constante de timp termistorul atinge aproximativ regimul de temperatură de durată. De exemplu la un termistor pentru filamente, constanta de timp este de cca 200 secunde, ceea ce înseamnă că după 600 secunde (10 minute) termistorul încărcat cu 3,75 W (12,5 V cu 0,3 A) atinge temperatura de regim de circa 160 °C, timp în care rezistența sa scade de la 1 k Ω la 40 Ω (de 25 ori).

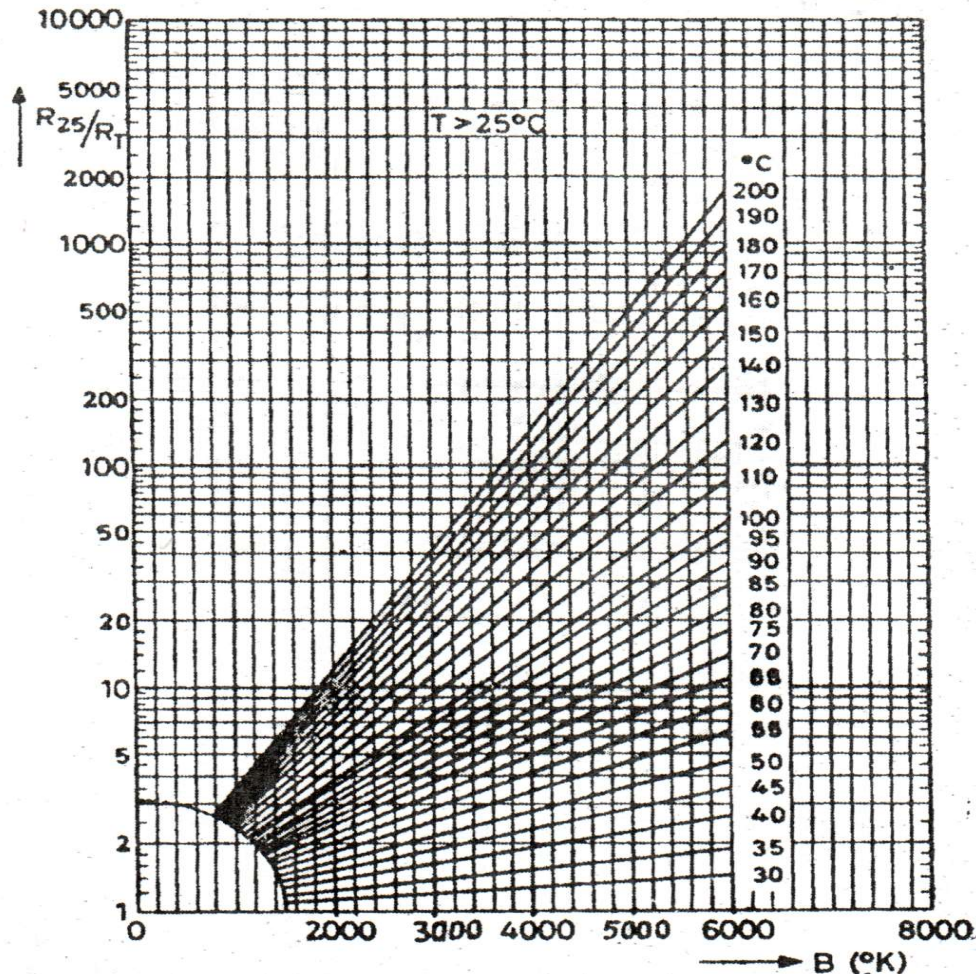


Fig. 9

1. Termistoare cilindrice pentru protecția filamentelor la TV (TI 4001).

Esential este că acest termistor are « la rece » o rezistență mare (la conectarea TV) atunci când filamentele sunt reci și prezintă o rezistență mică tinzând să ia un curent mare. Termistorul se încălzește treptat și ca urmare îi scade rezistența, timp în care crește rezistența filamentelor de 3 – 4 ori. Termistorul deci protejează filamentele împotriva supravoltării. Datele tehnice ale termistoarelor de TV sunt date în Tabelul 10.

TABELUL 10

Rezistența nominală la 25 °C	1 k Ω $\pm$ 20%
Coef. de temperatură α_{25}	– (3,4 ... 4) % / °C
Constanta B	3.300 °K
Curentul nominal	300 mA
Curentul maxim	400 mA
Căderea de tensiune	12,5 V $\pm$ 10 %
Rezistența termică	30 °C / W
Constanta de timp	200 secunde
R ₂₅ / R ₈₅	5,5 (tipc 7)
Gabarit	Ø 12 x 35 mm

2. Termistoare de uz general TG 1000, TG 1100, TG 6000.

Termistoarele neizolate TG 1000 nu sunt marcate. Termistoarele izolate (lăcuite) sunt marcate cu o culoare (vezi tabelul 11 jos). Datele tehnice principale sunt date în tabelul 11.

TABELUL 11

	TG 1001 TG 1101 TG 6001	TG 1002 TG 1102 TG 6002	TG 1005 TG 1105 TG 6005	TG 1006 TG 1106 TG 6006	TG 1013 TG 1113 TG 6013	TG 1050 TG 1150 TG 6050
R _n (25 °C) [Ω]	10 $\pm$ 20%	12 $\pm$ 20 %	51 $\pm$ 20 %	62 $\pm$ 20 %	130 $\pm$ 20 %	510 $\pm$ 20%
R(25°C) % / °C	- 3,3	-3,3	-3,7	-3,7	-3,7	- 4,1
B [°K]	2900	2900	3300	3300	3300	3650
P _n [W]	0,75	0,75	1	1	0,75	1
la	0,6	0,6	0,75	0,75	0,6	0,75
T _{corp} = +85 °C	0,6	0,6	0,75	0,75	0,6	0,75
R _{th} [°C/mW]	0,06 0,1 0,1	0,08 0,1 0,1	0,06 0,08 0,08	0,06 0,06 0,08	0,08 0,1 0,1	0,06 0,08 0,08
Constanta de timp	40	40	50	50	50	60
T _f (secunde)	50 230	50 220	60 220	60 220	60 220	70 220
Gabarit Ø x grosime [mm]	Ø 9,5 x 3,5 Ø 9,5 x 4 Hex 14	Ø 9,5 x 3,5 Ø 9,5 x 4 Hex 14	Ø 9,5 x 3,5 Ø 9,5 x 4 Hex 14	Ø 9,5 x 3,5 Ø 9,5 x 4 Hex 14	Ø 7 x 3,5 Ø 7 x 4 Hex 14	Ø 9,5 x 3,5 Ø 9,5 x 4 Hex 14
R (Ω) la P _n	2	2,4	8	10	20	65
R	negru	roșu	portocaliu	albastru	maro	verde

După cum se vede în tabelul 11, rezistența unui termistor TG1105 - 51 este de 51 Ω $\pm$ 20% la T_{corp} = 25 °C și doar de circa 8 Ω când temperatura termistorului este de +85 °C din cauza încălzirii la P_n = 0,75 W.

1.5. VARISTOARE (VDR – VOLTAGE DEPENDENT RESISTOR).

Varistoarele sunt rezistențe neliniare a căror valoare descrește cu tensiunea aplicată. Caracteristica statică curent-tensiune se prezintă ca un grup de două diode cu germaniu conectate în antifază (vezi *Glosar*). În figura 10a se arată caracteristica de conducție a unui varistor clasic care începe să conducă un curent substanțial mai mare, de la U = 50 V ... 80 V iar la U_n = 120 V conduce I = 2 mA. În figura 10b se arată caracteristica electrică a unui varistor (SI0V) foarte modern care se comportă ca două diode cu siliciu, adică cu pante mai abrupte în zona de conducție, la tensiuni mai mari de 300 V.

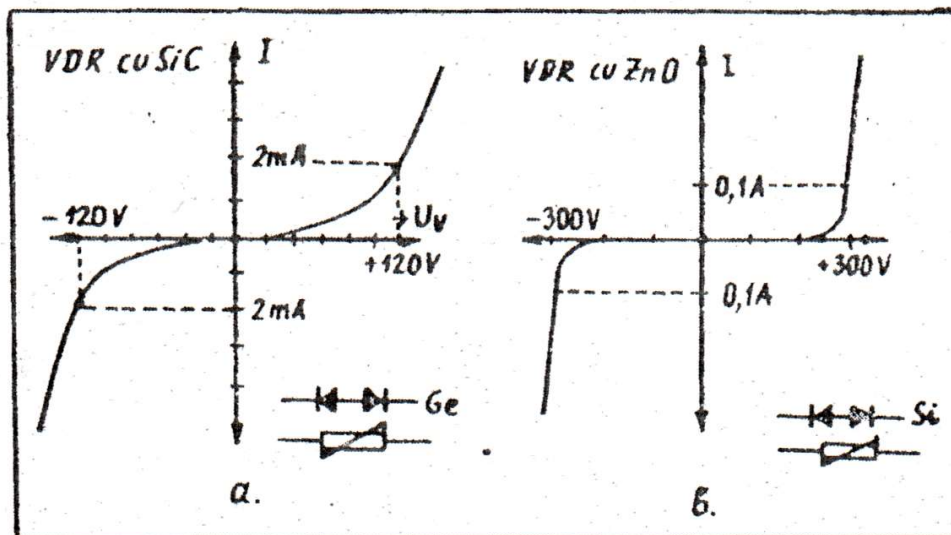


Fig. 10

• Materialul de bază utilizat la fabricarea varistoarelor este în principal carbura de siliciu (SiC). Tehnologia este de tip ceramic. Compoziția – praf bine măcinat – este amestecată cu un liant ceramic și apoi presată sub formă de discuri sau extrudată sub formă de baghete cilindrice. Un tratament termic (sinterizare) la peste 1.000 °C asigură uscarea masei. Armăturile de contact și terminalele se realizează ca la condensatoarele ceramice sau termistoare. Un lac izolanț asigură protecția față de mediu (varistorul este imersat). Varistoarele cu caracteristică abruptă se realizează pe bază de oxid de zinc (ZnO), *SiOV în original*.
(În textul original este dată abrevierea: *SiOV* care corespunde la : **Silicon Oxide Varistor**.)

- Caracteristica electrică a varistorului poate fi exprimată prin relația:

$$U = C \times I^{\beta}$$

Unde:

U – este tensiunea aplicată

I – curentul de conducție

β – coeficientul de neliniaritate (0,02 . . . 0,40)

C – constanta materialului utilizat (C = 15 . . . 1000)

(Notațiile C și β din textul original au fost schimbate cu C și β pentru a evita confuzia: Capacitate și Factorul de amplificare a tranzistoarelor.)

Constanta C și coeficientul de neliniaritate depinde de mulți factori : de amestec (compoziție din carbură de siliciu, oxid de zinc sau de titan) cantitatea de lianți, de mărimea cristalelor care formează o rețea complicată de contacte redresoare conectate parale sau serie, de temperatura de sinterizare și atmosfera gazoasă din cuptorul de coacere. Constanta C depinde esențial de dimensiunile varistorului și raportul dintre volum și suprafață. Este interesant de menționat că între β și C există o anumită corelație : la varistor cu C mic, factorul β este mare.

Valoarea rezistenței varistorului se supune calcului cu legea lui Ohm.

$$R = \frac{U}{I} = \frac{C \times I^{\beta}}{I} = \frac{C}{I^{(1-\beta)}}$$

De aici se vede că la diferite tensiuni, rezistența varistorului este diferită, deci rezistența nu este constantă fiind puternic dependentă de tensiune și curent.

Coeficientul de temperatură al varistorului este negativ și determinat de faptul că constanta C are un coeficient de temperatură negativ apreciabil:

$$C_T = C_0 (1 + \alpha T)$$

unde coeficientul de temperatură „ α ” are valoarea:

- 0,15 % / °C când curentul prin varistor este constant,
- +0,6 % / °C când tensiunea este constantă la bornele VDR.

Curentul nominal se definește împreună cu tensiunea nominală ; de exemplu la un varistor de tip VG 1129 : $U_n = 270 \text{ V} \pm 20 \%$ la $I_n = 2 \text{ mA}$.

Puterea nominală P_n este puterea maximă la care poate fi încărcat varistorul fără a se afecta fiabilitatea și stabilitatea parametrilor.

Utilizarea varistoarelor este largă atât în circuite de curent continuu ; curent alternativ și impulsuri la :

- protecția contactelor (motoare, telefonie, comutare deviteză medie).
- protecția circuitelor împotriva supratensiunilor,
- circuite de limitare a tensiunilor continue, alternative, de impuls,
- redresarea impulsurilor de linii,
- stabilizarea tensiunilor,
- circuite de întârziere dependente de tensiune.

● **Există și varistoare asimetrice**, la care caracteristica curent tensiune este identică cu a unei diode. Tensiunea de conducție directă (într-un sens) este de circa $1 \text{ V} \div 1,35 \text{ V}$ la un curent de 1 mA (admis maxim 25 mA) iar în sens invers admit circa 5 V până la care curentul invers este de $0,1 \mu\text{A} \div 0,2 \mu\text{A}$. Aceste varistoare se folosesc în RR pentru stabilizarea tensiunii de bază a tranzistoarelor din RF și FI și sunt conectate ca și diodele de stabilizare de tip MA2, MA3 cunoscute din aparatele noastre.

Gama de tensiuni pentru care se fabrică varistoarele simetrice este cuprinsă între 3 V și 1.300 V la producătorii cu program complet, iar gama puterilor disipate cuprinsă între $0,1 \text{ W}$ și 3 W .

✱

În tabelul 12 se dau datele tehnice ale varistoarelor fabricate în R.S.R. marcarea se face în clar, de exemplu: $82 \text{ V} / 2 \text{ mA}$.

TABELUL 12

Tip și Pd _M	In [mA]	Un c.c. ± 20% [V]	Un c.a. [V _{ef}]	U impM [U _v]	U impM de probă	Diametru și gros. mm
VG 1127 (VG1027)	2	56 68 82 100 120	56 68 82 100 120	180 210 250 300 360	210 240 270 350 400	Ø 16 x 6,5
VG 1129 (VG1029) 1 W	2	150 180 220 270	150 180 220 270	450 550 650 800	500 620 700 900	Ø 16 x 8,5
VG 1137 (VG 1037) 1 W	3	15 18 22 27 33 39 47 56 68 92 100	15 18 22 27 33 39 47 56 68 92 100	60 70 80 90 90 110 120 150 170 200 230	70 80 90 100 110 120 130 160 190 220 250	Ø 12 x 6,5

La varistoarele cu carbură de siliciu din tabelul 12, caracteristica $I = f(U)$ este exprimată de relația:

$$I = B U^{\beta}$$

În care:

I este curentul prin varistor

U este tensiunea aplicată

β este coeficientul de neliniaritate ($\beta > 1$)

B este o constantă a compoziției și care determină U_n a varistorului.

Valoarea β este: minimum 3 pentru $U_n \leq 39 \text{ V}$: minimum 3,6 pentru $U_n > 39 \text{ V}$.

Cu cât β este mai mare cu atât caracteristica $I = f(U)$ este mai abruptă; β depinde de compoziție și tehnologie. Se tinde spre $\beta = 10 \dots 30$, pentru ca varistorul să se comporte cât mai apropiat de o diodă semiconductoare. Pentru comparație se dau valorile lui β pentru dispozitive cu caracteristică de diodă :

$\beta = 3 \dots 5$ la VDR cu carbură de siliciu

$\beta = 8 \dots 10$ la diodele cu seleniu în conducție directă

$\beta = 12 \dots 15$ la diodele cu germaniu în conducție directă

$\beta = 16 \dots 18$ la diodele cu siliciu în conducție directă

$\beta = 25 \dots 28$ la VDR cu oxid de zinc tip SiOV

$\beta = 30 \dots 40$ la diodele Zener.

● **Varistoarele folosite la televizoarele cu tuburi** sunt prezentate în tabelul 13 (marcate codificat).

TABELUL 13

Un [V]	In [mA]	Tol. %	B	Culoarea	Utilizare	Cod
470	10	10	0,2...0,25	Verde		A258
560	10	10	0,18...0,23	Albastru		A260
680	10	10	0,18...0,23	Violet	R510 TV Sport R730 TV H2	A262
910	10	10	0,17...0,22	Alb	R719 TV H2	A265
1200	10	10	0,17...0,22	Gri		A268
1200	10	10	0,17...0,22	Negru+alb	R817 TV H2	A268
1300	10	20	0,18...0,21	Roșu	R824 TV H2	A269

O altă serie de varistoare importante sunt marcate în clar : de exemplu 1.300 V.

CAP. 2. CONDENSATOARE

În acest capitol se vor trata condensatoarele utilizate în aparatura radioelectronică, mai ales cele din TV, amplificatoare de AF și RR. Condensatorul este denumirea tehnică a capacității electrice, capacitatea C care se încarcă la o tensiune U și înmagazinează sarcina electrică Q. Între aceste trei mărimi avem următoarele relații de legătură :

$$Q = C \times U; \quad U = \frac{Q}{C}; \quad C = \frac{Q}{U} \quad [\text{Coulomb, Volt, Farad}]$$

Sub aspect energetic, o capacitate C încărcată la tensiunea U înmagazinează o energie electrică E :

$$E = \frac{1}{2} \times C U^2 \quad [\text{F, V, Joule}]$$

Capacitatea trebuie înțeleasă întotdeauna plecând de la condensatorul plan format din două plăci de o anumită suprafață plasate paralel (față în față) la distanța „d”. Capacitatea acestui condensator este proporțională cu suprafața „de contact” dintre plăci și invers proporțională cu distanța dintre plăci. Dacă dielectricul dintre plăci este aerul constanta dielectrică relativă $\epsilon_r = 1$ și capacitatea este minimă; dacă însă dielectricul este o folie de poliester a cărei constantă dielectrică este 2,5 capacitatea ansamblului va fi de 2,5 ori mai mare. Prin urmare, capacitatea condensatorului este proporțională cu constanta dielectrică. Formula binecunoscută care permite calcularea condensatorului:

$$C = \frac{\epsilon_r \times \epsilon_0 \times S}{d} \quad [\text{F, m}^2, \text{m}]$$

În care: ϵ_0 este constanta dielectrică a vidului ($\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$),
 ϵ_r este constanta dielectrică a dielectricului fizic (real),
S este suprafața exprimată în m^2 ,
d este grosimea dielectricului exprimată în metri.

În dielectricul unui condensator supus la o tensiune U se naște un câmp electric intens : $E = U/d$, care poate atinge zeci de milioane de V/m adică zeci de kV/mm, când tensiunea U este

mare iar dielectricul subțire. Câmpul electric provoacă pierderi în dielectric iar la limită străpungerea condensatorului.

În radioteleviziune avem de a face cu condensatoare ceramice de 0,5 pF, cu condensatoare cu folii de sute de nF și condensatoare electrolitice de 4.700 μF sau mai mult. În funcție de construcție, de tehnologie și de destinație avem următoarele familii de condensatoare fixe :

- condensatoare electrolitice,
- condensatoare cu hârtie,
- condensatoare cu poliester,
- condensatoare cu stiroflex,
- condensatoare cu polipropilenă,
- condensatoare ceramice.

Aceste familii fac obiectul acestui capitol. S-a încercat o tratare largă a condițiilor și domeniilor de : utilizare a condensatoarelor, a solicitărilor în curent continuu (c.c.), curent alternat (c.a.) și în impulsuri, cauzele defectării. Nu s-au mai prezentat condensatoarele variabile, condensatoare electrolitice profesionale cu tantal precum condensatoarele cu dielectric cu strat de barieră care au o răspândire mică în aparatura de larg consum.

2. 1. CONDENSATOARE ELECTROLITICE.

Circuitele electronice ale RR și TV utilizează un număr mare de condensatoare electrolitice, în :

- filtraj la redresoare de rețea (50 Hz ÷ 100 Hz)
- filtraj la redresoare de impulsuri de linii cu $f = 15 \text{ kHz} \div 16 \text{ kHz}$;
- decuplări în circuitele de audio frecvență;
- cuplaj din etajele finale de AF spre difuzoare;
- filtre de tip LC în incinte cu grupuri de difuzoare;
- circuite de corecție a impulsurilor;
- cuplaj din etajele finale de BV spre bobina de deflexie;
- rezervoare de energie în etaje cu consum variabil.

1. Construcția condensatoarelor electrolitice se bazează pe așa numitele metale ventil, adică pe metale ale căror oxizi conduc într-un sens iar în celălalt sens prezintă rezistență mare (strat de blocare). Aluminiul și tantalul sunt metale din această categorie, împreună cu niobiul și ... cuprul.

Condensatorul electrolitic ocupă un loc special printre condensatoare deoarece principiul său de funcționare se bazează parțial pe procese electrochimice. Pentru a înțelege proprietățile **elco** (vezi glosar) este necesară cunoașterea construcției și structurii materialelor care îl compun. Ca orice condensator, are două armături conductoare și un dielectric.

Anodul – prima armătură – este o folie de aluminiu de înaltă puritate oxidată pe ambele părți simultan printr-un proces de electroliză. Stratul de oxid de aluminiu ce se formează prin oxidare anodică electrochimică constituie **dielectricul**. Oxidul de aluminiu este un izolator aproape perfect. Grosimea dielectricului este de circa 0,0012 μm (circa o miime de micron) pentru fiecare volt de tensiune nominală a condensatorului, ($0,0012 \mu\text{m} = 1,2 \text{ nm}$). Astfel, chiar la condensatoare electrolitice de 500 V ÷ 700 V, stratul de oxid – dielectric nu depășește grosimea de 1 micron ($0,0012 \mu\text{m/V} \times 700 \text{ V} = 0,84 \mu\text{m}$). Grosimea extrem de mică a dielectricului explică parțial marea capacitate volumică a condensatorului electrolitic. La asta se adaugă și constanta dielectrică relativ mare (în jur de 10) a oxidului de aluminiu, care mărește și mai mult capacitatea. Următorul element care explică marea capacitate a elco este aceea că suprafața foliei anodice nu este netedă (ca acum 25. . 30 ani, adică în: 1979 – 25 = 1954) ci asperizată prin corodare electrochimică. Prin asperizare se mărește suprafața activă a anodului de câteva ori. Contactul terminal al anodului este o bandă sudată la folia anodului.

Catodul este o soluție chimică, un electrolit lichid care se „așterne” perfect pe toată suprafața poroasă a foliei anodice, astfel că între anod și electrolit dielectricul are aceiași

grosime. Electrolitul este deci un catod ideal situat la o distanță de zecimi de micron față de anod. Electrolitul catodic este "purat" de 2 ... 5 foițe de hârtie fără impurități. Practic, catodul este format dintr-o hârtie impregnată cu electrolit. Pentru a face contactul electric cu catodul este necesară încă o folie subțire de aluminiu de aceeași suprafață aparentă ca și folia anodică, respectiv hârtia impregnată, pusă între cele 2 folii. Acest „sandvici” este apoi răsucit sub forma unui bobinaj cilindric. Contactul terminal al catodului este o bendiță de aluminiu de câțiva milimetri sudată la folia de contact a catodului. Folia asperizată a anodului are o grosime de 60 μm la 100 μm , folia armăturii catodice poate fi mult mai subțire, de circa 10 μm . Folia armăturii catodice se oxidează în mod natural căpătând un strat subțire de oxid datorită marelui afinități a aluminiului față de oxigenul din aer. Hârtia impregnată este groasă de circa 50 la 200 microni iar electrolitul este acid boric în amestec cu hidroxid de amoniu și glicoletilenă. Împregnarea se face după bobinare.

2. Formarea. După împregnare și etanșare (cu cauciuc sau plastic) condensatorul electrolitic se supune procesului de formare supunându-l la o tensiune U_F ceva mai mare (cu 25 % la 30 %) decât tensiunea nominală. În cursul formării, perii asperizării mai „cresc” cu atât mai mult cu cât tensiunea de formare este mai mare și se îmbunătățesc proprietățile electrice ale oxidului (scade $\tan \delta$).

3. Dioda MO (Metal Oxid). Stratul de oxid anodic are proprietăți semiconductoare ilustrate în figura 1.

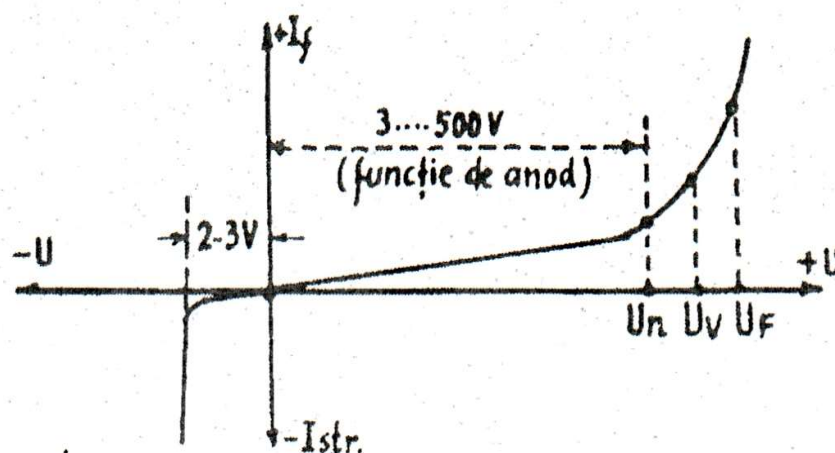


Fig. 1

Astfel, dacă se aplică tensiunea pozitivă pe anod – plusul elco (polarizare normală) : prin elco va curge un curent continuu mic – curentul de fugă – liniar crescător cam până la atingerea tensiunii nominale U_n a elco respectiv. Dacă se depășește U_n curentul prin elco începe să crească supraproportional iar apoi parabolic dacă se depășește tensiunea de vârf maxim admisă U_v . Tensiunea U_v este mai mare cu 10 % la 50 % decât U_n :

- la elco pentru $U_n > 100 \text{ V}$; $U_v = 1,1 U_n$
- la elco pentru $U_n = 20 \text{ V} \div 100 \text{ V}$; $U_v = 1,2 U_n$
- la elco pentru $U_n = 3 \text{ V la } 16 \text{ V}$; $U_v = 1,5 U_n \text{ la } 1,3 U_n$

Tensiunea de formare U_F este cu 5 % ÷ 10 % mai mare decât U_v și este nepermisă în exploatare. Dacă se depășește tensiunea de formare U_F , în elco începe un proces nou de formare însoțit de degajarea gazelor și încălzire puternică, curentul prin condensator este mare și crește aproape hiperbolic la orice creștere a tensiunii continue aplicate.

Fenomenul este asemănător cu străpungere unei diode semiconductoare polarizate invers cu mai mult de U_{RRM} (tensiunea inversă maxim admisă).

Dacă însă pe anod se aplică o tensiune negativă crescătoare (polarizare inversă a elco), condensatorul nu conduce curent până la $2\text{ V} \div 3\text{ V}$ după care începe să conducă brusc, comportându-se ca odiodă Zener. Curentul mare va produce căldură iar căldura poate stimula procese electrochimice de deteriorare a condensatorului. Comportarea elco polarizat depinde însă esențial de calitatea lui.

- Cele de mai sus arată că **stratul de oxid crescut pe folia anodică este de fapt o joncțiune metal-oxid** asemănătoare cu diodele semiconductoare de tip cuproxid folosite cândva folosite cândva pentru redresare. Joncțiunea metal-oxid este de tip *np* și explică figura 1 perfect cu precizarea că:

- polarizarea normală a condensatorului electrolitic (cu plusul la anod) corespunde polarizării inverse a joncțiunii metal-oxid (jMO) când joncțiunea este teoretic blocată iar practic curge un curent invers mic numit **curent de fugă**;

- polarizarea greșită a elco (cu minusul pe anod) corespunde polarizării directe a jMO, joncțiune ce are o tensiune de deschidere de $2\text{ V} \div 3\text{ V}$ (dependentă de gradul de oxidare naturală a foliei de contact a catodului). La peste $2\text{ V} \div 3\text{ V}$ curentul prin condensator crește brusc – dezvoltându-se multă căldură. **Dacă supratemperatura nu crește peste o anumită limită, deci dacă evacuarea căldurii este asigurată, procesele electrochimice de deteriorare a elco nu se amorsează iar condensatorul își conservă proprietățile. În concluzie, condensatorul electrolitic normal este un condensator polarizat. Funcționarea este normală atunci când pe anod (polul pozitiv) se aplică tensiunea continuă pozitivă iar minusul tensiunii continue se aplică pe catod (polul negativ).**

4. Comportarea condensatorului electrolitic polarizat la c.c. și c.a.

A. Din cele de mai sus, trebuie înțeles că regimul optim pentru un elco este polarizarea corectă și funcționarea la o tensiune continuă ceva mai mică decât tensiunea nominală U_n . În acest regim curentul de fugă este mic, încălzirea practic nulă iar durata de viață de ordinul 50.000 la 100.000 ore sau mai mult, dacă elco este plasat într-un mediu ambiant cu $T_{amb} = +20\text{ }^{\circ}\text{C}$ la $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$.

B. Este perfect normal și regimul în care tensiunea continuă aplicată corect la borne este însoțită de o tensiune alternativă (sinusoidală sau de altă formă ondulatorie) ca de pildă tensiunea de pulsație după redresare mono sau bialternanță în formă de dinte de fierăstrău (*ddf*) cu $f = 50\text{ Hz}$ sau 100 Hz , etc. Dacă alternanțele negative ale tensiunii ondulatorii (sinus, *ddf*, impulsuri) nu ating „linia de zero” cu alte cuvinte dacă condensatorul nu ajunge să fie polarizat invers, regimul lui de lucru este ca și cel de c.c. Este cazul cuplajului și decuplajului în etajele de AF de nivel, mic (figura 2a), a fitrajului după redresare (figura 2b), cuplajul înspre bobina de deflexie verticală (figura 2c), cuplaj de la etaje finale de AF spre difuzor (figura 2d) în care tensiunea continuă este tensiunea median U_M a etajului final.

În situațiile A și B avem de a face cu o „polarizare” continuă care variază din cauza componentei alternative.

- **Tensiunea alternativă sau ondulatorie care poate însoții tensiunea continuă nu aduce condensatorul în situația de a fi polarizat invers dacă tensiunea continuă are o valoare mai mare decât jumătatea valorii de amplitudine a componentei ondulatorii. Aici rezultă clar rolul prepolarizării în c.c.**

C. Condensatoarele electrolitice pot fi folosite fără prepolarizare în c.c. dacă amplitudinea tensiunii alternative nu depășește 4 V_{VV} la 5 V_{VV} adică circa $1,5\text{ V}$ eficace. În această situație, condensatorul ajunge să fie polarizat invers cu circa 2 V în timpul semialternanței negative, dar joncțiunea metal – oxid a anodului nu intră încă în conducție directă. Condensatorul opune trecerii curentului alternativ reactanța sa capacitivă, fără să se dezvolte multă căldură și fără a avea loc procese chimice ireversibile.

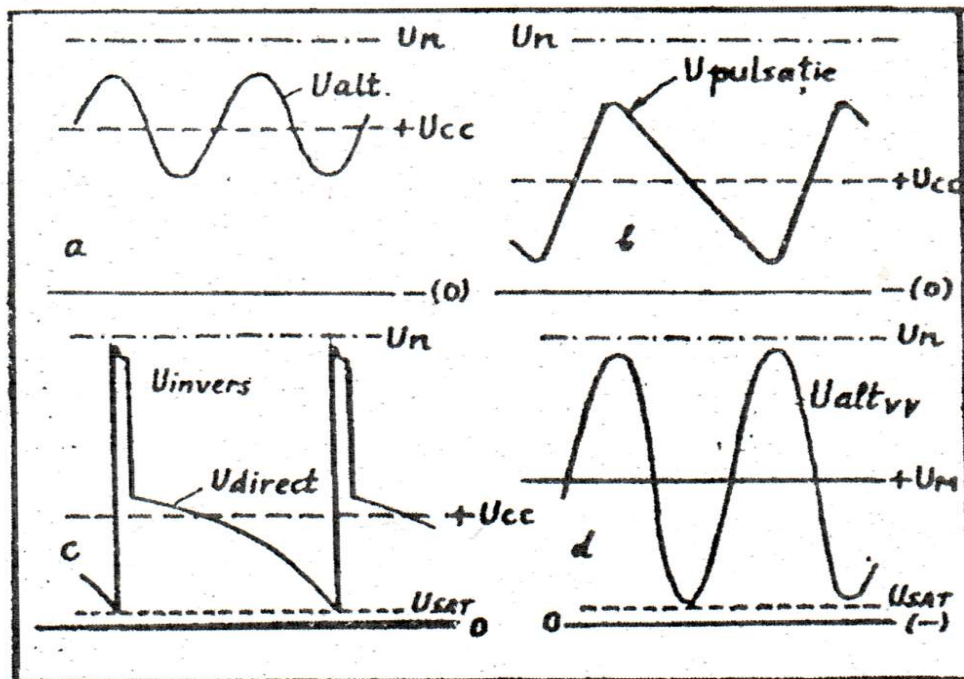


Fig. 2

D. Condensatorul electrolitic este folosit fără prepolarizare cu tensiune continuă, la tensiuni alternative mari sau lucrează în circuite cu polarizare continuă dar cu componentă alternativă ce depășește nivelul polarizării în curent continuu. În aceste situații, la fiecare semialternanță negativă condensatorul este polarizat invers, intră într-un regim de străpungere în care curentul este limitat doar de către circuitul exterior. La tensiuni alternative de frecvență joasă (20 Hz la 50 Hz) durata coducției directe a jMO este mare iar cantitatea de căldură ce se dezvoltă este mare.

Prin polarizare inversă continuă sau alternativă se declanșează procese **electrochimice care produc pe folia de aluminiu a catodului un strat de oxid dielectric care îngroșându-se provoacă în cel mai fericit caz scăderea capacității elco în timp. În cele mai multe cazuri însă oxidarea are loc cu degajare de gaze și consum mare de energie. Condensatorul se poate distruge în scurt timp prin scurtcircuitare directă sau explozie.**

Dealtfel condensatoarele electrolitice polarizate se prezintă ca două diode Zener conectate în antifază (figura 3a) și sub aspect pur alternativ ca două capacități C_A (a anodului) și C_K (a foliei catodului), conectate în serie cu rezistența ohmică a electrolitului (R_{EL}). O tensiune alternativă aplicată condensatorului se divide invers proporțional cu capacitățile C_A și C_K , mult inegale între ele :

$$U_A / U_K = C_K / C_A \quad \text{și} \quad U_A + U_K = U_{\sim}$$

În afara curentului alternativ proporțional cu $U_{\sim}$ apare (ia naștere) în mod nedorit (și periculos) prin elco și un curent continuu invers datorat efectului de redresare al joncțiunii MO (*j. Metal Oxid*). Curentul continuu invers face o polarizare inversă a catodului și provoacă procesul electrochimic de oxidare a catodului urmată de degradarea condensatorului.

Remedii la aceasta :

I. Conectarea în serie cu condensatorul electrolitic a unui condensator care **să blocheze componenta continuă**. Acest condensator de blocare poate fi tot un condensator electrolitic conectat în antifază (ambii anodi sau ambii catodi conectați împreună). În acest fel, curentul

continuu „produs” de anodul unui condensator se anulează reciproc cu curentul continuu produs de anodul celuilalt condensator, evitându-se „formarea” falsă a catodului.

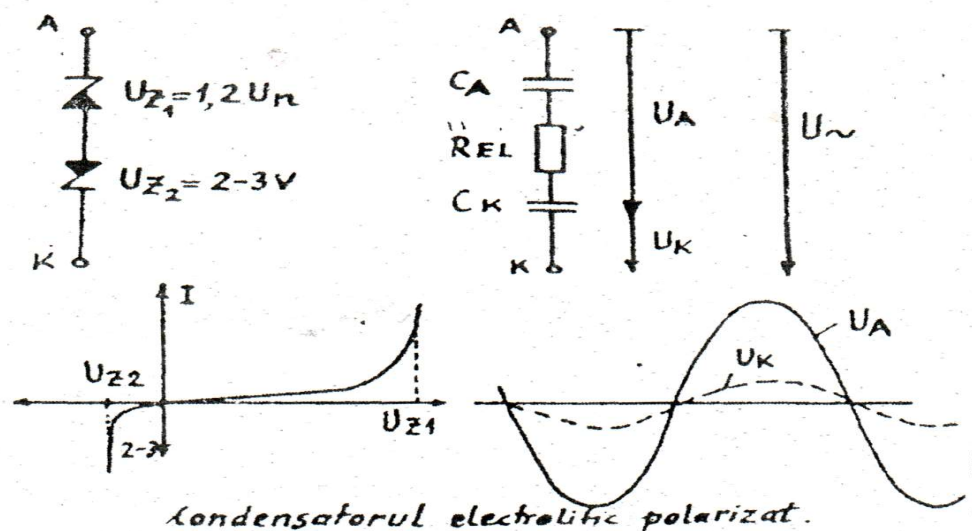


Fig. 3

II. Folosirea condensatoarelor electrolitice nepolarizate, sau bipolare, în care folia de contact a catodului este înlocuită cu o folie asperizată și oxidată ca și folia anodică, având capacitatea egală ($C_A = C_K$). O astfel de construcție are caracteristici electrice „simetrice”. Condensatorul bipolar poate fi folosit la tensiune continuă indiferent de polaritatea aplicată sau la tensiune alternativă pură (fără polarizare). Având însă de fapt două capacități conectate în serie, capacitatea rezultată este pe jumătate, astfel că condensatoarele electrolitice bipolare sunt cam de două ori mai voluminoase decât un electrolitic obișnuit (polar) de aceeași capacitate și de tensiune nominală de 3 ori mai mare. Exemplu este condensatorul electrolitic bipolar de $5,3 \mu F$ și $250 V$ c.a. (circa $700 V$ c.c.) folosit în circuitul de filamente la TV din seria H2.

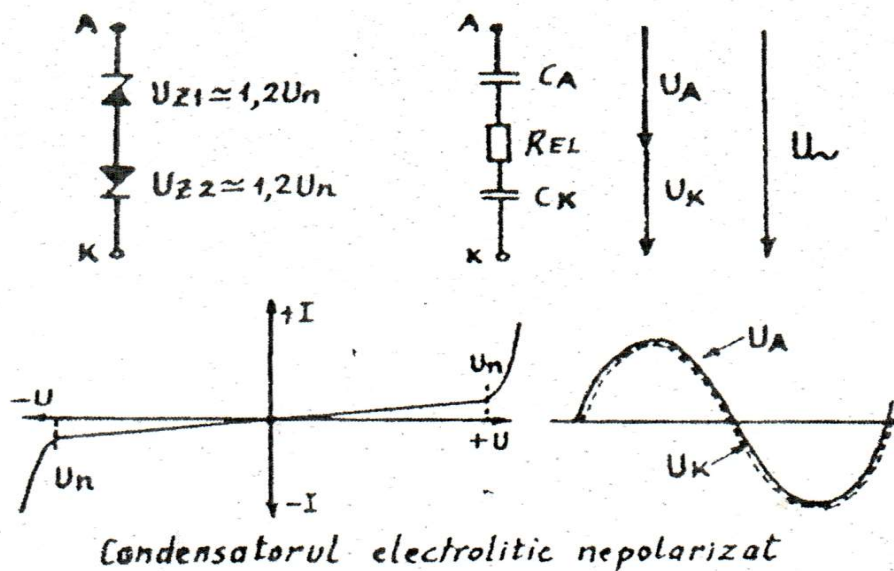


Fig. 4

III. Într-o variantă constructivă recentă (și puțin cunoscută) se fabrică condensatoare electrolitice polarizate (cuplus și minus) destinate folosirii la tensiune alternativă fără prepolarizare cu tensiune continuă, pentru filtre LC de joasă frecvență din incinte acustice cumai multedifuzoare. La aceste elco folia neasperizată a catodului este astfel tratată încât prezintă proprietăți de blocare până la o tensiune de 10 la 15 V (în loc de 2 la 3 V) **foarte puțin oxidată electrochimic.** Astfel se evită degradarea catodului prin falsă formare datorită curentului redresat de jMO. Aceste elco au un grad de asperizare mai mic – implicit suprafața S mai mare a foliilor și rezistență ($R_{SI} = 1/S$) mai mică a electroliticului, un electrolit mai conductiv (prin compoziție) ceea ce determină o valoare micșorată a rezistenței echivalente de pierderi a condensatorului. Se obține un $\tan\delta$ de ordinul $0,01 \div 0,03$ la condensatoare de $2 \dots 10 \mu F$ la $U_n = 40 \dots 63 V$. Totuși, pentru asigurarea fiabilității în timp, nici la aceste condensatoare nu se admite ca tensiunea alternativă vârf-vârf să depășească tensiunea nominală a condensatorului. Domeniul de frecvență : $20 Hz \div 100 kHz$.



5. Parametrii principali ai condensatoarelor electrolitice.

1. Capacitatea nominală este valoarea marcată pe condensator. Capacitatea reală a condensatoarelor electrolitice poate fi diferită de capacitatea nominală în limitele toleranței indicate pe condensator sau în catalog. Toleranțele uzuale la condensatoarele de larg consum pot fi cuprinse între: $- 20\%$ și $+ 100\%$ față de capacitatea nominală. Astfel un elco cu capacitatea nominală de $100 \mu F$ cu $- 20\% \dots + 100\%$ poate avea capacitatea cuprinsă între $80 \mu F$ și $200 \mu F$.

Domenii de toleranță uzuale : $- 20\% \dots + 50\%$; $- 10\% \dots + 50\%$; $- 10\% \dots + 20\%$; $0 \dots + 100\%$. La elco profesionale toleranțele sunt mai mici ($\pm 20\%$).

Capacitatea oricărui elco variază cu temperatura : la scăderea temperaturii crește viscozitatea și implicit rezistența electroliticului, astfel că la $- 20^\circ C$ capacitatea reală scade cu $10\% \div 15\%$ iar la creșterea temperaturii spre $+ 50^\circ C$ la $60^\circ C$, capacitatea crește cu 5% la 10% .

Domeniu de toleranță mare înseamnă că folia este puternic asperizată și ca urmare capacitatea specifică $\mu F/cm^2$ de folie sau $\mu F/cm^3$ de volum, este mare.

2. Tensiunea nominală U_n este tensiunea continuă pentru care condensatorul este fabricat. Condensatorul poate fi folosit la o tensiune cel mult egală cu U_n timp nelimitat. Nu este admisă depășirea tensiunii nominale U_n indiferent de modificarea condițiilor de exploatare ca de exemplu: supratensiuni de rețea, scăderea consumului general, câmpul de toleranță al pieselor pasive din circuit, rapoarte de transformare greșite sau modificate, creșterea temperaturii ambiante peste $40^\circ C$ sau alte cauze.

Dacă elco este folosit la temperaturi ambiante (locale) de peste $40^\circ C$ este necesară reducerea tensiunii continue maxime ce poate apărea în circuit.

3. Tensiunea de vârf, U_v . Este mai mare decât U_n , în general cu 10% și doar la elco de tensiune mică ($3 V$ la $15 V$) cu $15\% \div 25\%$ mai mare decât U_n . Tensiunea de vârf este tensiunea cea mai mare admisă pentru scurt timp (1 minut) de cel mult 5 ori pe oră.

4. Temperatura maximă este temperatura punctului cel mai cald al suprafeței exterioare a condensatorului. Tot așa se indică și **temperatura minimă** la care electroliticul mai poate funcționa. Temperatura minimă se referă nu la mediul ambiant ci la punctul cel mai rece al suprafeței exterioare.

5. Gama de temperaturi indicată în cataloage în grade Celsius, se referă la temperatura ambiantă în care poate funcționa condensatorul. Condensatoarele electrolitice pentru radioelectronica de larg consum au domeniul admis de temperaturi cuprinse între $- 20^\circ C$ și $+ 70^\circ C$ (recomandabile din motive de fiabilitate până la $+ 55^\circ C$). Elco profesionale pot lucra la

temperaturi cuprinse între $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ și $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$, foarte rar între $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ și $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$ la cele cu utilizare specială.

La temperatura maximă admisă condensatorul poate fi folosit numai la tensiune continuă „pură”. În cazul că tensiunea continuă „poartă” și o componentă alternativă sinusoidală sau ondulatorie periodică, componentă care produce încălzirea condensatorului, este necesară reducerea tensiunii maxime care solicită condensatorul cu atât mai mult cu cât temperatura ambiantă este mai ridicată. Reducerea tensiunii maxime se face după tabelul de mai jos valabil pentru condensatoare electrolitice cu capsulă metalică.

Temperatura ambiantă	Tensiunea maxim admisă	Temperatura maximă a elco
$+40\text{ }^{\circ}\text{C}$	U_n	$+50\text{ }^{\circ}\text{C}$
$+50\text{ }^{\circ}\text{C}$	$0,9 U_n$	$+58\text{ }^{\circ}\text{C}$
$+60\text{ }^{\circ}\text{C}$	$0,75 U_n$	$+67\text{ }^{\circ}\text{C}$
$+70\text{ }^{\circ}\text{C}$	$0,6 U_n$	$+75\text{ }^{\circ}\text{C}$

6. **Tangenta unghiului de pierderi ($\text{tg}\delta$)** este raportul dintre pierderile de putere activă și puterea reactivă a condensatorului, pentru o tensiune sinusoidală de o anumită frecvență (50 Hz sau 100 Hz), măsurată la temperatura standard de $+20\text{ }^{\circ}\text{C}$. Este de fapt raportul dintre rezistența echivalentă serie și reactanța capacitivă a condensatorului și reflectă direct calitatea condensatorului. Valoarea $\text{tg}\delta$ poate fi cuprinsă între 1 % și 40 % adică, 0,01 . . . 0,4. Cele mai bune elco au $\text{tg}\delta$ de ordinul a 0,01 . . . 0,05 iar cele destinate bunurilor de consum au valori cuprinse între 0,15 și 0,4 ceea ce asigură funcționarea perfectă în majoritatea circuitelor din RR și TV.

Tangenta δ este mare la elco de tensiune mică și mică la elco de 300 V la 400 V, așa cum se vede din tabelul de mai jos, unde sunt date valorile maxime măsurate la $f = 50\text{ Hz}$ și la $f = 100\text{ Hz}$, pentru condensatoarele electrolitice obișnuite. Puterea activă din elco produce căldură,

Tens.nominală a elco	3 V	6 V	10 V	25 V	40 V	63 V	350 V	U_n
Tangenta unghiului δ	0,30	0,25	0,20	0,16	0,14	0,12	0,10	la 50 Hz
Tangenta unghiului δ	0,45	0,37	0,30	0,24	0,20	0,18	0,15	la 100 Hz

temperatura internă crește dar prin creșterea temperaturii tangenta scade ceea ce are ca efect „înhibarea” procesului aparent de ambalare al condensatorului electrolitic. Pentru a ilustra variația $\text{tg}\delta$ deci a puterii active pe care o dezvoltă elco în funcționare în funcție de temperatură și frecvență se prezintă în figura 5 curbele tipice din care se vede atât evoluția calitativă cât și cea cantitativă a $\text{tg}\delta$. Din figura 5 se vede de pildă că un elco de calitate obișnuită care are la $f=100\text{ Hz}$ și $T=+20\text{ }^{\circ}\text{C}$ $\text{tg}\delta = 0,18$ va avea la 1 kHz, $\text{tg}\delta$ de circa 0,43 iar la frecvența de 10 kHz va avea $\text{tg}\delta$ de circa 0,85.

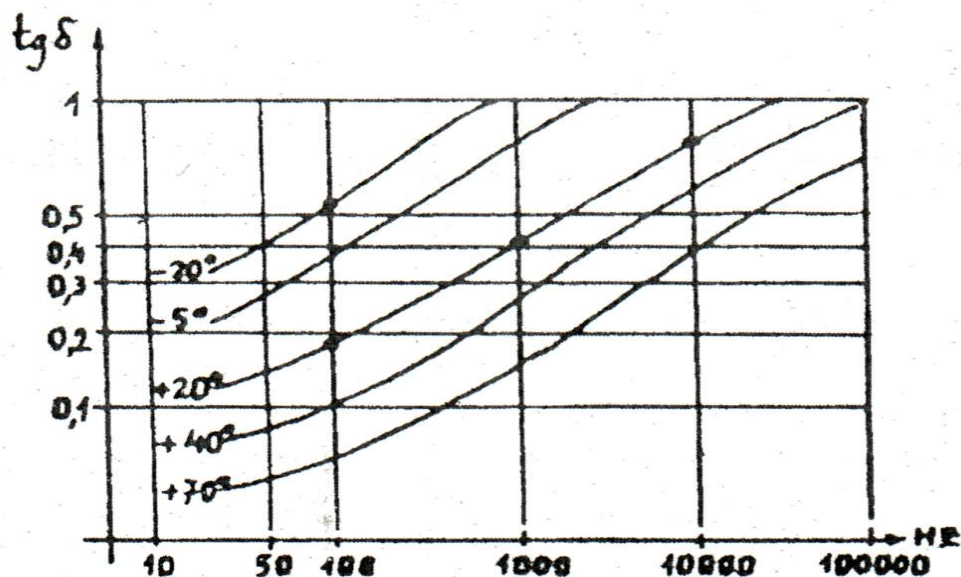


Fig. 5

Prin urmare $\text{tg}\delta$ crește puternic cu frecvența, ceea ce are ca efect mărirea pierderilor și încălzirea întregului condensator. La $T = -20^\circ\text{C}$ și $f = 100\text{ Hz}$ același condensator va avea deja $\text{tg}\delta = 0,52$!!!

7. Curentul de fugă I_f . Ca urmare a proprietăților speciale ale dielectricului oxidic, prin condensator curge un curent rezidual mic (de ordinul microamperilor) asemănător cu I_{CB0} la tranzistoare sau curentul invers la diode. Curentul de fugă este oglinda calității dielectricului și în principiu a calității condensatorului.

Curentul de fugă este mare la conectarea condensatorului și scade aproape exponențial atingând după $20 \div 30$ minute un nivel constant așa cum se vede din figura 6a. În funcție de temperatură curentul de fugă crește rapid (figura 6b).

Valoarea absolută a curentului de fugă depinde de capacitatea C_n și de tensiunea nominală U_n a condensatorului electrolitic, putând fi preliminar cu ajutorul unei formule dată în catalog pentru fiecare tip constructiv de condensator :

$$I_f \leq K \times C_n \times U_n (\mu\text{A})$$

De exemplu pentru condensatoarele electrolitice din seria EG51.00 curentul de fugă este dat de relația:

$$I_f \leq 0,08 \times C_n \times U_n \quad \text{sau } 5 \mu\text{A} \text{ (cea mai mare din cele 2 valori).}$$

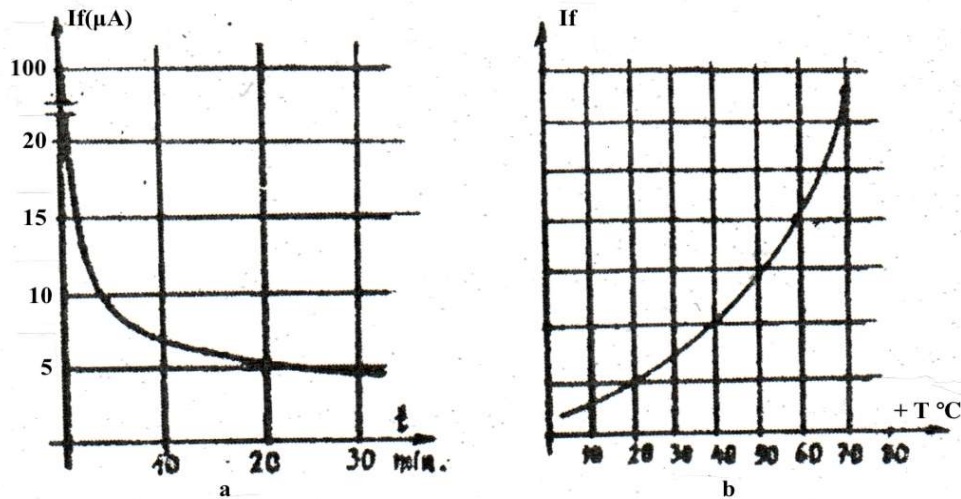


Fig. 6

Pentru alte tipuri constructive de condensatoare curentul de fugă este dat în tabelul de mai jos. La măsurarea I_f se va ține seama de încărcarea elco : (la conectare, condensatorul se încarcă cu un curent foarte mare, de zeci sau sute de mA) și doar după 30 secunde se poate citi curentul de fugă. Acest curent va scădea apoi în decurs de 30 minute stabilizându-se la nivelul real care este cam de 10 ori mai mic decât curentul de fugă citit la 30 secunde.

Familia de elco	Curentul de fugă I_f
EG52.00	$0,03 \times C_n \times U_n + 20 \mu A$ [μA]
EG61.00	$0,02 \times C_n \times U_n + 20 \mu A$ [μA]
EG62.00	$0,03 \times C_n \times U_n + 10 \mu A$ [μA]
EG73.00	$0,03 \times C_n \times U_n + 20 \mu A$ [μA]
EG24.00	$0,05 \times C_n \times U_n + 20 \mu A$ [μA]

De pildă un elco EG62.44 de 1.000 μF / 16 V are curentul de fugă maxim admis:

$$I_f = 0,03 \times 1000 \times 16 + 20 = 500 \mu A !$$

Acest curent pare foarte mare (0,5 mA). De fapt este curentul de fugă limită (superioară) admis pentru cel mai slab condensator încă utilizabil. În realitate curentul de fugă este mult mai mic; de obicei are valoarea de 1 μA . . . 5 μA chiar la condensatoarele de capacitate mare (4.700 μF /25V).

8. Rezistența echivalentă serie R_{ESR} .

Este componenta ohmică (rezistivă) a circuitului echivalent serie a condensatorului electrolitic (vezi *Glosar pentru ESR*). Legătura dintre $\tan \delta$ și R_{ESR} este dată de relația :

$$R_{ESR} = \frac{\tan \delta}{2 \pi f C_r} \quad \text{unde } C_r = \text{capacitatea serie,}$$

Schema electrică simplificată care reflectă cel mai bine proprietățile electrice ale condensatorului este arătată în figura 8. Aici, elementele R, C, L din schema echivalentă au o semnificație fizică reală, astfel:

a) L_s – inductanța serie, este inductanța proprie a condensatorului determinată de inducția terminalelor (circa 1 nH/cm de conexiune) și datorită construcției bobinate. Astfel, în condensator se naște un câmp magnetic intern în dielectricul condensatorului unde liniile câmpului electric sunt înconjurate de liniile câmpului magnetic.

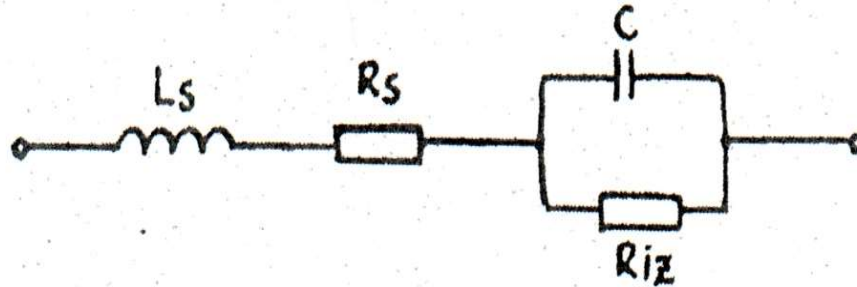


Fig. 8

b) R_s – rezistența serie, datorată rezistenței terminalelor, a foliilor și a electroliticului și este foarte apropiată ca valoare de R_{ESR} .

c) C – capacitatea condensatorului electrolitic,

d) R_{iz} – rezistența de izolație a dielectricului (care electric este conectată între cele 2 armături ale capacității C , determinând descărcarea condensatorului).

Știind că $R_{iz} \gg R_s$, la frecvența $f \ll f_{\text{rezonanță}}$ (determinată de L_s și C), factorul de pierderi poate fi exprimat prin formula :

$$\text{tg} \delta = \frac{1}{2 \pi f C R_{iz}} + 2 \pi f C R_s \quad \text{unde } R_s \approx R_{ESR}$$

Ca urmare, la frecvențe mici (sub 1 kHz) pierderile sunt determinate de primul factor iar la frecvențe mai mari (peste 1 kHz) de către al doilea factor. Deci la frecvențe mai mari:

$$\text{tg} \delta \approx 2 \pi f C R_{ESR}$$

Valorile uzuale ale rezistenței echivalente serie sunt date în tabelul de mai jos, ca produs $C_n \times R_{ESR}$; pentru a afla pe R_{ESR} se împarte cifra din tabel la mărimea condensatorului (exprimată în μF).

Tensiunea U_n	3	6,3	10	16	25	40	63	350	[V]
La $f=50$ Hz; ESR	960	800	640	540	460	410	350	410	$\Omega \times \mu\text{F}$
La $f=100\text{Hz}$; ESR	720	590	480	400	350	320	250	320	$\Omega \times \mu\text{F}$

De exemplu pentru un $C = 100 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$; $R_{ESR} = 540 / 100 \approx 5 \Omega$ (pe verticala $U_n = 16 \text{ V}$ și $f = 50 \text{ Hz}$, găsim produsul $C \times R_{ESR}$ egal cu 540. Se deduce valoarea lui $R_{ESR} = 5,4 \Omega \approx 5 \Omega$).

9. Impedanța condensatoarelor electrolitice.

Se compune din conectarea în serie a reactanței capacitive : $1/\omega C$, a rezistenței ohmice R_s (a electroliticului, terminalele și foliilor), a reactanței inductive ωL a inductanței bobinajului și a terminalelor ca în formula de mai jos :

$$Z_C \approx R_{ESR} + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C}$$

În figura 9 se arată variația impedanței unui elco de $10 \mu\text{F} / 40 \text{ V}$ cu frecvența și cu temperatura (temperatura joasă crește puternic pe R_{ESR}).

După cum ușor se poate citi din familia de curbe din figura 9, impedanța unui condensator electrolitic poate avea valori mari, mergând până la câteva sute de ohmi, mai ales la frecvențe joase și la rece ($0^\circ\text{C} \dots -25^\circ\text{C}$). Aceasta explică proasta funcționare a aparatului de radio la temperaturi scăzute. Pe de altă parte la frecvențe ridicate condensatorul electrolitic prezintă un efect inductiv important : de exemplu la $f = 10^5 \text{ Hz}$ (100 kHz) un elco de $10 \mu\text{F}$ prezintă o impedanță de $4 \Omega \dots 25 \Omega$ ceea ce este foarte mult. Pentru a compensa efectul inductiv al condensatoarelor se practică „decuplarea” suplimentară cu condensatoare complet neinductive conectându-se în paralel cu elco un condensator ceramic plachetă de $5 \text{ nF} \dots 50 \text{ nF}$. Mai ales la condensatoare electrolitice de valoare mică ($0,5 \dots 5 \mu\text{F}$), impedanța (datorată inductanței) este importantă ajungând la $1 \text{ k}\Omega$ când frecvența $f = 100 \text{ Hz}$ și $T = 0^\circ\text{C} \dots +50^\circ\text{C}$. Apare un minim de impedanță elco pe la $5 \text{ MHz} \dots 10 \text{ MHz}$, după care componenta inductivă devine preponderentă și foarte dăunătoare în circuite.

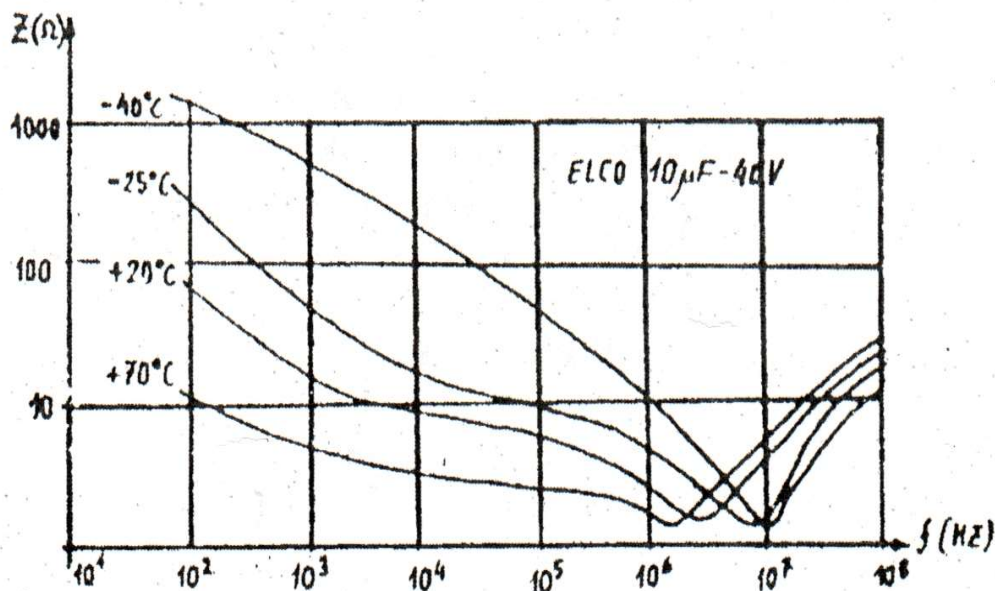


Fig. 9

10. Comportare la comutație.

Descărcarea bruscă a condensatoarelor este însoțită de curenți mari de comutație. Procesele electromagnetice din folia anodică și dielectric conduc la **reducerea treptată a capacității condensatorului**, reducere ce merge uneori până la 30% la 50 %.

Prin construcție și tehnologie, un elco normal suportă 10^5 descărcări cu o scădere de cel mult 20 % a capacității. La electroliticii profesionali scăderea capacității este de ordinul 5 % . . . 10 % după 10^6 descărcări (de exemplu la elco utilizate în fotoflashuri).

11. Depozitarea condensatoarelor electrolitice.

Stocarea elco se face întotdeauna fără tensiune aplicată la borne. Dacă timpul de nefolosire este îndelungat (de exemplu ani de zile), mai ales la temperaturi mai mari de stocare, stratul dielectric de oxid este atacat treptat de către electrolit. Deoarece fără tensiune nu avem curent de fugă care să ducă ionii de oxigen spre anod, nu poate avea loc un proces de regenerare a stratului de oxid. Aceasta are ca efect **necesitatea de a forma din nou condensatorul** deoarece la aplicarea tensiunii continue pe condensator curentul de fugă este mare, depășind eventual norma admisă. Prin **aplicarea tensiunii nominale** se instalează procesul de formare (de refacere) a oxidului dielectric. Condensatorul redevine utilizabil practic după una oră de formare (menținere la tensiunea U_n).

Dacă durata stocării nu depășește 12 luni, fiabilitatea condensatorului în general nu este afectată chiar dacă reformarea nu se face. Gradul de deteriorare a oxidului se apreciază după curentul de fugă al elco, care dacă este de 50 . . . 100 ori mai mare decât **cel real uzual** al condensatorului trebuie din nou format (1 oră) la tensiunea nominală. Dacă elco este pus în aparat neformat el se va forma la tensiunea continuă la care este alimentat. Eventualele tensiuni alternative suprapuse peste tensiunea continuă (pulsatie, audiofrecvență sau impulsuri) vor provoca încălzirea condensatorului și eventual deteriorarea acestuia prin străpungere.

12. Fiabilitatea și criteriile de cădere (defectare) a condensatoarelor electrolitice.

Temperatura ambiantă mare, temperatura mare a corpului elco, depășirea tensiunii nominale, depășirea curentului alternativ, ondulatoriu sau pulsatoriu admis, funcționarea în medii foarte umede, pierderea etanșeității, uscarea electrolitului și alte cauze pot provoca defectarea condensatorului electrolitic.

Defecte ascunse de fabricație datorate purității insuficiente a materialelor folosite sau nerespectarea tehnologiilor exact prescrise pot provoca după un timp mai îndelungat sau chiar mai scurt **defectarea catastrofică** (întrerupere, scurtcircuitarea sau scăderea gravă a rezistenței de izolație a condensatorului însoțită de creșterea curentului de fugă) sau **defectarea necatastrofică** prin ieșirea condensatorului din limitele toleranței a capacității, creșterea $\tan \delta$, I_f).

- În principiu, durata de viață a elco este cu atât mai mare cu cât temperatura ambiantă la care lucrează condensatorul este mai mică. La temperaturi ambiante de peste 40 °C, durata de viață scade la jumătate pentru fiecare creștere de 7 °C a temperaturii ambiante, ceea ce înseamnă că la 70 °C un elco va avea durata de viață de 15 . . . 20 ori mai scurtă sau, în linii mari fiabilitatea scade de 15 . . . 20 ori.

- Privind tensiunea de lucru : cu cât elco lucrează la o tensiune de serviciu mai mică față de tensiunea nominală, este de așteptat o durată de viață mare. Folosirea elco la o tensiune mai mică de $0,1U_n$ poate însă deteriora dielectricul și deci condensatorul.

Practica arată că la condensatoarele electrolitice de calitate standard folosite în radio electronica de larg consum, probabilitatea defectării este de ordinul a 3 % . . . 10 % în

cursul duratei de viață normale de 10.000 ore, după care probabilitatea defectării crește după o curbă supraproportională ajungând la 10 % ... 20 % la 15.000 ... 20.000 ore de funcționare.

Fiabilitatea este exprimată prin rata de căderi, λ , pe unitatea de timp și este indicată uneori în cataloage :

$$\lambda = 1 \times 10^{-5} / \text{h} \dots 1 \times 10^{-6} / \text{h} \quad (\text{h} = \text{oră})$$

Această cifră rezultă din încercări făcute pe un număr mare de piese timp de 1.000 ore și înregistrându-se numărul pieselor „căzute” și momentul căderii. Astfel de pildă, dacă la un lot $N = 10.000$ piese, supuse la încercare timp de $t = 1.000$ ore se defectează $n = 100$ piese avem :

$$\lambda = \frac{n}{N \times t} = \frac{10^2}{10^4 \times 10^3} = 1 \times 10^{-5} / \text{h}$$

• La condensatoare electrolitice destinate aparaturii profesionale (industrie, radiocomunicații) procentajul uzual de căderi se situează la 3% ... 10 % pentru 100.000 ore de funcționare, respectiv 0,3 % ... 1% la 10.000 ore ceea ce corespunde unui coeficient $\lambda = 1 \times 10^{-6} \dots 0,3 \times 10^{-6} / \text{h}$.

Criteriile de defectare necatastrofică se referă în principal la :

- 1) scăderea capacității cu 30 % la 50 % față de toleranța minimă admisă, sau creșterea capacității cu 50 % peste toleranța maximă ;
- 2) creșterea valorii impedanței de 3 ori față de valoarea tipică ;
- 3) creșterea $\text{tg} \delta$ la dublu față de valoarea inițială ;
- 4) creșterea curentului de fugă peste valoarea prescrisă pentru condensatorul respectiv, măsurată la tensiunea nominală U_n .

Depășirea unuia sau chiar a mai multor parametri de mai sus nu provoacă neaparat defectarea aparatului în care condensatorul este folosit ; efectul depinde de schema electrică a circuitului.

✱

Condensatoarele electrolitice pot fi atacate și rapid deteriorate de unele substanțe chimice folosite la spălare, predecapare sau băi de cositorire, cum sunt:

- triclorfluretan (Freon, Kaltron, Frigene)
- tricloretilenă
- triclorețan (chlorothene, Wacker 3x1, etc.)
- tetra cloretilenă (Per)
- clorură de metilen
- cloroform

Pentru curățarea și spălarea circuitelor imprimate care „poartă” componente electronice se recomandă folosirea următoarelor substanțe chimice :

- metanol
- etanol (spirt)
- propanol, izopropanol, izobutanol și eter.

Substanțele nocive enumerate pătrund ușor în interiorul elco, strică etanșarea, provoacă alterarea electroliticului și inițiază procese chimice destructive cu urmări ireversibile.

2. 2. UTILIZAREA CONDENSATOARELOR ELECTROLITICE ÎN AF.

(Adică acolo unde elco este supus la tensiune alternativă și ca urmare este străbătut de curenți alternativi mari). Curentul alternativ încălzește condensatorul cu atât mai mult cu cât pierderile dielectrice ale elco sunt mai mari. Se poate spune că încălzirea condensatorului străbătut de curenți alternativi de audiofrecvență (30 Hz la 20 000 Hz) este proporțională cu amplitudinea vârf – vârf a curentului și $\text{tg}\delta$. Proporționalitatea este liniară cu rezistența echivalentă serie și pătratică cu curentul alternativ eficace prin condensator :

$$\Delta T^0 = K_1 \times R_{ESR} \times K_2 \times I_{ef}^2$$

În principiu, condensatoarele electrolitice polarizate folosite pentru cuplaj cu difuzorul sau filtrele LC din grupurile de difuzoare (boxe sau incinte de AF) trebuie să aibă pierderi cât mai mici, deci $\text{tg}\delta$ minimal.

Unele firme, de exemplu Siemens fabrică pentru acest domeniu de utilizare condensatoare cu specificația „Utilizabil la curenți alternativi fără prepolarizare în curent continuu” conform standardelor DIN 41237 și 41328.

Condensatoarele electrolitice cu $\text{tg}\delta$ mare adică peste 0,3 încărcate la limită se încălzesc, se produce gaz în interior, gazele favorizează procese electrochimice ireversibile în condensator, scade capacitatea, crește rezistența serie și deci $\text{tg}\delta$ are loc un proces de ambalare termică care distruge condensatorul și imediat etajul final. Tehnologic și constructiv, condensatoarele electrolitice pentru încărcare în alternativ se obțin cu folii mai puțin asperizate, cu capacitate specifică mică deci cu suprafață mare a foliei (mai scumpe) și ca urmare cu rezistență serie mai mică, la care $\text{tg}\delta$ se obțin de ordinul 0,1 la 0,2 (și chiar sub 0,1).

La orice elco obișnuit ($\text{tg}\delta = 0,15 \div 0,3$) folosit în AF, la curenți alternativi este necesar ca nivelul tensiunii alternative vârf – vârf să fie de 1,5 . . . 2 ori mai mic față de tensiunea nominală a condensatorului. Cu alte cuvinte, se alege întotdeauna un elco de tensiune mai mare decât tensiunea vârf – vârf aplicată difuzorului, dacă economic este posibil, de 1,5 . . . 2 ori mai mare. Curentul alternativ prin elco nu va depăși în nici un caz valoarea specificată de fabricant.

Exemple :

a) La un etaj final complementar cuplat prin elco la difuzor, cu $U_{ALIM} = 13 \text{ V}$, $R_{dif} = 8 \Omega$, tensiunea alternativă vârf – vârf la putere maximă se apropie de 12 V, deci $U_{alt\ v\ v} = 12 \text{ V}$ iar valoarea eficace este de $12 / \sqrt{2}$ adică 4,28 V_{ef}. Această tensiune forțează prin condensator un curent eficace de $4,28 \text{ V} / 8 \Omega = 0,53 \text{ A}$ la puterea maximă de ieșire, respectiv un curent de circa 1,5 A_{v\ v}, care se determină simplu : $I_{v\ v} = U_{v\ v} / R_{dif}$.

Puterea de ieșire maximă va fi :

$$P_{ieș} = U \times I = U_{ef} \frac{U_{ef}}{R_{dif}} = \frac{U_{ef}^2}{R_{dif}}$$

Electroliticul de cuplaj trebuie să suporte un curent alternativ eficace de 530 mA, specificat în catalog ca „curent ondulatoriu” (ripple curent). De asemenea, elco trebuie să aibă o tensiune nominal mai mare de 12 V_{v\ v}, adică 16 V sau mai bine 25 V, cu toate că tensiunea continuă a punctului median este doar jumătate din U_{ALIM} adică circa 6,5 V,

b) La un AAF de 30 W cu $R_{dif} = 8 \Omega$ și $U_{ALIM} = 48 \text{ V}$ la P_{max} tensiunea de AF ce se aplică elco poate atinge 43 V_{v\ v} la 45 V_{v\ v}, condensatorul de cuplaj va fi de 50 V sau 63 V construit pentru $I_{ef} = 2 \text{ A}$. Cu formulele de mai jos se pot calcula $U_{alt\ v\ v}$ și I_{ef} :

$$U_{alt\ v\ v} = 2,82 \times \sqrt{(P_{ieș} \times R_{dif})} \text{ și } I_{ef} = U_{alt\ v\ v} / (2,82 \times R_{dif}) .$$

În cazul de mai sus :

$$U_{alt\,vv} = 2,82 \times \sqrt{(30 \times 8)} = 43,68 \text{ V}_{vv} \text{ respectiv } I_{ef} = 1.93 \text{ A.}$$

• Orice elco folosit în c.a. nu poate fi „încărcat” cu o tensiune alternativă vârf – vârf mai mare decât tensiunea nominală a condensatorului iar $\text{tg}\delta$ trebuie să fie cât mai mică (deci condensator de calitate). Această limitare este importantă mai ales la frecvențe joase unde R_{ESR} este mare.

• La frecvențe audio înalte (3 kHz la 20kHz) rezistența serie este ceva mai mică dar crește tare $\text{tg}\delta$ (deci elco se încălzește și din cauza frecvențelor înalte), calitatea elco se apreciază comandând amplificatorul cu $f = 15 \text{ kHz}$ la puterea maximă și măsurând încălzirea condensatorului. Temperatura corpului elco nu trebuie să depășească cu mai mult de 5°C la 8°C temperatura ambiantă. Temperatura ambiantă maxim admisă este cuprinsă între -20°C și $+60^\circ\text{C}$.

• Condensatoarele electrolitice pentru încărcare în alternativ (în AF) trebuie să aibă terminalele sudate la folie și nu simplu broșate sau cu contact realizat prin presare. Și calitatea sudurii este un criteriu de apreciere a calității fabricației unui elco.

• Curentul alternativ maxim nu trebuie să depășească valoarea specificată de fabricant (sub formă de curent alternativ eficace), chiar dacă tensiunea alternativă vârf – vârf aplicată condensatorului este de 2 . . . 3 ori mai mică decât tensiunea continuă nominală a condensatorului. Astfel dacă elco admite 300 mA curent ondulatoriu (**ripple**), curentul vârf – vârf maxim nu trebuie să depășească $0,3 \times 2 \sqrt{2} = 0,85 \text{ A}_{vv}$.

– Ca regulă generală, cu cât tensiunea nominală a condensatorului electrolitic este mai mare cu atât curentul alternativ sau ondulatoriu admis este mai mare. Se dă mai jos un tabel cu valori admise de curent alternativ în practică, la elco la diferite tensiuni și de diferite valori (elco de larg consum, încapsulate în metal).

La elco încapsulate în plastic, curentul alternativ admis este cam la jumătate din cel indicat în tabel din cauza evacuării dificile a căldurii dezvoltate în elco. Tabelul este valabil pentru elco cu terminale sudate.

Capacitate [μF]	3 [V]	6 [V]	10 [V]	16 [V]	25 [V]	40 [V]	63 [V]	100 [V]	350 [V]	Unom
	0,4	0,35	0,3	0,25	0,22	0,20	0,17	0,16	0,15	$\text{tg}\delta$
47	40	55	65	90	100	110	150	200	300	[mA]
100	80	110	120	140	155	180	270	320	500	[mA]
200	160	175	200	270	300	370	520	640	850	[mA]
470	240	270	370	460	520	640	850	1.000	–	[mA]
680	320	360	470	540	640	800	1.200	–	–	[mA]
1000	400	580	580	640	850	1.050	1.600	–	–	[mA]
1500	600	680	770	850	1.050	1.250	1.800	–	–	[mA]
2200	800	900	1.000	1.150	1.300	1.600	2.200	–	–	[mA]
4700	1.400	1.600	2.000	2.300	2.500	3.000	4.000	–	–	[mA]

Factorul de pierderi $\text{tg}\delta$ indicat în acest tabel este măsurat la $f = 100 \text{ Hz}$ și $T = 20^\circ\text{C}$, așa cum indică majoritatea cataloagelor pentru electrolitici în metal sau plastic.

• Curentul alternativ indicat în acest tabel poate fi suportat **de elco în metal**, la temperatura ambiantă de $T_{amb} = 40^\circ\text{C}$ și frecvența de 100 Hz. Dacă mediul ambiant este mai „cald”, curentul alternativ va fi redus substanțial pentru a prevenii încălzirea elco astfel :

T_{amb}	40°C	50°C	60°C	65°C	70°C
factor	1	0,8	0,4	0,15	0

Altfel spus, la un $C = 220 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$ care la $T_{\text{amb}} = 40^\circ\text{C}$ admite $I_{\text{ef}} = 270 \text{ mA}$, dacă lucrează la $T_{\text{amb}} = 50^\circ\text{C}$ admite doar $0,8 \times 270 \text{ mA} = 216 \text{ mA}$ iar la $T_{\text{amb}} = 60^\circ\text{C}$ admite un curent alternativ de cel mult $0,4 \times 270 \text{ mA} = 108 \text{ mA}_{\text{ef}}$ adică $305 \text{ mA}_{\text{vv}}$, iar dacă temperatura ambiantă a locului unde este plasat condensatorul este de 70°C , acesta nu poate fi încărcată cu curent ondulatoriu (alternativ).

La $f = 50 \text{ Hz}$, curentul admis se reduce cu 20 % iar la frecvențe mari este admis un curent alternativ ceva mai mare, de exemplu la $f = 2.000 \text{ Hz}$ la 20.000 Hz , factorul de creștere este 1,3 față de tabel.

2. 3. CONDENSATOARE FIXE CU FOLII.

Construcția cunoscută a condensatoarelor „bobinate” cu folii este foarte larg folosită în producerea condensatoarelor : două folii metalice și două folii de material dielectric.

Armăturile condensatoarelor bobinate pot fi folii foarte subțiri de aluminiu, staniu sau folie de aluminiu depusă pe dielectric prin vaporizare în vid (folii metalizate).

Dielectricul condensatoarelor bobinate este format din folii foarte subțiri, mergând până la $6 \mu\text{m}$ (microni), din materiale organice sintetice de înaltă puritate cu excepționale calități izolante sau din folii de hârtie specială (mai multe folii de hârtie cu grosimea de la 8 microni la 15 microni) impregnate cu ulei clorurat.

Terminalele sunt de regulă făcute din sârmă de cupru cositorită de două ori sudate la folii metalice sau metalizate ale armăturilor, scoase axial sau pe aceeași parte.

** Am considerat că este cazul să explic: ce este o **caramelă**. Caramela era o bomboană cu o formă prismă dreptunghiulară (aproximativ: $16 \text{ mm} \times 12 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$, care devenea lipicioasă după mestecare în gură și ... extrăgea plombele dentare.)*

Protecția condensatorului se face în tuburi de aluminiu etanșate ermetic cu cauciuc sau rășină, tuburi de polipropilenă (material plastic termorezistent) etanșat prin mular. Se mai fabrică condensatoare mulate în compound alchidic neinflamabil (exemplu condensatoarele PMP08.00 de tip caramelă*) sau înglobate într-o rășină epoxidică prin scufundare. După construcție, felul armăturilor și natura dielectricului condensatoarele fixe acoperă o gamă largă de valori ($22 \text{ pF} \dots 15 \mu\text{F}$), domenii de tensiune ($30 \text{ V} \dots 2.000 \text{ V}$) și plaja temperaturilor de utilizare ($-40^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$), condensatoarele bobinate folosite în circuitele electronice se împart în :

1. Condensatoare cu hârtie metalizată,
2. Condensatoare cu hârtie și folii metalice,
3. Condensatoare cu polistiren (styroflex),
4. Condensatoare cu poliester metalizat (mylar),
5. Condensatoare cu polipropilenă.

Domeniul de frecvențe la care condensatoarele cu folii pot fi folosite este diferit după tipul condensatorului (în special în funcție de dielectric) și este indicat în figura 10, unde pentru comparație s-au introdus condensatoare fixe ceramice și cele electrolitice.

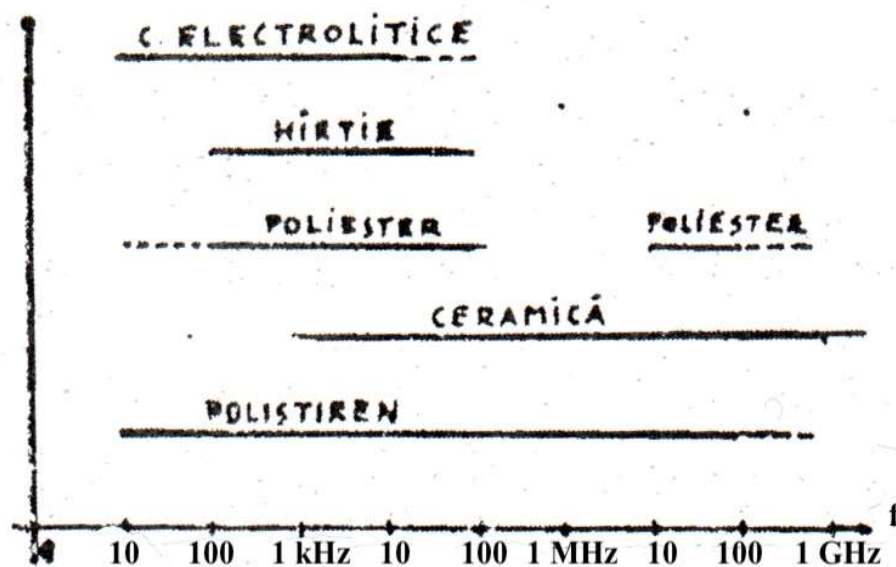


Fig. 10

• Proprietățile electrice speciale concordante sau nu cu unele circuite electronice vor fi analizate la prezentarea fiecărei categorii de condensatoare.

1. Condensatoare cu hârtie metalizată.

La aceste condensatoare armăturile sunt realizate cu folii de aluminiu depuse în vid direct pe dielectric care este o hârtie lăcuită din alfaceluloză. După metalizare hârtia se impregnează în ceară (impregnant nepolar). Terminalele sunt din sârmă de cupru cositorită. Protecția la umiditatea atmosferică este realizată prin mulari în compound epoxidic sau în tub de aluminiu etanșat cu rondele de pertinax cauciucat în exterior, strânse prin rulare.

Familiiile constructive de condensatoare cu hârtie metalizată :

1.1. HMC33.00 (codul vechi CH1021). Mulari în compound epoxidic.

Gama de valori și tensiuni :

$U_R = 150 \text{ V}_{c.c.}$ $C = 0,1 \mu\text{F} \dots 2,2 \mu\text{F}$ cu toleranțe de $\pm 20\%$

$U_R = 250 \text{ V}_{c.c.}$ $C = 47 \text{ nF} \dots 2,2 \mu\text{F}$ cu toleranțe de $\pm 20\%$

$U_n = 350 \text{ V}_{c.c.}$ $C = 22 \text{ nF} \dots 1 \mu\text{F}$ cu toleranțe de $\pm 20\%$

Tangenta unghiului de pierderi : $\text{tg}\delta = 0,001 \dots 0,01$.

Gama de temperaturi ambiante : $-10^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$.

1.2. HCM34.00 (codul vechi CH5110). Protecția în tub metalic, etanș.

Gama de valori și tensiuni :

$U_R = 150 \text{ V}_{c.c.}$ $C = 0,125 \mu\text{F} \dots 1 \mu\text{F}$ cu toleranțe de $\pm 5\%$; $\pm 10\%$; $\pm 20\%$

$U_R = 250 \text{ V}_{c.c.}$ $C = 0,1 \mu\text{F} \dots 1 \mu\text{F}$

$U_R = 350 \text{ V}_{c.c.}$ $C = 0,1 \mu\text{F} \dots 1 \mu\text{F}$

$\text{tg}\delta \leq 0,015$; $L_s \leq 0,2 \mu\text{H}$

Gama de temperaturi ambiante : $-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$

Tensiunea de încercare : $1,5U_n$

Condensatoarele HM s-au folosit în circuitele de curent continuu, în electronica industrială și în telecomunicații, în automatizări. Se pot folosi limitat în circuite de curent alternativ sau cu componentă alternativă sau ondulatorie. Nu sunt indicate pentru circuitele din partea de impuls a televizoarelor, deoarece nu suportă curenți mari ca orice condensator cu folie metalizată deoarece folia are grosimi de ordinul a $0,1 \mu\text{m}$ (10^{-4} mm).

Tensiunea de categorie a condensatoarelor cu HM este U_n . Această înseamnă că la temperatura admisă de $+ 70^\circ\text{C}$ nu este necesară reducerea tensiunii aplicate condensatorului.

2. Condensatoare cu hârtie cu folii metalice.

Armăturile acestor capacitatoare sunt folii de aluminiu cu grosimea de $5 \mu\text{m}$ la $12 \mu\text{m}$. Dielectricul este format din două, trei sau patru folii de hârtie de grosime 8 microni sau 10 microni în funcție de tensiunea dorită, hârtie alfacelulozică impregnată cu difenil – clorurat (impregnat polar). Terminalele din sârmă de cupru cositorită sunt sudate pe contacte din banda de cupru cositorită de $20 \mu\text{m}$, care se introduc în timpul bobinajului pe armăturile din folie de Al. Contactul este astfel foarte bun. Construcția este neinductivă deoarece folia de Al este strânsă la „frontul” bobinei („păpușă” termen folosit de E. Statnic)

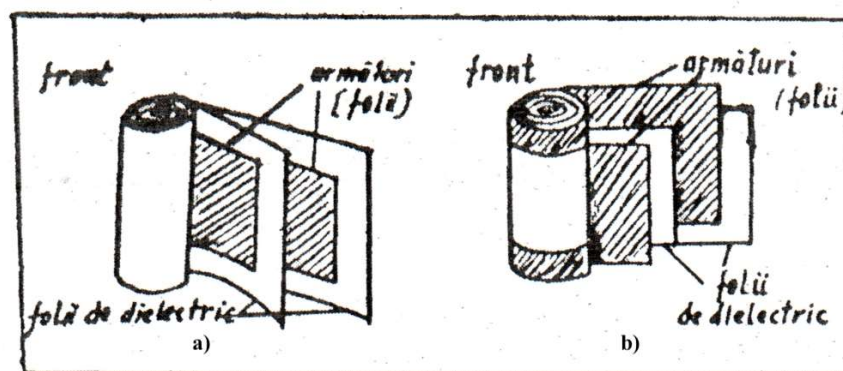


Fig. 11

pentru a se face scurtcircuitarea marginii foliei astfel asigurându-se un contact la toată folia ; foliile sunt bobinate decalat (figura 11b) , spre deosebire de felul de așezare al foliilor la condensatoare inductive (figura 11a). Protecția condensatorului : tub de Al etanșat la capete cu rondele de pertinax de circa 1, 5 mm grosime, cauciucate spre exterior, etanșarea făcându-se prin roluirea (bercluirea) marginilor (familia HC24) sau în mulaj de compound epoxidic.

• Aceste condensatoare relativ scumpe sunt larg utilizate la tensiuni mai mari, tensiuni însoțite de componentă alternativă sau impulsuri, în cele mai deverse circuite electronice din TV inclusiv în baleiajul orizontal și în alte zone de impuls, precum și în cuplaj, decuplaj, filtraaj la redresări rapide, etc.

Familia HC24.00 (în tub metalic, etanș).

Gama de valori și tensiuni :

$$U_n = 400 V_{c.c.} \quad C = 1 \text{ nF} \dots 680 \text{ nF}$$

$$U_n = 630 V_{c.c.} \quad C = 10 \text{ nF} \dots 470 \text{ nF}$$

$$U_n = 1000 V_{c.c.} \quad C = 10 \text{ nF} \dots 220 \text{ nF}$$

$$U_n = 1300 V_{c.c.} \quad C = 10 \text{ nF} \dots 56 \text{ nF}$$

Tangenta unghiului de pierderi : $\text{tg} \delta \leq 0,01$; tipic : $0,001 \dots 0,007$.

Inductanța serie : $< 0,2 \mu\text{H}$; tipic : $20 \text{ nH} \dots 70 \text{ nH}$.

Gama de temperaturi : $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \dots +85\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Tensiunea de încercare : $2 U_n$.

Cu toată construcția solidă, dacă condensatorul de tip HC lucrează la o temperatură mai mare de $40\text{ }^{\circ}\text{C}$ (ca de altfel orice condensator), este necesară reducerea tensiunii aplicate conform tabelului următor :

T_{amb}	-25	0	+20	+40	+56	+70	+85	[$^{\circ}\text{C}$]
U / U_n	100	100	100	100	90	75	60	%

Prin urmare la temperatura de $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$ (maxim admisă), tensiunea aplicată trebuie redusă la 60 % din tensiunea nominală : **tensiunea de categorie este deci $0,6U_n$** .

• Din clasa condensatoarelor cu dielectric hârtie cu folii metalice mai fac parte :

– Seria HA25.00 pentru curent alternativ, cilindrice (codul vechi CH5113), realizate cu folii mai groase și dielectric cu 4 straturi de hârtie. Tensiunea de probă este $4U_n$ c.c. (se aplică o tensiune continuă de 4 ori mai mare decât tensiunea alternativă nominală). Se folosesc la lămpile fluorescente.

– Seria HA28.00 pentru curent alternativ, cilindrice, în tub metalic etanșat cu rășină, pentru tensiuni alternative nominale de $220\text{ V}_{c.a.}$ și $380\text{ V}_{c.a.}$ Se folosesc la lămpile fluorescente pentru îmbunătățirea factorului de putere. Valorile uzuale : $3,7\text{ }\mu\text{F}/380\text{ V}_{c.a.}$; $4,2\text{ }\mu\text{F}/380\text{ V}_{c.a.}$ și $5\text{ }\mu\text{F}/220\text{ V}_{c.a.}$. Ambele serii au pierderi dielectrice foarte mici : $\text{tg}\delta \leq 5 \times 10^{-3}$ (0,005) și fiabilitate ridicată : $\lambda \leq 1 \times 10^{-6}$ /h.

– Seria HPA și HSA, dielectric de hârtie uleiată pentru folosire în curent alternativ, destinate utilizării în instalații de iluminat cu lămpi cu descărcări în gaze. $U_n = 220\text{ V}_{c.a.}$; $C_n = 4,2\text{ }\mu\text{F}$; $5\text{ }\mu\text{F}$; admit supratensiuni de $1,2 U_n$ timp de maximum 6 ore din 24 ore.

Aceste condensatoare profesionale au rolul de a mări tensiunea de amorsare la aprinderea lămpii și de îmbunătățirea factorului de putere.

– Seria HS71.01 folosite la starterele de aprindere a lămpilor fluorescente. $C_n = 0,1\text{ }\mu\text{F} \pm 20\%$; $U_n = 220\text{ V}_{c.c.}$; $\text{tg}\delta \leq 0,01$.

3. Condensatoare cu polistiren. Dielectricul acestor condensatoare este polistirenul (denumire comercială stiroflex) care este un material termoplastic nepolar obținut prin polimerizarea stirenului. Prin proprietățile sale electrice polistirenul este unul din cei mai buni dielectrici utilizabili în înaltă frecvență. Este puțin higroscopic, dar temperatura de lucru nu poate depăși $70\text{ }^{\circ}\text{C}$. Foliile au o grosime de $8\text{ }\mu\text{m}$ la $20\text{ }\mu\text{m}$ prezentând o rezistență mare mecanică și extrem de puține defecte de suprafață sau volum. Constanta dielectrică (permitivitatea) este de circa 2,5 la 2,6 (polietilena și polipropilena au 2,2 . . . 2,3). Armăturile de aluminiu sunt folii foarte subțiri (10 la 20 microni).

După bobinarea condensatorului, printr-un tratament termic se obține o construcție a peliculei la marginile cilindrului. Astfel se închide întregul condensator, micșorându-se interstițiile dintre armături și dielectric ceea ce micșorează pierderile prin ionizarea aerului din interstiții crescând și rigiditatea dielectrică. Terminalele sunt sudate la armături.

Condensatoarele cu stiroflex se fabrică pentru gama de tensiuni de la 25 V la 1.000 V sau chiar 1.500 V . Gama valorilor se extinde de la 22 pF până la 470 nF (uzual între 100 pF și 100 nF). Tensiunea nominală U_n se indică în general codificat prin colorarea unui capăt al condensatorului. Codul culorilor este următorul:

$U_n = 25\text{ V}_{c.c.}$ albastru

$U_n = 63 V_{c.c.}$ galben
 $U_n = 160 V_{c.c.}$ roșu
 $U_n = 250 V_{c.c.}$ verde
 $U_n = 630 V_{c.c.}$ negru
 $U_n = 1.000 V_{c.c.}$ negru + marcaj în clar.

Terminalul colorat este terminalul legat la armătura exterioară, armătură care se pune (conectează) la masă (punctul rece) mai ales la circuitele de RF.

Domeniul de temperaturi ambiante admis : $-10^{\circ}C \dots +70^{\circ}C$.

Toleranțele la valoarea nominală : $\pm 1\%$; 2% ; 5% ; 10% ; 20% .

- Cu temperatura, valoarea capacității variază puțin : față de $+20^{\circ}C$ la $-10^{\circ}C$ avem $+\Delta C = 0,4\%$ iar la $+50^{\circ}C$ de circa $+0,4\% \dots 0,5\%$.
- Cu frecvența, în domeniul $100\text{ Hz} \dots 100\text{ kHz}$ capacitatea variază cu mai puțin de 3% .
- Tangenta de δ se situează la $(5 \dots 10) \times 10^{-4}$ adică mai puțin de 1% .
- La temperaturi peste $+40^{\circ}C$ este necesară reducerea tensiunii maxime după tabelul de mai jos :

T_{amb} în $^{\circ}C$	+ 40	+ 50	+ 60	+ 70	+ 80
U/U_R	1	0,95	0,9	0,85	0,8

• **Curentul alternativ** admis (I_{max}) este o valoare eficace și se stabilește astfel ca supraîncălzirea corpului C (condensatorului) să nu depășească $10^{\circ}C$ față de mediu sau maxim $70^{\circ}C$.

$$I_{max} = U_{ef} \times 2\pi \times f \times C \quad [A; V_{ef}, \text{Hz}, F]$$

Limita superioară a curentului alternativ admis depinde de volumul fizic al condensatorului, deci este proporțională cu tensiunea nominală și cu lungimea („l”) corpului condensatorului, de exemplu :

$l = 8\text{ mm}$	$I_{max} = 0,3\text{ A}$
$l = 12\text{ mm}$	$I_{max} = 0,5\text{ A}$
$l = 22\text{ mm}$	$I_{max} = 0,8\text{ A}$
$l = 32\text{ mm}$	$I_{max} = 1\text{ A}$

• **Tensiunea alternativă** sinusoidală eficace U_{ef} admisă este de ordinul a $(0,2 \div 0,3) \times U_n$ și este limitată la **40 % din tensiunea nominală U_n c.c.**

Când tensiunea aplicată este complexă (tensiunea continuă cu tensiunea alternativă sau cu tensiunea de impuls dinte de fierăstrău, trapez sau dreptunghiulară) suma tensiunii continue și a valorii de vârf a tensiunii variabile trebuie să rămână mai mică decât U_n .

• **La frecvența liniilor (15,6 kHz) se admite o tensiune de impuls maximum 85 % din tensiunea nominală a categoriei.**

• Fiabilitatea condensatorului stiroflex este exprimată de $\lambda \leq 1 \times 10^{-6} / h$ ceea ce corespunde unui procentaj probabil de defectare de $3\% \dots 8\%$ la un timp de funcționare de 100.000 ore.

• **Tensiunea de probă** la condensatorul stiroflex este de $(2 \text{ la } 2,4) \times U_n$ timp de 2 secunde.

• **Inducția proprie** – nu depășește $0,01\text{ }\mu\text{H/cm}$ considerând lungimea totală a terminalelor și a condensatorului.

Familii de condensatoare cu stiroplex.

1. Familia PS 00.10

$U_n = 25 V_{c.c.}; 63 V_{c.c.}; 160 V_{c.c.}; 250 V_{c.c.}; 630 V_{c.c.}; 1.000 V_{c.c.}$

$C_n = 100 \text{ pF} \dots 100 \text{ nF}$

Toleranțe : $\pm 2 \%$; 5% ; 10% ; 20%

Coeficientul de temperatură a capacității : $\alpha_c = (-60 \dots -220) \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$.

Dimensiuni : minim : $\varnothing 5 \text{ mm}$; $l = 8 \text{ mm}$ (100 pF / 25 V);

maxim : $\varnothing 24 \text{ mm}$; $l = 32 \text{ mm}$ (25 nF / 1.000 V)

Terminale axiale.

2. Familia PS 00.20 (terminale pe aceeași parte).

$C_n = 4700 \text{ pF} \dots 100 \text{ nF}$

În rest, aceleași date tehnice ca și familia PS 00.10

3. Familia PS 06.10 (profesionale, protejate în rășină epoxidică).

$C_n = 47 \text{ pF} \dots 25 \text{ nF}$

$U_n = 160 V_{c.c.}; 630 V_{c.c.}$

$\text{tg} \delta \leq 5 \times 10^{-4}$ la $f = 1 \text{ kHz}$

Terminale axiale.

4. Familia PS 06.20.

Ca și familia 06.10, cu terminale pe aceeași parte :

$C_n = 1200 \text{ pF} \dots 25 \text{ nF}$

$U_n = 160 V_{c.c.}; 630 V_{c.c.}$

• Se fabrică și **condensatoare profesionale** cu polistiren contactate pe „frunte” adică pe suprafețele laterale ale cilindrului bobinat, complet neinductive, cu folii de cositor (ușor de contactat prin metalizare cu cositor pulverizat). Aceste condensatoare sunt încapsulate în „cutii” de plastic impermeabil de formă cilindrică sau prismă dreptunghiulară și etanșate cu rășini aderente la capsulă. Unele construcții sunt „turtite” adică bobina este presată pentru a putea fi introdusă în capsule dreptunghiulare (figura 12).

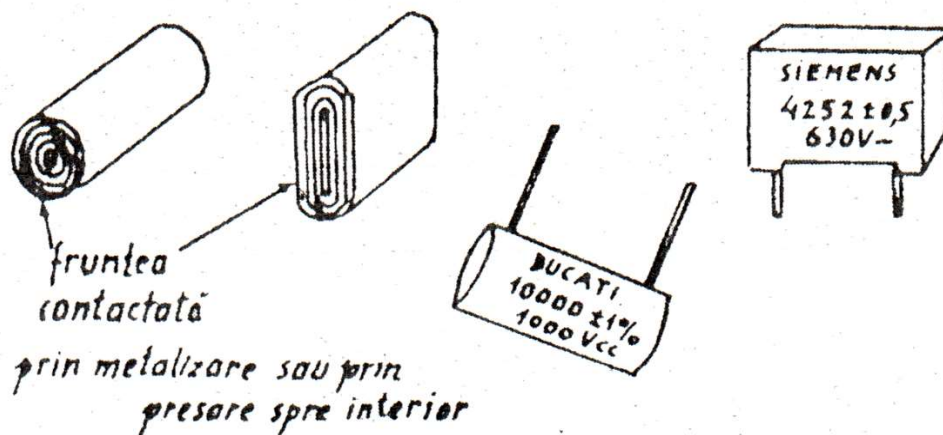


Fig. 12

Aceste condensatoare se folosesc în circuite de mare stabilitate și condiții severe de mediu, la temperaturi până la + 85 °C, umiditate până la 95 %. Inductanța este sub 10 nH / cm , constanța capacității sub $\pm 0,5 \%$ în cursul a 10.000 ore. Pierderile dielectrice : $\text{tg}\delta \leq 5 \times 10^{-4}$. Rezistența de izolație: $> 10^5 \text{ M}\Omega$.

● **Domeniul de utilizare al condensatoarelor cu stiroflex.**

Circuite de radiofrecvență până la $f = 500 \text{ MHz} \dots 800 \text{ MHz}$, oscilatoare de precizie, oscilatoare și circuite de RF în RR și TV, amplificatoare de FI, echipamente cu curenți purtători, prelucrarea impulsurilor, oscilatoare de linii, etaje de deflexie și alte circuite în care pierderile mici, precizia (toleranțe mici) și stabilitatea (menținerea capacității în timp) sunt criterii esențiale.

4. Condensatoare cu poliester metalizat (mylar).

Poliesterul cel mai răspândit este **polietilen tereftalat (polyethylenetereftalat)** comercial : mylar (lavsan – *denumire folosită în Rusia* - ; hostafan), un dielectric **polar** sub formă de 10 μm la 20 μm grosime (minimum 6 μm). Un alt material este **policarbonatul** (denumiri comerciale : macrofol, diflon).

Diferența esențială între mylar și polycarbonat este mărimea pierderilor dielectrice, rigiditatea dielectrică și mărimea pierderilor dielectrice, rigiditatea dielectrică și comportarea la tensiuni de impuls.

	mylar	policarbonat
$\text{tg}\delta$	$(3 \dots 5) \times 10^{-3}$	$(7 \dots 10) \times 10^{-4}$
E_{str}	80 kV / mm	12 kV / mm
U_{impuls}	$(5 \dots 15) \text{ V} / \mu\text{s}$	$(15 \dots 135) \text{ V} / \mu\text{s}$

Policarbonatul are pierderi dielectrice apropiate de cele ale polistirenului.

Armăturile sunt pelicule de aluminiu, foarte subțiri (0,02 $\mu\text{m} \dots 0,05 \mu\text{m}$) realizate continuu prin depunere în vid ; vaporizarea aluminiului și depunerea pe folie este o tehnologie complicată de mare precizie și cu efecte importante asupra calităților și fiabilității viitorului condensator.

Avantajele condensatoarelor cu folii de poliester metalizat :

1. Capacitate mare la volum mic.
2. Tensiuni nominale mari.
3. **Autogenerare în caz de stăpungere interioară.**
4. Inductanță proprie neglijabilă.
5. Fiabilitate ridicată.
6. Scăderea pierderilor ($\text{tg}\delta$) la creșterea temperaturii.

Dezavantaje :

1. Coeficient de temperatură mărișor : $(+300 \dots +800) \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$
2. Toleranțe relativ mari ale capacității : $(\pm 10 \%$ și $\pm 20 \%)$.
3. Scăderea capacității cu frecvența : (până la $- 10 \%$ de la 1 kHz la 100 kHz).
4. Creșterea procentuală a pierderilor cu frecvența (până la 5 ori între 1 Hz și 100 kHz).

Domeniul de utilizare :

În circuitele RR și TV și electronică industrială , ca și condensatoare de cuplare, decuplare și filtraj. Preponderent se utilizează la curent continuu ; se admite și folosirea în curent alternativ la o tensiune mai mică decât U_n . **Sunt contraindicate pentru circuite de impulsuri.** Domeniul de frecvențe la care pot lucra : 1 kHz $\dots$ 100 kHz.

Gama de temperaturi ambiante : $- 40 ^\circ\text{C} \dots +85 ^\circ\text{C} \dots +100 ^\circ\text{C}$. Capacitățile uzuale : 10 nF $\dots$ 2,2 μF (excepțional până la 10 $\mu\text{F} \dots 15 \mu\text{F}$). Tensiunile uzuale : $U_n = 100 \text{ V}_{c.c} ; 250 \text{ V}_{c.c} ; 400 \text{ V}_{c.c} ; 500 \text{ V}_{c.c}$. și mai rar 630 $\text{V}_{c.c}$ și 1.000 $\text{V}_{c.c}$.

Construcția : bobinare cilindrică sau plate (presate) cu contactare „pe frunte” adică pe ambele margini ale bobinei prin metalizare cu aluminiu sau prin presarea marginilor. Protecția : mulare în compound sau tuburi de plastic etanșate.

O tehnică mai nouă este construcția în straturi suprapuse până la grosimi de (8 . . . 15) mm (30 la 60 straturi pe mm grosime), în total 200 la 1.000 straturi bine presate într-un vid relativ și contactate prin metalizare realizată prin „stropire” (*pulverizare*) pe margini. Terminalele se sudează apoi la suprafețele laterale metalizate, fiind distanțate la dimensiuni de „rastru” (*acest termen nu este folosit azi – 2022 – el se definește ca fiind ansamblul în care este descompusă o imagine de televiziune - Cf. DEX - în analog ; nu în TV digital*) : 10 mm; 12,5 mm; 15 mm; 17,5 mm; 20 mm; 25 mm, pentru implantare ușoară pe plăcile de circuite imprimate (figura 13).

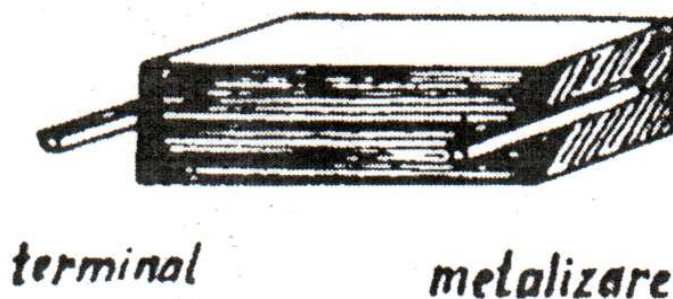


Fig. 13

Tot condensatorul se izolează apoi față de mediu prin înmuiere (imersiune) în rășini epoxidice termostabile până la 150 °C și nehigroscopice.

- Se prezintă în figura 14 pentru comparație variația procentuală a capacității condensatoarelor cu mylar, policarbonat, hârtie, polistiren (stiroflex). Se vede din aceste curbe comportarea excepțională cu temperatura a condensatoarelor cu stiroflex și policarbonat.

- **Coeficientul detemperatură este de altfel un criteriu important în alegerea felului de condensator pentru anumite circuite electronice.**

Din acest punct de vedere condensatoarele cu mylar se utilizează în circuite unde toleranța valorii și evoluția capacității nominale cu temperatura și frecvența nu este critică.

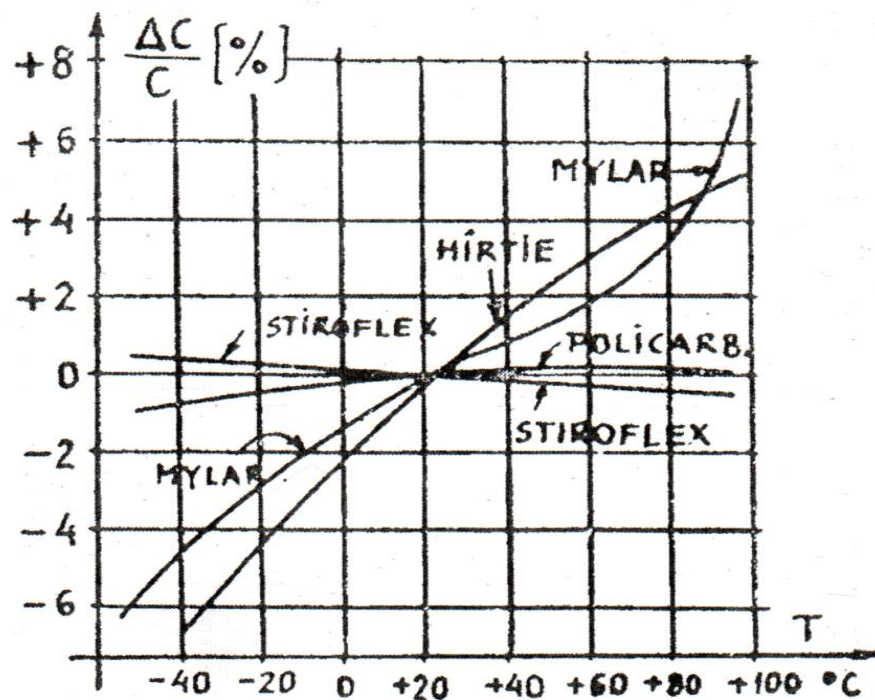


Fig. 14

• Tensiunea continuă și tensiunea alternativă la condensatoarele cu polistiren.

În funcție de construcție, tensiunea nominală U_n în c.c. , de grosimea armăturii metalizate și modul de contactare a terminalelor, raportul dintre tensiunea alternativă $U_{c.a.}$ în curent continuu, de grosimea armăturii metalizate și modul de conectare a terminalelor, raportul dintre tensiunea alternativă $U_{c.a.}$ admisă față de tensiunea nominală a condensatorului (U_n) poate fi cuprinsă între 0,2 și 0,6 .

$$U_{c.a.} = (0,2 \dots 0,6) U_n$$

Multe firme producătoare indică acest raport sau direct $U_{c.a.}$ admisă.

Dacă tensiunea aplicată este complexă (continuă & alternativă), suma tensiunii continue și a valorii de vârf a tensiunii alternative trebuie să fie inferioară tensiunii nominale U_n .

$U_{n \text{ c.c.}}$	$U_{c.a.}$	Raport
100 V	80 V	0,6
125 V	75 V	0,6
160 V	100 V	0,6
250 V	100 V... 220 V	0,4 ... 0,6
400 V	100 V... 220 V	0,4 ... 0,6
630 V	200 V... 220 V	0,3 ... 0,35
1.000 V	200 V... 220 V	0,2 ... 0,25

• Autoregenerarea la străpungere.

În cazul când folia dielectrică se străpunge electric, arcul electric creat aduce cele două armături ale condensatorului în contact. Energia condensatorului se descarcă la locul scurtcircuitului; aparent, energia electrică este mare și raportată la volumul mic al filmului de aluminiu metalizat, produce încălzirea, topirea și vaporizarea aluminiului din apropierea punctului de străpungere. Filmul metalic dispare, resturile de vapori de aluminiu sunt transportate la marginile neafectate ale aluminiului. Dielectricul rămâne găurit, dar lipsind armătura în jurul punctului de perforare, scurtcircuitul inițial dintre armături este înlăturat.

$$E = \frac{1}{2} CU^2$$

Durata unei astfel de străpungeri este mai mică de $10 \mu s$, astfel că în cele mai multe cazuri condensatorul nu se descarcă decât foarte puțin; ca urmare numai parte din energia totală se pierde. Suprafața de armătură care dispare este foarte mică (sub 1 mm^2). Condensatoarele sunt astfel dimensionate încât chiar la un număr de 10^3 străpungeri capacitatea scade cu mai puțin de 1 %, deci nesemnificativ.

● Comportarea la impulsuri sau tensiuni nesinusoidale.

Condensatoarele cu poliester (mylar), cu polycarbonat mai ales cele cu armături metalizate se comportă mai slab la tensiuni ***dar pentru*** fiecare tip de condensator ***există*** o nomogramă care permite determinarea ***tensiunii*** de impuls. (*În textul original lipsesc cuvinte sau părți de cuvânt – la pagina 78 – reconstituirea de mai sus este făcută este cu litere BOLD cursive*). În ultima vreme firmele producătoare indică pentru fiecare tip de condensator o nomogramă care permite determinarea tensiunilor de impuls maxim admisibile astfel încât încălzirea condensatorului să nu depășească 10°C peste temperatura ambiantă. Cu nomograma prezentată în figura 15 se pot determina și tensiunile sinusoidale de frecvență mai mare, ca și tensiunile nesinusoidale (dinți de fereastră și trapez) la care este importantă stabilirea tensiunii vârf – vârf admise.

Exemplu marcat pe diagramă (*nomogramă*) :

- frecvența de repetiție : 30 kHz
- $t = 5 \mu s$
- $C = 47 \text{ nF}$

Rezultând o tensiune maximă de $60 V_{vv}$ (vârf – vârf).

La tensiunile cu caracter trapezoidal, se va opera cu dublul frecvenței de repetiții a tensiunii periodice.

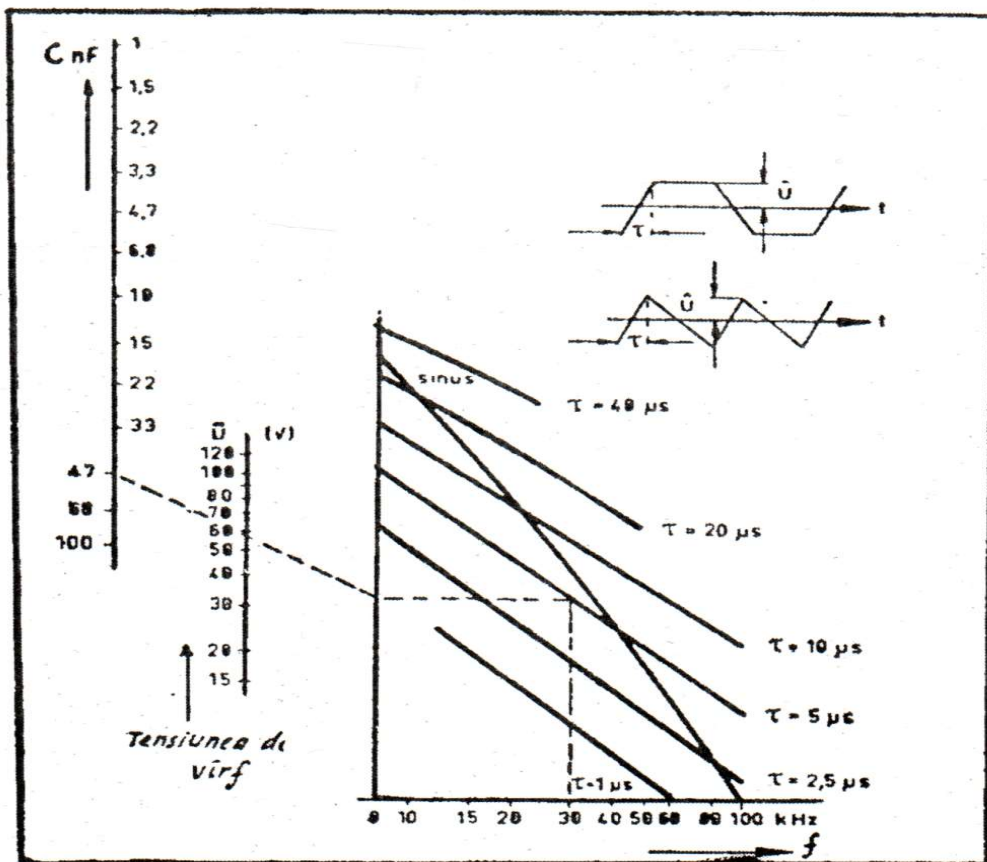
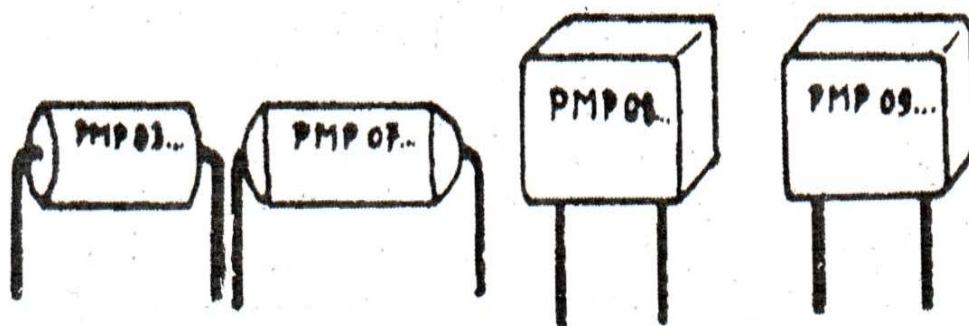


Fig. 15

Familii de condensatoare cu poliester fabricate în R. S. R. (Republica Socialistă România)



Condensatoare cu poliester fabricate de I.P.R.S. - Băneasa

Fig. 16

	PMP 03.00	PMP 07.00	PMP 08.00	PMP 09.00	
U_n	100; 250; 400; 500	250; 400	100; 250; 400; 500	100; 250; 400; 500	$V_{c.c.}$
C_n	0,01 ... 2,2	0,01 ... 2,2	0,01 ... 0,33	0,01 ... 0,33	[μF]
ΔT	- 40 ... + 85	- 10 ... + 85	- 40 ... + 85	- 40 ... + 85	[$^{\circ}C$]
ΔC	$\pm 10; \pm 20$	± 20	$\pm 10; \pm 20$	$\pm 10; \pm 20$	[%]
$tg\delta$	$\leq 0,01$	$\leq 0,01$	$\leq 0,01$	$\leq 0,01$	
	tub de polycarbonat	mulaj în compound epoxidic	mulaj în compound epoxidic	mulaj în compound epoxidic	

5. Condensatoare cu polipropilenă și dual.

Polipropilena este un material termoplastic neutru obținut prin polimerizarea propilenei. Având un grad înalt de cristalizare, este un dielectric foarte omogen și cu pierderi dielectrice foarte mici putând fi folosit într-o gamă largă de frecvențe și de temperaturi (până la + 150 $^{\circ}C$ în timp ce polistirenul admite + 70 $^{\circ}C$). Condensatoarele cu polipropilenă se fabrică în mai multe variante :

- a) cu armături metalizate depuse pe polipropilenă ;
- b) cu armături de folii de Al și dielectric folie sau folii de polipropilenă ;
- c) cu folii de Al și dielectric dual (dublu) format din folii de polipropilenă și folii de hârtie de condensator.

Rigiditatea electrică a polipropilenei este de circa 30 kV / mm, astfel că foliile fiind subțiri (aproape ca și la condensatoarele cu stiroflex) se pot realiza condensatoare de valoare și tensiune mare la volum mic.

1. Familia PMM205. Sunt condensatoare folosite în curent alternativ, de exemplu în circuitul de filament al televizoarelor (familia H2).

Armături : pelicule de aluminiu depuse în vid (metalizate).

Dielectric : folie de propilenă.

Protecție : tub de aluminiu etanșat cu capac de pertinax cauciucat.

Capacitatea nominală : $C_n = 5,3 \mu F \pm 10 \% (4,8 \mu F \dots 5,8 \mu F)$.

Tensiunea nominală : $U_n = 250 V_{c.a.}$

Pierderi dielectrice : $tg\delta \leq 6 \times 10^{-3}$ (tipic : 0,002 ... 0,005).

2. Familia HPI1200. Sunt condensatoare dual cu 2 dielectrici : polipropilenă și hârtie de condensator împregnată cu ulei clorurat; destinate folosirii în domeniul de frecvență 1 kHz ... 100 kHz, în regim de impulsuri cu flancuri abrupte. Hârtia are rolul de suport pentru masa de impregnare și de mărire a volumului dielectricului pentru a asigura o răcire mai bună (cedare axială a căldurii). Coeficientul de temperatură a permitivității dielectrice a polipropilenei este puternic negativ ($\alpha_c = - 300 \times 10^{-6}$) în timp ce hârtia are un coeficient pozitiv ($+ 400 \times 10^{-6}$) astfel că la variații ale temperaturii ambiante respectiv a temperaturii interne a condensatorului, valoarea capacității este foarte constantă,

Uleiul care impregnează hârtia ia locul aerului (20 ... 50 %) și a apei (6 ... 10 %) și mărește astfel rigiditatea dielectrică de la 35 kV / mm la 200 kV / mm ... 250 kV / mm.

Gama de valori și tensiuni :

$U_n = 1.000 V$ $C = 1 nF \dots 10 nF$ cu $\pm 10 \%$

$U_n = 1.500 V$ $C = 1 nF \dots 4,7 nF$ cu $\pm 10 \%$

$U_n = 2.000 V$ $C = 1 nF \dots 3,3 nF$ cu $\pm 10 \%$

Pierderile dielectrice : $tg\delta \leq 0,01$ (tipic 0,004 ... 0,008).

Gama de temperaturi : - 25 $^{\circ}C$... + 85 $^{\circ}C$.

Aceste condensatoare sunt scumpe și de aceea se folosesc numai acolo unde variația tensiunii de impuls este rapidă, adică creșterea tensiunii în unitatea de timp (dU/dt) este foarte mare (de exemplu $500 \text{ V}/\mu\text{s}$ și deci produce curenți mari prin condensator, **prin urmare trebuie să aibă armături de folii mai groase**).

Dintre condensatoarele bobinate cele cu dielectric de polipropilenă, stiroflex (polistiren) și în oarecare măsură cele cu hârtie impregnată admit variații rapide de tensiune adică impulsuri cu flancuri foarte abrupte. Valoarea maxim admisă a factorului dU/dt depinde de frecvența de repetiție, de tangenta δ a condensatorului, de grosimea foliilor.

Valori uzuale:

Tipul condensatorului	Panta maximă dU/dt admisă
Condensator cu polipropilenă + Hârtie	$500 \text{ V}/\mu\text{s} \dots 800 \text{ V}/\mu\text{s}$
Condensator cu polipropilenă	$300 \text{ V}/\mu\text{s} \dots 500 \text{ V}/\mu\text{s}$
Condensator cu stiroflex	$100 \text{ V}/\mu\text{s} \dots 500 \text{ V}/\mu\text{s}$
Condensator cu hârtie impregnată	$20 \text{ V}/\mu\text{s} \dots 100 \text{ V}/\mu\text{s}$
Condensator cu poliestere (mylar)	$5 \text{ V}/\mu\text{s} \dots 20 \text{ V}/\mu\text{s}$

• Se cunoaște că valoarea curentului printr-un condensator este proporțională cu viteza de variație a tensiunii aplicate la borne :

$$\frac{I_v}{C} = \frac{dU}{dt} \quad \text{sau} \quad \Delta I = C \frac{\Delta U}{\Delta t}$$

În TV cu C.I. , C704 de valoare $2,4 \text{ nF}/1.500 \text{ V}$ este condensatorul de întoarcere conectat în paralel cu tranzistorul BU205. La bornele sale apare impulsul de întoarcere de 1.000 V_{vv} și cu durata flancului anterior de $2,1 \mu\text{s}$. Deci avem așa cum se vede în figura 17, $dU = 1.000 \text{ V}$ iar $dt = 2,1 \times 10^{-6} \text{ s}$. Curentul maxim I_v ce străbate condensatorul în cursul procesului de încărcare al condensatorului C704 va fi :

$$I_v = \frac{2,4 \times 10^{-9} \times 1.000}{2,1 \times 10^{-6}} = 1,15 \text{ A}$$

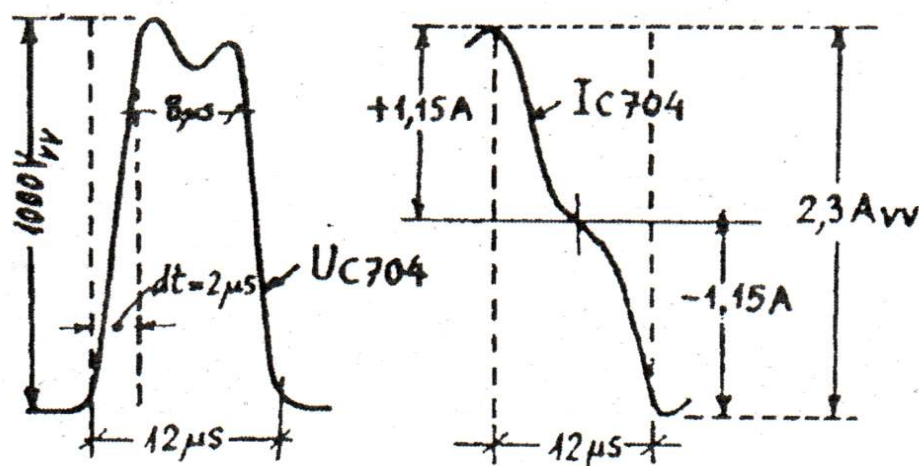


Fig. 17

iar la descărcare va curge din condensator de asemenea 1,15 A, curentul ce străbate condensatorul fiind de circa 2,3 A_{VV}, atât cât este amplitudinea vârf – vârf a curentului de deflexie. (vezi și B.T. Nr. 4 – original -, paginile 58 și 81 figura 22 c).

La televizoarele color unde, U, tensiunea de întoarcere la finalul cu tranzistorul BU208 este de circa 1.300 V_{VV} panta de variație dU/dt este de ordinul a 700 V/μs și curentul care străbate condensatorul de întoarcere ajunge la 6 A_{VV} . . . 8 A_{VV}, necesitând folii de Al mai groase eventual folii de cositor și contacte solide la terminale.

În general, în etajele de BO (Baleiaj Orizontal) cu tranzistoare sau tiristoare curenții care străbat condensatoarele de cuplaj sau de întoarcere ating valori de 10 A_{VV} . . . 15 A_{VV} astfel că în aceste funcții sunt necesare condensatoare dual cu polipropilenă.

• În ultima vreme cataloagele unor firme indică nu numai panta dU/dt maxim admisă ci și un **factor de rezistență la impulsuri**, pentru fiecare tip de condensator.

$$K_0 = 2 \times U_{VV}^2 / t \quad [V^2 / \mu s]$$

Factorul K₀ permite calcularea tensiunii de impuls admise U_{VV} în funcție de durata procesului de creștere sau scădere a tensiunii de impuls. De exemplu, Siemens indică pentru un condensator de tip MKL (dielectric de acetat de celuloză cu folii metalizate) cu U_n = 250 V_{c.c.} un factor de impuls K₀ = 5.750 V² / μs sau direct panta dU/dt = 11,5 V / μs. Factorul de impuls K₀ ne permite calcularea tensiunii de impuls admise când se cunoaște timpul de creștere al impulsului, cu condiția ca tensiunea de impuls U_{VV} să nu depășească niciodată tensiunea nominală U_n.

Cunoscând factorul K₀ valoarea U_{VV} admisă se determină curelația :

$$U_{VV} = \frac{K_0}{2 U_n}$$

De exemplu : K₀ = 170.000 V² / μs ; U_n = 630 V_{c.c.}, tensiunea nominală a C (condensator cu dielectric de policarbonat).

$$\text{Se determină : } U_{VV} = \frac{170.000}{2 \times 630} = 134,9 \approx 135 \text{ V} / \mu s$$

Din motive de câmp electric creat de curenții de impuls, factorul K₀ este invers proporțional cu lungimea corpului condensatorului, așa cum se vede din tabelul de mai jos :

U _n		l = 27 mm	l = 32 mm
400 V _{c.c.}	U _{VV} /t	85 V / μs	65 V / μs
	K ₀	68.000 V ² / μs	53.000 V ² / μs
630 V _{c.c.}	U _{VV} / t	135 V / μs	100 V / μs
	K ₀	170.000 V ² / μs	126.000 V ² / μs

Dacă tensiunea reală de impuls U_{VV} < U_n, valoarea pantei impulsului U_{VV} / μs admis rezultat din calculul lui U_{VV} se poate înmulți cu factorul M = U_n / U_{VV}. De pildă, la un condensator C cu U_n = 630 V care având K₀ = 126.000, admite decât tensiunea nominală (M = 630/300 = 2,1), panta impulsurilor poate fi mărită de 2,1 ori adică până la 2,1 x 100 = 210 V / μs. Se înțelege că dacă tensiunea noastră de impuls ar avea amplitudinea vârf – vârf de numai 100 V, deci de 6,3 ori mai mică decât tensiunea nominală a condensatorului, se admite ca impulsul să aibă o pantă de creștere sau descreștere de 63 V/μs !



2.4. CONDENSATOARE FIXE CERAMICE.

Materialele dielectrice ceramice sunt acelea care necesită în cursul procesului tehnologic arderea la temperaturi ridicate. Ceramica pentru condensatoare necesită permitivitate ϵ (constanta dielectrică) mare și pierderi dielectrice mici. Constanta dielectrică ϵ a materialelor ceramice folosite pentru condensatoare plate sau tubulare poate fi cuprinsă între câteva unități și câteva mii ($\epsilon = 3 \dots 10.000$) astfel că este posibilă fabricarea unor condensatoare de gabarit redus și valori foarte mari, după necesitate.

La majoritate condensatoarelor ceramice este necesar ca ϵ să fie constant în timp, cu frecvența și cât mai constant cu temperatura. Pierderile dielectrice ($\text{tg}\delta$) trebuie să varieze cât mai puțin. Se cere de asemenea o mare rigiditate dielectrică într-un domeniu larg de temperaturi și frecvențe.

Constructiv, condensatorul ceramic se compune dintr-o plăcuță ceramică care constituie dielectricul și două armături depuse pe ambele părți ale plăcuței la care sunt lipite terminalele. Tot ansamblul este apoi înglobat într-un compound care mărește rezistența mecanică a întregului condensator și asigură protecția contra umidității mediului sau altor factori chimici agresivi. Se practică la urmă și o impregnare în ceară pentru etanșare generală.

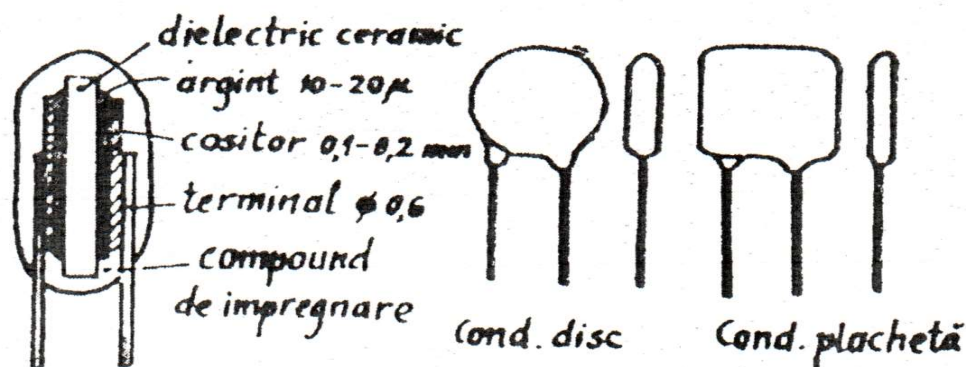


Fig. 18

Tehnologic (tipuri de ceramică).

Compoziția ceramică bine măcinată este umezită și presată sub formă de discuri sau plachete cu grosimea de 0,1 mm la 0,8 mm și suprafața de 0,5 cm² la 2 cm². Piesele ceramice sunt apoi „coapte” la temperaturi ridicate (800 la 1.300 °C). Peste disc sau plachetă se depun pe ambele părți armăturile din argint – soluție coloidală (AgCO_3 , Bi_2O_3 și PbB_4O_7) dizolvate în lac de colofoniu. Pe cale termică pasta de argint se solidifică aderând intim la ceramică (tratamentul termic la 800 °C . . . 850 °C). Stratul obținut are o grosime de 10 μm la 12 μm. Pentru a obține straturi mai groase operația se repetă de 2 . . . 3 ori (la unele condensatoare pentru curenți mai mari). Peste argint se depune prin aliere termică un strat de cositor cu grosimea de 0,1 mm la 0,2 mm la care se lipesc ușor cu aliaj de plumb – cositor terminalele din sârmă cositorită sau argintată și cositorită (eventual dublu cositorită).

Condensatorul obținut este apoi „înmuat” în compound din rășină fenolică termodură tratată termic la 250 °C . . . 400 °C. O impregnare în ceară de la 90 °C la 100 °C, completează protecția condensatorului față de factorii mediului.

Condensatoarele ceramice se fabrică pentru valori ale capacității nominale de la zecimi de picofarad până la sute de nanofarazi și pentru tensiuni nominale de la 30 V până la câțiva kilovolți.

$$C_n = 0,3 \text{ pF} \dots 500 \text{ nF}$$

$$U_n = 30 \text{ V} \dots 10 \text{ kV}$$

Dielectricul este elementul hotărâtor al proprietăților condensatorului ceramic.

Se folosesc 3 feluri de ceramică:

1. Ceramică de tip steatit cu $\epsilon = 6 \dots 12$ și rigiditate dielectrică de ordinul a 15 kV/mm. . . 30 kV/mm și $\text{tg}\delta = (1 \dots 10) \times 10^{-4}$ se folosește pentru fabricarea condensatoarelor ceramice mici (0,3 pF . . . 250 pF) cu toleranțe mici (0,5 % . . . 1 % . . . 5 %) pentru circuite până la frecvențe de ordinul a 1.000 MHz și tensiuni de 200 V la 5 kV_{c.c.} Ceramica se poate prepara astfel încât coeficientul de temperatură a constantei dielectrice ϵ și deci a condensatorului să fie cunoscut (definit) exact pozitiv sau negativ și cu o evoluție precisă (familiile CG12.00, CU12.00, CG10.00). Materialele de bază pentru prepararea acestei ceramici sunt: oxidul de magneziu (MgO), oxidul de aluminiu (Al₂O₃) și oxidul de siliciu (Si₂O₃), cu adași subprocentuali ca oxidul de bariu (BaO). Condensatoarele ceramice de toleranță mică și cu coeficient de temperatură precis prezintă o rigiditate dielectrică mare și fiabilitate excepțională.

2. Ceramică de tip titan-zirconiu cu $\epsilon = 18 \dots 40$ și rigiditate dielectrică de ordinul a 15 kV/mm. . . 30 kV/mm și $\text{tg}\delta = (3 \dots 6) \times 10^{-4}$ are coeficient de temperatură definit, în general negativ, și se folosește pentru fabricarea condensatoarelor de radio frecvență cu toleranțe mai mărișoare (5 % la 10 %) și valori mai mari (30 pF la 1.500 pF). Condensatoarele fabricate cu această ceramică au dielectricul suficient de gros pentru asigurarea rezistenței mecanice, dar tensiunea de lucru este mai mică: 60 V la 500 V (familiile CG32.00 și CL12.00)

3. Ceramica de tip titanat de bariu cu $\epsilon = 5.000$ la 30.000 și rigiditate dielectrică de 3 kV/mm. . . 5 kV/mm, cu pierderi dielectrice mai mari $\text{tg}\delta = (3 \dots 6) \times 10^{-2}$, și cu coeficient de temperatură nedefinit. Pentru dielectric se folosesc soluții solide de BaTiO₃ ; CaTiO₃ ; SrTiO₃ (*simbolul Sr aparține Stronțului*).

Cu această ceramică se fabrică condensatoare de capacitate mare (5 nF . . . 0,2 μF) tensiune nominală mică (30 V la 50 V) și toleranțe largi ($\pm 20 \%$ și -20% . . . $+85 \%$).

Fiabilitatea acestor condensatoare (familia CL32.00) este mai scăzută decât a celor realizate cu ceramică de tip I (descrișă la punctele 1 și 2). Se poate considera că puritatea materialelor și acuratețea tehnologică determină în mare măsură procentajul probabil de defectare (scurtcircuit). Condensatoarele fixe de tip plachetă fabricate cu această ceramică se folosesc pentru cuplaje și decuplare în circuite de AF, RF, FI în RR și TV și chiar în circuite de impulsuri sau de filtrare după redresoare rapide.

• **Toate condensatoarele ceramice disc sau plachetă sunt neinductive.**

Inductanța se reduce practic la inductanța terminalelor care este de aproximativ 1 nH/cm liniar.

• **Domeniul de temperaturi** ambiante la care condensatoarele ceramice pot lucra este îndeobște cuprinsă între: $-40 \text{ }^{\circ}\text{C}$ și $+85 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

• **Coeficientul de temperatură** este codificat prin litere sau culori cu semnificația din tabelul de mai jos :

litera	caracter	Coef. temp. / $^{\circ}\text{C}$ (α_c)	Toleranța coef. temperatură	culoare
A	Poz.	$+100 \times 10^{-6}$	± 100	Auriu
C	Neg.	0	± 50	Negru
H	Neg.	-33×10^{-6}	± 60	Maron
L	Neg.	-75×10^{-6}	± 70	Roșu
P	Neg.	-150×10^{-6}	± 80	Portocaliu
U	Neg.	-750×10^{-6}	± 250	Violet
O	NEDEFINIT			

Din acest tabel trebuie înțeles următoarele :

a) Coeficientul de temperatură cu toate că este definit și specificat, poate avea o toleranță (inerent prin amestecuri și tehnologie). De exemplu la un condensator de tip H care are α_C tipic de $-33 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$, poate avea un α_C real de -33 ± 50 , adică între $(-33 \text{ și } +50) = 17$ și $(-33 \text{ și } 50) = -83$, adică $-83 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ și . . . $+17 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$.

b) Variația de capacitate se determină ținând seama atent de coeficient și de variația de temperatură ΔT .

De exemplu : $C_n = 33 \text{ pF}$ de tip U iar $\Delta T = 30 ^\circ\text{C}$; la această variație a temperaturii variația de capacitate ΔC va fi :

$$\Delta C = \alpha_C \times \Delta T \times C_n = (-750 \times 10^{-6}) \times 30 \times 33 = -0,742 \text{ pF}.$$

$\Delta C = -0,742 \text{ pF}$ deci capacitatea condensatorului va scădea cu circa 0,742 pF, posibil cu circa 0,5 pF sau chiar 1 pF deoarece pasta ceramică U are o toleranță de $\pm 250 \%$ la valoarea tipică de: -750×10^{-6} .

c) Unele firme marchează coeficientul de temperatură în clar cu o literă și mărimea coeficientului, de exemplu : N750 adică cu -750×10^{-6} . Alte firme obișnuiesc să marcheze coeficientul de temperatură în codul culorilor trecut în tabelul de mai sus.

● **Valoarea capacității** se marchează în clar, de exemplu H5,6 (condensator pastă H de 5,6 pF); A2,7 ; U33; 4700 etc, sau prin dungi colorate după codul cunoscut al culorilor. Pentru valoarea C_n se folosesc 3 dungi colorate care se „citesc” începând de jos de la terminale.

● **Condensatoarele ceramice se împart în 2 mari categorii :**

- tipul I – pentru circuite acordate, având coeficient de temperatură definit și mare stabilitate a capacității.

- de tip II – pentru alte utilizări, coeficientul de temperatură nedefinit, deci coeficient de temperatură care nu variază proporțional cu temperatura; dielectricul la condensatoarele ceramice de tip II are constantă dielectrică mare.

FAMILIILE DE CONDENSATOARE CERAMICE.

1. CG12.00 Condensatoare ceramice disc, tip I de 500 V_{c.c.}

Se folosesc în echipamente radio, TV, telecomunicații, aparatură de măsură, în circuite de radiofrecvență.

- Gama de valori : $C_n = 1,5 \dots 220 \text{ pF}$. Toleranțe : 0,25 pF; 0,5 pF; ± 5 ; 10; 20 %;

- Domeniul de temperaturi : $-40 \dots +85 ^\circ\text{C}$

- Tensiunea nominală : $U_n = 500 \text{ V}_{c.c.}$; tensiunea de probă (*de încercare*) $1.250 \text{ V}_{c.c.}$

- Pierderi dielectrice : $\text{tg}\delta \leq 10 \times 10^{-4}$

- Rezistența de izolație : $R_{iz} \geq 10^5 \text{ M}\Omega$

- Fiabilitate : $\lambda \leq 1 \times 10^{-6} / \text{h}$ (real circa $0,5 \times 10^{-7} / \text{h}$)

- Marcare : la condensatoarele ceramice disc cu $\varnothing < 8 \text{ mm}$, în clar

la condensatoarele ceramice disc cu $\varnothing > 8 \text{ mm}$ (11mm . . . 19 mm) în codul internațional al culorilor (*codul derivă din culorile curcubeului ROGVAI ; Roșu = 2; Oranj =3; Galben= 4; Verde =5; Albastru= 6; Indigo=7; Gri =8; Alb=9; vezi scanarea din ultimele pagini*) .

Codul condensatorului exprimă:

- diametrul discului condensatorului : 0,6 = $\varnothing 6 \text{ mm}$; 08, 11, 15, 19 (mm).

- pasta sau coeficientul de temperatură : A, H, P, U.

De exemplu :

- CGU12.15 - 82 ± 10 înseamnă : condensator ceramic disc, din pastă U cu coeficient de temperatură de $(-750 + 250) \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$, de 82 pF și toleranță de $\pm 10 \%$; diametrul este de 15 mm.

- CGA 12.11 – $4,7 \pm 0,5$ înseamnă : condensator ceramic disc, din pastă A (+100), diametru 11 mm, 4,7 pF cu toleranța de $\pm 0,5$ pF.

Familia de condensatoare ceramice cuprinde condensatoarele disc :

CGA (cu pastă A) cu $C_n = 1,5$ pF . . . 6,8 pF cu toleranțe de $\pm 0,25$ sau $\pm 0,5$ pF.

CGH (cu pastă H) cu $C_n = 3,9$ pF . . . 100 pF cu toleranțe de $\pm 0,25$ pF; 0,5 pF; 1 pF; 5 %; 10 %.

CGP (cu pastă P) cu $C_n = 3$ pF . . . 100 pF cu toleranțe de 0,25 pF; 0,5 pF; 1 pF; 5 %; 10 %;

CGU (cu pastă U) cu $C_n = 2,7$ pF . . . 220 pF cu toleranțe 0,25 pF; 0,5 pF; 1 pF; 5 %; 10 %;

2. CU.12.00 Condensatoare ceramice disc de tip I de 1 kV_{c.c.} ; 2 kV_{c.c.} ; 3 kV_{c.c.}

Se folosesc în aparatură electronică în circuite de înaltă tensiune.

- Gama de valori ; 4,7 pF . . . 270 pF

- Domeniu de temperaturi : -40 °C . . . $+85$ °C

- Tensiuni nominale : $U_n = 1$ kV; 2 kV, 3 kV_{c.c.} Tensiunea de probă : $1,5U_n$.

- Pierderi dielectrice : $\text{tg}\delta \leq 10 \times 10^{-4}$

- Coeficient de temperatură : $\alpha_c = -750 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C} \pm 50$ %

- Fiabilitate : $\lambda \leq 1 \times 10^{-6} / \text{h}$.

Condensatoarele cu :

$U_n = 1$ kV au $C_n = 4,7$ pF . . . 270 pF ($\varnothing 6$. . . 19 mm)

$U_n = 2$ kV au $C_n = 4,7$ pF . . . 180 pF ($\varnothing 6$. . . 19 mm)

$U_n = 3$ kV au $C_n = 4,7$ pF . . . 150 pF ($\varnothing 6$. . . 19 mm)

Marcarea : capacitatea în codul culorilor iar tensiunea în clar pe verso.

3. CG32.00 Condensatoare plachetă, de tip I, de 63 V_{c.c.}

Se folosesc în circuite electronice de tensiune mică, pentru cuplaj și decuplare.

- Tensiunea nominală : 63 V_{c.c.} ; tensiunea de probă 200 V_{c.c.}

- Gama de capacități :

a) Condensatoare cu pastă P : $C_n = 33$ pF . . . 390 pF (10×10 mm² . . . 15×15 mm²)

b) Condensatoare cu pastă U : $C_n = 100$ pF . . . 1.000 pF (10×10 mm² . . . 15×15 mm²)

- Toleranțe : ± 5 și ± 10 %

- Marcare : în codul internațional al culorilor (cu 4 culori, prima este pasta).

- Gama de temperaturi : -40 °C . . . $+85$ °C

4. CG10.00 Condensatoare disc neizolate, fără terminale, de tip I

Se folosesc în circuite de FIF și mai ales UIF, implantate în placa de cablaj imprimat.

Gama de valori : 1 pF . . . 22 pF; toleranțe : ± 1 pF; ± 5 %; 10 %; 20 %.

Tensiunea nominală : $U_n = 250$ V_{c.c.} (probă la 500 V_{c.c.})

Dimensiune : $\varnothing 5$ mm sau $\varnothing 7,3$ mm.

Armături : pelicule groase de argint, cu cositorire aparentă.

Coeficient de temperatură : P ($-150 \times 10^{-6} \pm 80$) și U ($-750 \times 10^{-6} \pm 250$).

5. CL12.00 Condensatoare ceramice disc, tip II, de 500 V_{c.c.}

Se folosesc în diferite circuite pentru cuplare, decuplare, la tensiuni mari. Ceramica folosită : de tip X, Y sau Z, toate cu variație mare a capacității în gama de temperatură cuprinsă între -40 °C și $+85$ °C . Variația procentuală este diferită la cele 3 paste iar toleranțele capacității foarte largi :

X : $\Delta C = -90$ % . . . $+30$ % $C_n = 470$ pF . . . 10.000 pF cu -20 % . . . $+80$ %

Y : $\Delta C = -70$ % . . . $+30$ % $C_n = 680$ pF . . . 10.000 pF cu -20 % . . . $??$ % (valoare omisă)

Z : $\Delta C = -20$ % . . . $+10$ % $C_n = 330$ pF . . . 3.900 pF cu ± 5 %; 10 % sau 20 %

Pierderile dielectrice sunt relativ mari : $\text{tg}\delta \leq 350 \times 10^{-4}$

- Marcarea în codul culorilor.
- Dimensiuni : disc Ø 6 mm; 8 mm; 11 mm; 15 mm și 19 mm.

6. CL32.00 Condensatoare ceramice plachetă, tip II de 30 V_{c.c.}

Sunt cele mai uzuale condensatoare plachetă pentru decuplări și cuplaj în RF, FI și AF din aparatura radio și TV tranzistorizată, în circuite de tensiune mică, de larg consum.

- Gama de valori : 4,7 nF . . . 100 nF
- Toleranțe : ± 20 % și – 20 % . . . + 85 %
- Tensiunea nominală : 30 V_{c.c.} ; tensiunea de probă : 100 V_{c.c.}
- Pierderi dielectrice : $\text{tg}\delta \leq 350 \times 10^{-4}$
- Dimensiuni : plachete pătrate cu latura de 6 mm; 10 mm; 12 mm și 15 mm
- Comportarea la variații de temperatură : vezi condensatoarele CL12.

Exemplu : CLX 12.08 – 1500 ± 10 %

7. CX12.00 Condensatoare ceramice disc, tip II de 1 kV_{c.c.}; 2 kV_{c.c.}; 3 kV_{c.c.}

Au coeficient de temperatură nedefinit cu variații mari (pastă X, Y, Z) dar o mare rigiditate dielectrică. Se folosesc în circuite electronice din RR, TV, aparatura profesională, la tensiuni mari de lucru, acolo unde variația capacității nominale nu are efecte importante asupra parametrilor aparatelor.

Gama de valori și tensiuni :

$U_n = 1 \text{ kV}_{c.c.}$ $C_n = 470 \text{ pF} \dots 10.000 \text{ pF}$ (Ø 6 mm, 8 mm, 11 mm, 15 mm, 19 mm)

$U_n = 2 \text{ kV}_{c.c.}$ $C_n = 470 \text{ pF} \dots 10.000 \text{ pF}$ (Ø 6 mm, 8 mm, 11 mm, 15 mm, 19 mm)

$U_n = 3 \text{ kV}_{c.c.}$ $C_n = 410 \text{ pF} \dots 4.700 \text{ pF}$ (Ø 8 mm, 11 mm, 15 mm, 19 mm).

- Pierderi dielectrice : $\text{tg}\delta = 350 \times 10^{-4}$
- Tensiunea de probă : 1,5 U_n
- Variația capacității : – 90 % . . . + 30 % în gama $T = -40^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$.
- Toleranța capacității : – 20 % . . . + 80 %
- Fiabilitatea : $\lambda = 1 \times 10^{-6} / \text{h}$ (real de circa 1×10^{-7}).

Exemplu de codificare : CBX 12.06-680: – 20 % la + 80 % .

8. CZ12.00 Condensatoare ceramice de protecție pentru 400 V_{ef.}

Sunt condensatoare speciale pentru cuplaj **de înaltă siguranță la atingere** folosite în acele locuri unde defectarea condensatorului prin străpungere poate produce pericol de electrocutare (șoc electric). **Începând din anul 1966, pe plan european și mondial s-au instaurat norme riguroase de protecție împotriva electrocutării persoanelor prin atingerea oricărei piese metalice care poate intra în contact accidental cu omul, ca de exemplu antena de TV, suportul antenei, acoperișul sau burlanele de tablă neîmpământate, cablul coaxial sau paralel de coborâre, adaptorul de impedanță 75 Ω / 300 Ω sau borna de antenă a televizorului.** Cea mai cunoscută normă de protecție a fost elaborată de VDE (Asociația Electrotehnicienilor Germani) și a fost adoptată ca atare în multe țări din lume : VDE 0560 partea 2-a. Norme asemănătoare s-au adoptat în Suedia (SEMKO), Danemarca (DEMKO), Norvegia (NEMCO), Elveția (SE), etc.

• Normele de protecție contra electrocutării prevăd ca borna de antenă a TV să fie izolată la ambii poli prin capacități relativ mici (220 pF la 1.000 pF) rezistențe necondiționat la o tensiune alternativă eficace de 400 V_~ . Nivelul de 400 V_~ s-a ales pentru a asigura televizorului și la în cazul când tensiunea trifazată ajunge accidental la șasiul televizorului datorită defectării nului din sistemele de distribuție a energiei electrice de 220V_~ .

De aceea, borna de antenă a TV se izolează de cablul coaxial atât pe firul central cu un condensator de 220 pF (ce poartă semnalul) cât și pe firul de masă cu 2 condensatoare

(pentru simetrie electrică) condensatoare ce satisfac VDE0560 partea 2, sau Norma Internă Departamentală din R.S.R. NI 3244. (NI = Norma Internă)

• Condensatoarele din familia CZ.12 satisfac probele impuse de NI 3244 și VDE 0560 și anume:

Tensiunea nominală : $U_n = 400 V_{c.a.ef.}$

Tensiunea de probă : U_n aplicată astfel :

a) $2.400 V_{ef}$ (50 Hz) timp de 2 secunde, control bucată cu bucată.
b) $2.400 V_{ef}$ (50 Hz) timp de 1 minut, control stabilit (se aplică la un număr de piese prelevate din fiecare lot fabricat și testat cu proba (a)).

c) $2.400 V_{ef}$ (50 Hz) între termnale și suprafața exterioară prin care se verifică calitatea izolației dintre una și apoi cealaltă armătură față de suprafața de rășină termodură impregnată cu ceară.

Gama de valori : 47 pF și 220 pF cu $\pm 20 \%$; 2200 pF și 3300 pF, cu $-20\% \dots +80 \%$

- Rezistența de izolație $\geq 6 \times 10^3 M\Omega$

- Coeficientul de temperatură : $-1.000 \times 10^{-6} / ^\circ C \pm 500 \times 10^{-6} / ^\circ C$

- Variația capacității : C_n / C_0 :

La condensator cu pastă X : $-90 \% \dots +30 \%$

La condensator cu pastă Z : $-20 \% \dots +10 \%$

Valorile uzuale :

CZZ. 12.09 - 47 pF $\pm 20 \%$ (disc $\varnothing$ 9 mm)

CZZ. 12.12 - 220 pF $\pm 20 \%$ (disc $\varnothing$ 12 mm)

CZX. 12.16 - 2.200 pF; $-20 \% \dots +80 \%$ (disc $\varnothing$ 16 mm)

CZX. 12.16 - 3.300 pF; $-20 \% \dots +80 \%$ (disc $\varnothing$ 16 mm)

- Fiabilitate : $\lambda \leq 1 \times 10^{-6} / h$ (real circa $1 \times 10^{-7} / h$).

- Marcare : în cod capacitatea (pe o parte) și clar pasta și tensiune de 400 $V_{c.a.}$ pe cealaltă parte a condensatorului.

• Condensatoarele străine care satisfac normele de protecție amintite poartă neapărat inscripția 400V~ în clar precum și semnul VDE, SEMCO, etc.

9. CZZ.21.04 Condensatoare ceramice de trecere antenă.

Cablul coaxial al bornei de antenă la televizoarele mai vechi, erau conectate la selector sau rotator prin intermediul unui condensator de trecere cilindric CZZ.21.04 sau $C_n = 1.000 pF$ ($-20\% \dots +80\%$), cu $U_n = 1.500 V_{c.a.}$ (50Hz), având aceleași calități ca și condensatoarele de tip CZZ.12. de 220 pF folosite actualmente.

10. CL10.00 Condensatoare ceramice disc neizolate, fără terminale.

În selectoarele de canale UIF (și în viitor și în selectoarele FIF) se folosesc pentru cuplări și decuplări condensatoare disc fără terminale neizolate, cu diametru de 5 mm sau 7 mm, implantate în cablajul imprimat.

- Gama de capacități : $C_n = 100 pF \dots 2.200 pF$, cu toleranțe de $\pm 20 \%$; $\pm 10 \%$; $\pm 5 \%$ și $-20 \% \dots +80 \%$.

- Tensiunea nominală : 250 $V_{c.c.}$

- Pierderi dielectrice : $tg\delta \leq 350 \times 10^{-4}$

Condensatoarele fără terminale sunt complet neinductive; la condensatoarele cu terminale inductanța este de aproximativ 1 nH / cm adică de circa $2 \times 10^{-9} H$ la un condensator cu terminale de 10 mm lungime.

2.5. CIRCUITUL OSCILANT.

Se compune dintr-o inductanță L și o capacitate de acord C conectate în serie sau în paralel, formând astfel un circuit oscilant serie sau un circuit oscilant paralel.

Principala misiune a circuitului este selectarea sau rejectarea (îndepărtarea) anumitor tensiuni de înaltă frecvență; pentru selectarea sau rejectarea semnalelor sinusoidale se folosesc proprietățile fundamentale ale C.O. (*Circuite Oscilante*).

Circuitul oscilant paralel are la rezonanță o rezistență R_0 maximă dependentă de mărimile L și C și influențată în mod fundamental de factorul de calitate Q al circuitului oscilant :

$$R_0 = \frac{\omega C}{Q} \quad \text{în care } Q \text{ este factorul de calitate al circuitului.}$$

Q determină banda de trecere la rezonanță, deci selectivitatea circuitului :

$$B_{3db} = \frac{f}{Q} \quad \text{și ca urmare rezistența la rezonanță se poate scrie și astfel :}$$

$$R_0 = \frac{1}{2\pi C B}$$

de exemplu : $f = 6,5 \text{ MHz}$; $C = 220 \text{ pF}$; $Q = 100$,

rezultă : $B = 6.500/100 = 65 \text{ kHz}$

$$R_0 = \frac{1}{6,28 \times 220 \times 10^{-12} \times 65 \times 10^3} = 11 \text{ k}\Omega \quad (11, 135 \text{ k}\Omega)$$

Factorul de calitate Q depinde de pierderile în bobină, de $\text{tg}\delta_L$ și pierderile în condensator definite de $\text{tg}\delta_C$. Pierderile în bobină depind de grosimea conductorului (liță), de calitatea carcasei, de vecinătatea unor obiecte metalice (ecrane sau blindaje), de calitatea miezului (ferită, ferocart) și de forma miezului (cilindric, oală, etc.).

Circuitul oscilant serie prezintă la rezonanță o rezistență, determinată de valorile L , C și de factorul de calitate Q , al circuitului. La circuitul rezonant serie rezistența circuitului este cu atât mai mică cu cât factorul de calitate, Q , este mai mare, deci cu cât rezistența echivalentă serie de pierderi (rezistența ohmică și rezistențe de pierderi ale condensatorului de acord și inductanței) :

$$R_0 \approx r_{cc} \text{ (practic de câțiva ohmi sau zeci de ohmi).}$$

Cele mai frecvente utilizări ale circuitelor oscilante sunt bine cunoscute :

- circuite rezonante paralele sau serie, de sarcină,
- circuite de rejecție serie sau paralele conectate în serie sau în derivație (*paralel*),
- filtre de bandă cu două sau mai multe circuite acordate.

În figura 19 se arată cele mai uzuale forme de circuite oscilante folosite în televizoare (selectoare, FI – VS; FI – 6,5 MHz, video).

a – $L_1 C_1$ formează un circuit rezonant singular paralel ca sarcină a unui etaj amplificator de RF sau FI (R_0 este mare).

b – $L_2 C_2$ formează un circuit rezonant dop cu R_0 mare, având funcția de rejecție serie ; la frecvența de acord f_2 ; aceasta prezintă o rezistență foarte mare de la 1 la 2 (la TV rejecția serie de 6,5 MHz).

c – $L_3 C_3$ formează un circuit rezonant serie acordat pe f_3 , cu rezistență minimă la f_3 de la 1 la 2 (rejecție de 30 MHz sau 39,5 MHz).

d – L_4C_4 formează un circuit rezonant serie (cu R_0 foarte mică la rezonanță), conectat în derivație față de calea semnalului ; este un rejector pentru frecvența f_4 care este atenuată puternic (scursă la masă).

e – L_5C_5 formează un circuit paralel rejector cuplat slab cu linia semnalului (la TV rejecția de 31,5 MHz). R_5 amortizează circuitul lărgindu-i banda de trecere.

f – L_6C_6 formează un circuit rezonant serie acordat de exemplu pe 36 MHz iar L_C este bobina de cuplaj (vezi L_{106} L_{109} la TV cu C.I.)

g – și h : filtre de bandă cuplate, de impedanță mare :

g – inductiv prin inductanța mutuală L_{76} ,

h – cu cuplaj capacitiv sus și priză capacitivă C_{10} ; C_{11} în secundar (FI – S).

j – filtru de bandă de joasă impedanță : L_{12} C_{12} primarul ; $L_{13}C_{13}$ secundarul iar L_C inductanța de cuplaj (cuplaj inductiv în picior), folosit la amplificatoare de RF (FIF), de exemplu amplificatoare de antenă ($Z_{in} = Z_{ieș} = 50 \Omega \dots 100 \Omega$).

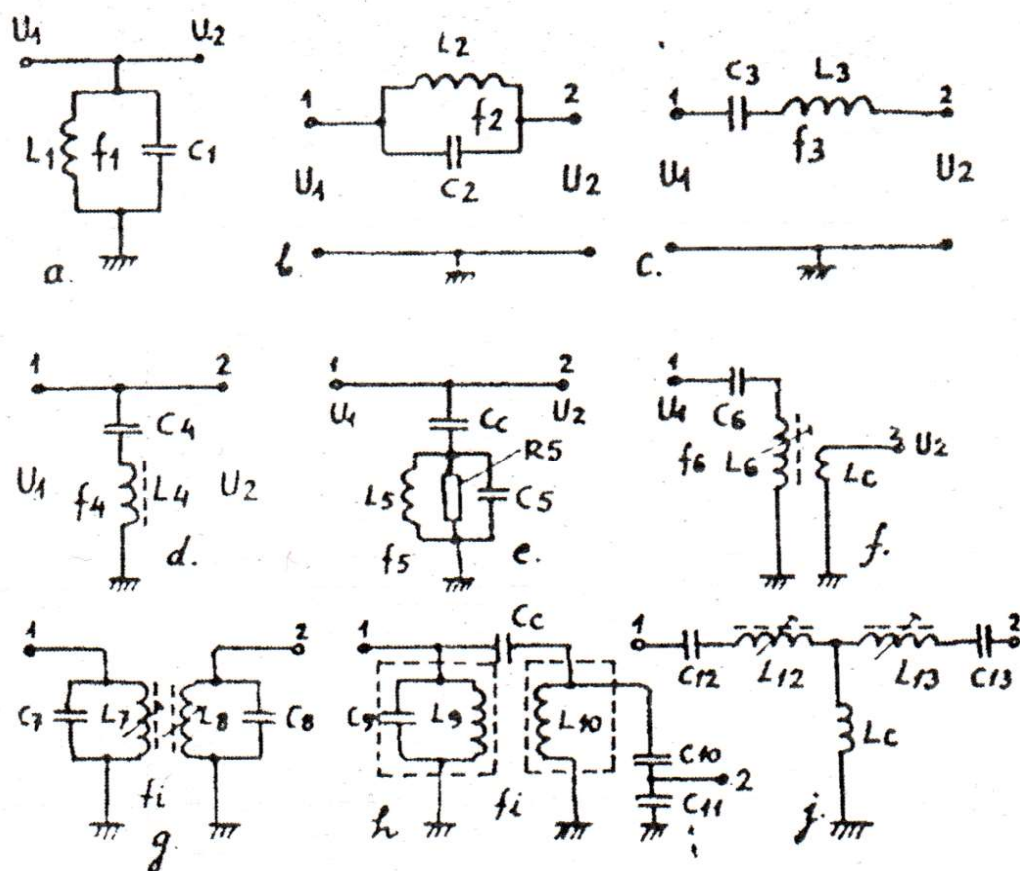


Fig. 19

• La bobine se realizează $\text{tg } \delta_L = (0,1 \dots 1) \times 10^{-3}$ deci Q este de ordinul a $100 \dots 1.000$. Pentru ca factorul de calitate al circuitului oscilant să fie de același ordin de mărime, este necesar ca pierderile dielectrice ale capacității de acord să fie mici iar $\text{tg } \delta_C$ tot de $(0,1 \dots 1) \times 10^{-3}$.

La circuitele se pot folosi deci numai anumite tipuri de condensatoare . Este necesar și un coeficient de temperatură precizat (cunoscut) și cu o variație cât mai mică în domeniul de temperatură cuprins între -25°C și $+70^\circ\text{C} \dots +80^\circ\text{C}$.

Coeficientul de temperatură mic este esențial pentru ca valoarea capacității să varieze cât mai puțin cu temperatura asigurându-se astfel stabilitatea acordului.

Factorul de pierderi $\text{tg } \delta$ și coeficientul de temperatură α_C a diferitelor tipuri de condensatoare este arătat în tabelul de mai jos. Trebuie spus că $\text{tg } \delta$ variază cu temperatura cât și cu frecvența. De asemenea δ_C variază cu temperatura.

Pentru circuite oscilante se folosesc preponderent condensatoare cu dielectric de polistiren (denumirea comercială stiroflex) sau condensatoare ceramice. Condensatoare cu mică se fabrică tot mai puțin din motive economice.

Dielectric	$\text{tg } \delta \times 10^{-3}$	$\alpha_C \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$
mică	0,2	+ 30
sticlă	0,7	+ 140
ceramică	0,2 ... 0,5	+ 100 ... - 1.500
poliester	3 ... 5	+300 ... 800
polistiren	0,2	- 140
polipropilenă	0,5	- 300
hârtie uleiată	3 ... 15	+ 100 ... 600

Condensatoarele stiroflex au $\alpha_C = - 140 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ care este o valoare medie cu dispersia între : - 60 ... - 220. Cu alte cuvinte la un $C = 1 \text{ nF}$ folosit pentru acord la $f = 6,5 \text{ MHz}$, valoarea capacității scade cu 0,14 pF pentru fiecare grad cu care temperatura ambiantă crește : dacă $+\Delta T = 20 ^\circ\text{C}$, $\alpha_C = - 0,14 \times 20 = - 2,8 \text{ pF}$ ceea ce înseamnă - 28 %. Ușor se poate calcula variația de capacitate $+\Delta C$ cu formula următoare :

$\Delta C = \alpha_C \times \Delta T \times C$ în care ΔT este diferența de temperatură iar C este capacitatea condensatorului.

De exemplu : $C = 1.000 \text{ pF}$; $\Delta T = +20 ^\circ\text{C}$,

$\Delta C = - 140 \times 10^{-6} \times 20 \times 1 \times 10^3 = - 2,8 \text{ pF}$.

Cu alte cuvinte, la un circuit acordat de 6,5 MHz (*este vorba de frecvența purtătoare de sunet*), la un TV dacă în interior temperatura crește de la + 20 °C la 40 °C, valoarea condensatorului de acord va scade de la 1.000 pF la circa 997 pF iar frecvența de rezonanță va crește cu $\sqrt{\Delta C}$, adică cu 16 kHz ceea ce nu deranjează cu nimic. Dacă însă condensatorul era ceramic de tip U cu $\alpha_C = - 1.000 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$, scăderea capacității ar fi fost de circa 20 pF iar frecvența circuitului ar fi crescut la circa 6,58 MHz ceea ce înseamnă dezacordul circuitului.

Condensatoarele ceramice destinate circuitelor oscilante au coeficientul de temperatură diferit prin marcarea capacitorului cu o literă :

U	$\alpha_C = - 750 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$	$\alpha_C = - 500 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C} \dots - 1.000 \times 10^{-6}$
P	$\alpha_C = - 150 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$	$\alpha_C = - 70 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C} \dots - 230 \times 10^{-6}$
H	$\alpha_C = - 33 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$	$\alpha_C = + 30 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C} \dots - 93 \times 10^{-6}$
A	$\alpha_C = - 750 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$	$\alpha_C = 0 \dots +200 \times 10^{-6}$

Comparând valoarea coeficientului de temperatură , rezultă o asemănare perfectă între condensatorul ceramic de tip OP și condensatorul cu stiroflex. Deci condensatoarele ceramice

de tip P pot înlocui condensatoarele de stiroflex cel mai bine sub raportul coeficientului de temperatură.

Inductanța sau bobina trebuie să aibă un coeficient de temperatură cunoscut și ca mărime și ca tendință de variație cu temperatura sau frecvența.

Coeficientul de temperatură (CT) al inducției depinde de mai mulți factori :

- CT al miezului ferimagnetic (ferita, ferocart, etc.)
- CT al materialului dielectric al carcasei și al lacului sârmei.
- dilatarea conductorului sau variația geometriei bobinei.

Determinat de acești factori este CT al miezului. La feritele de înaltă frecvență, α_{μ} este pozitiv și de ordinul a $100 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$, astfel că inductanța tinde să crească la creșterea temperaturii.

Pentru ca un circuit oscilant să-și mențină frecvența, coeficientul de temperatură al bobinei α_L și coeficientul de temperatură al capacitorului de acord α_C trebuie , pe cât posibil, să se anuleze reciproc. Pentru aceasta capacitatea stiroflex sau ceramic de tip P, sunt remarcabile asigurând stabilitatea maximă a frecvenței.

- Șirul standardizat de valori pentru rezistențe, condensatoare, termistoare, varistoare.

Pe plan internațional s-au standardizat valorile R, C astfel încât să fie acoperite practic toate necesitățile. Avem mai multe șiruri, fiecare având un număr de valori corespunzând unei anumite toleranțe : E 6 ($\pm 20\%$) ; E 12 ($\pm 10\%$) ; E 24 ($\pm 5\%$) ; E 48 ($\pm 2\%$), etc. Prezentăm în tabelul de mai jos șirurile de valori produse de către industria de componente (*I.P.R.S. - Băneasa*).

E 6 (20 %)	E 32 (10 %)	E 24 (5%)	E 48 (1 %)	
100	100	100	100	105
		110	110	115
	120	120	121	127
		130	133	140
150	150	150	147	154
		160	163	169
	180	180	178	187
		200	196	205
220	220	220	215	226
		240	237	249
	370	270	261	274
		300	287	301
330	330	330	316	332
		360	348	365
	390	390	383	402
		430	422	442
470	470	470	464	437
		510	511	536
	560	560	562	590
		620	619	649
680	680	680	681	715
		750	750	787
	820	820	825	866
		910	900	953

CAP. 3. SEMICODUCTOARE MODERNE.

În buletinul tehnic nr. 1 s-a prezentat câte ceva din fizica semiconductoarelor și tehnologia dispozitivelor uzuale : diode, tranzistoare de diferite feluri și tranzistoare de putere. Tirajul mic și circulația restrânsă a acestui buletin face necesară reamintirea unor cunoștințe fundamentale despre semiconductoarele clasice adică diode și tranzistoare bipolare. Ținând seama de proliferarea extraordinară a componentelor pasive și active bazate pe semiconductoare considerăm că este necesară prezentarea unor dispozitive moderne, componente noi apărute în ultimii ani și care pătrund treptat în radioelectronică : dioda Schottky, dioda Esaki (tunel), dioda IMPATT, elementul GUNN, dioda TRAPATT, dioda PIN, fotodiode, fototranzistoare, dioda LED, apoi tranzistoarele planare (la vârsta majoratului = 21 ani), tiristorul, dispozitive triac, diac, tranzistorul MOS-FET cu canal p și canal n . În continuare s-a considerat util ca tehnicienii noștri să cunoască câteva dintre circuitele cu pelicule groase sau cu pelicule subțiri și circuite hibride care își croiesc drum spre radioelectronica de larg consum.

Circuitele integrate monolitice, atât cele logice (TTL, DCTL, RTL, DTL) ca și cele liniare cu care ne-am obișnuit deja – vor fi trecute în revistă. Spre sfârșitul capitolului se vor face cunoscute și circuitele de tip LSI (Large Scale Integration) de tip monolitic sau de tip MOS pentru circuite digitale din microprocesoare. Acestea din urmă sunt prezentate la modul cel mai simplificat, mai mult pentru cultură generală și ... orientare. Orientare, pentru că cei care vor depăna televizoare în anul 1990 vor avea probabil de verificat funcționarea unui microprocesor în loc de depănarea baleiajului orizontal și de casat o matrice MOS care probabil va comanda 388.604 diode LED ... în locul unui cinescop de 61 cm.



Semiconductoarele sunt cunoscute de peste 100 ani: efectul de joncțiune pn a fost descoperit de Karl Ferdinand Braun în 1874 dar explicat teoretic doar în 1939 de W. Schottky. Străpungerea prin avalanșă și dioda stabilizatoare a fost înțeleasă în 1934 de către C. Zener. Tranzistorul a fost inventat de J. Barden și W. Brattain în 1948 (*în 23 Decembrie 1947 a avut loc demonstrația oficială prezentată de către Shottky, Barden și Brattain , cei trei au lucrat în echipă*) și explicat de W. Shockley în 1952 (*cartea Electrons and Holes in Semiconductors with application to transistor electronics, autor William Shockley, a fost publicată în 1950*). Toți trei au primit premiul Nobel în 1956. Tehnologia planară a fost creată la Fairchild în 1958 . . . 1960, iar MESA dezvoltată până la perfecțiune de Siemens în anii 1961. . . 1970. Efectul Gunn a fost descris prima oară de către J. O. Gunn în 1965. Tiristorul are doar 25 ani (*acest Buletin Tehnic a fost publicat în anul 1979*), iar diodele LED mai puțin de 10 ani. Circuitele integrate monolitice liniare moderne pentru televizoare au mai puțin de 8 ani iar microprocesoarele de tip LSI 2 ani la 3 ani; viteza evoluției este amețitoare.

Tranzistorul este vestitorul unei noi ere în istoria omenirii : fără tranzistor omul nu ar fi ajuns pe lună și probabil nu va putea supravețui pe pământ.



Cercetările în domeniul semiconductorilor presupun cunoștințe profunde despre fizica corpului solid. Unele tehnologii necesare producerii dispozitivelor moderne cu semiconductoare sunt – fără extragere – de o complexitate uimitoare și în același timp de o mare simplitate. Acest capitol este un compediu pentru nespecialiști, scris cu scopul de a lămurii un mare număr de noțiuni și de termeni noi care trebuie cunoscuți pentru a putea ține pasul cu evoluția ingineriei electronice. Alături de componentele active, pătrund treptat în

radioelectronica de larg consum dispozitive pasive ultramoderne ca de exemplu filtrele ceramice pentru FI – MF (pentru 4,5MHz; 5,5 MHz; 6,5 MHz și 10,7 MHz), pentru FI – MA (455 kHz) și mai ales filtrul solid de selectivitate pentru calea comună realizat în tehnica FUS (Filtre cu Unde de Suprafață). Un astfel de filtru asigură formarea caracteristicii de frecvență FI – VS – TV cu rejecțiile necesare (30 MHz; 31,5 MHz; 39,5 MHz; 40,5 MHz) asigurând palierul curbei de FI – VS și plasarea purtătoarei de imagine corect pe flancul lui Nyquist. Un astfel de filtru înlocuiește 8 . . . 9 inductanțe, 12 . . . 15 condensatoare, manopera de reglaj – acord și ... posibilitățile de dezacordare în timp sau în procesul de service.

Treptat producătorul de componente preia tot mai mult din activitatea fabricantului de televizoare; acestuia din urmă îi rămâne sarcina tot mai ușoară de a fabrica prin asamblare aparatele și sarcina **tot mai grea** de a asigura service-ul adică repararea și întreținerea aparatelor din exploatare.

3.1. Proprietățile fizice și electrice ale semiconductoarelor.

Spre deosebire de conductoare și izolatoare, conductibilitatea semiconductoarelor depinde foarte mult de:

- temperatură
- iluminare
- impurificare cu materiale străine,

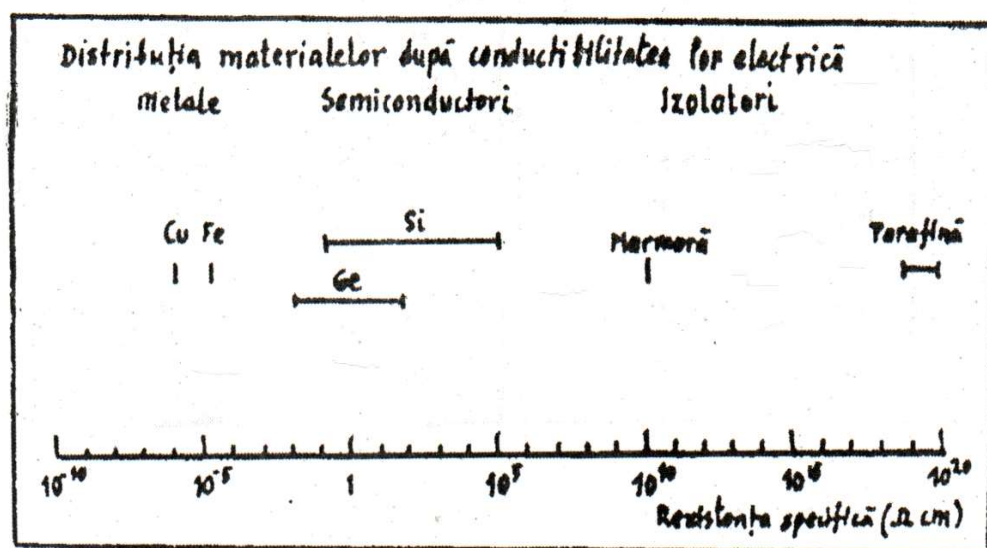


Fig. 1

La temperatura camerei (+20 °C), conductibilitatea electrică a semiconductoarelor este plasată aproximativ la mijloc între conductibilitatea mare a metalelor și conductibilitatea aproape nulă a izolatoarelor. Creșterea temperaturii mărește exponențial numărul electronilor liberi din semiconductoare și prin aceasta conductibilitatea electrică; același efect îl are lumina asupra anumitor semiconductoare.

Principalele semiconductoare sunt Germaniul și Siliciul care fac parte din grupa IV-a a „Tabelul periodic al elementelor” deoarece au 4 electroni de valență pe ultima orbită a atomului. La temperaturi mari, de ordinul 130 °C la 180 °C la Ge și 250 °C la 300 °C la Si conductibilitatea electrică crește atât de mult încât aceste semiconductoare se comportă ca un metal dintre cele mai slab conductoare.

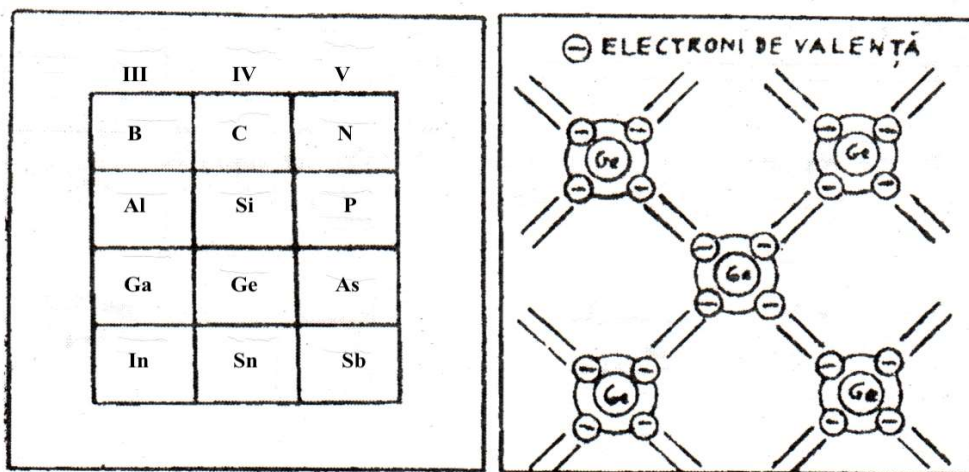


Fig. 2

La temperaturi foarte joase semiconductoarele devin practic izolatoare în timp ce metalele devin supraconductoare (la temperaturi apropiate de zero absolut (*care corespunde valorii de minus 273,15 °C = 0 °K*). Ne-am referit până acum la conductibilitatea semiconductoarelor pure, pure în sens fizic (și nu chimic), când numărul de atomi străini în Ge sau Si este neglijabil (1 atom străin la $10^{16} \dots 10^{18}$ atomi).

La rece, semiconductoarele pure se comportă ca un izolator deoarece într-un monocristal pur de Ge sau Si, la temperaturi joase nu există purtători de sarcini liberi. Electronii ultimei orbite (*azi, se folosește și termenul de nivel energetic*) a atomilor „cristalului” asigură legătura dintre atomi. Prin „introducerea” de energie sub formă de căldură sau lumină, unii electroni (puțin la număr) se pot elibera din legăturile lor devenind purtători de sarcină electrică și putându-se mișca „liber” printre atomi.

O altă cale de a măări conductibilitatea Ge sau Si este impurificarea sau doparea în proporții extrem de mici cu atomi străini (*în B.T. nr.7 se folosește termenul de DOTARE; termenul folosit în I.P.R.S. – Băneasa era DOPARE; pentru conformitate consultă DEX-ul pentru cuvintele: DOTAT și DOPAT*). Doparea se realizează fie pe cale metalurgică fie pe alte căi folosind elemente din grupa III-a și grupa V-a (vecine cu grupa Germaniului și a Siliciului obținându-se după necesitate fie un semiconductor de tip **n** (Si de tip **n** sau Ge de tip **n**) în care purtătorii majoritari de sarcină sunt electronii, fie un semiconductor de tip **p** (Si de tip **p** sau Ge de tip **p**) în care purtătorii majoritari de sarcină sunt golurile.

Siliciul sau Germaniul monocristalin sub formă de lingou constituie materia primă de la care pornește fabricația diodelor, tranzistoarelor sau circuitelor integrate. În afară de Ge și Si, pentru fabricarea anumitor dispozitive semiconductoare se folosesc combinații ale elementelor din grupa III și grupa V, ca de exemplu GaAs (arseniură de galiu) sau InSb (stibiură de indiu).

Doparea de tip n este introducerea de atomi din grupa a V-a (cu 5 electroni pe ultima orbită) și are ca urmare apariția unor electroni liberi. Semiconductorul de tip **n** astfel realizat are electronii purtători de sarcină. Atomii care cedează electroni se numesc donori (donatori). Conductibilitatea, respectiv rezistența specifică a semiconductorului **n** depinde de numărul de atomi introduși în rețeaua cristalină. Rezistența specifică :

- doparea normală **n** : 1 atom donor la 10^7 atomi de Si ; $\rho \approx 5 \Omega \text{ cm}$
 - doparea puternică **n**⁺ : 1 atom donor la 10^4 atomi de Si; $\rho \approx 0,03 \Omega \text{ cm}$.
- Atomul donor cedând un electron rămâne încărcat pozitiv (vezi figura 3a).

Doparea de tip p constă în introducerea de atomi din grupa a III-a (cu 3 electroni de valență) și ca urmare lipsa de electroni în cristal (goluri). Dacă electronii atomilor vecini „sar” în golul alăturat, golul adică sarcina pozitivă se deplasează în rețeaua cristalină aproape la fel mobil ca și electronul liber. Acest semiconductor este de tip p . Atomii care preiau electroni se numesc acceptori (primitori) vezi figura 3b).

Atomul acceptor preluând un electron devine încărcat negativ.

- doparea normală de tip p : 1 atom acceptor la 10^6 atomi de Si; $\rho \approx 2 \Omega\text{cm}$
- dopare puternică de tip p : 1 atom acceptor la 10^4 atomi de Si; $\rho \approx 0,05 \Omega\text{cm}$

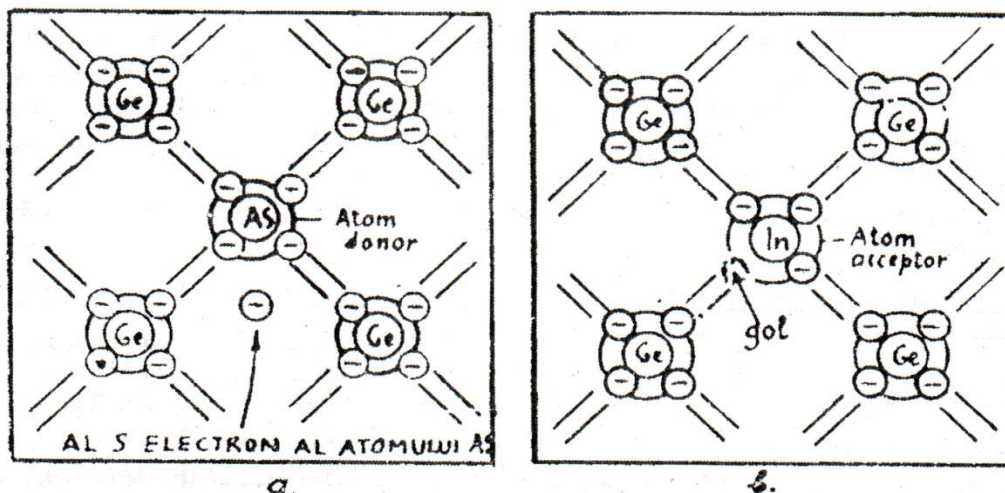


Fig. 3

Procedee de dopare

Doparea se poate face :

- 1 – la creșterea monocristalului,
- 2 – prin aliere,
- 3 – prin difuzie,
- 4 – prin implantare ionică

1. Doparea în cursul creșterii (tragerii) monocristalului de Ge se face introducând de exemplu antimoniu (stibiu) direct în zona topită. În timpul tragerii, atomii donori se fixează în rețeaua cristalină.

2. Alierea. La tranzistoarele aliate cu germaniu, bile mici de indiu sunt așezate pe plăcuța de Ge și aduse în stare de aliere. La răcire o parte din atomii de indiu se fixează în rețeaua de atomi a Ge rezultând o zonă de germaniu de tip p destul de subțire (vezi figura 4a).

3. Difuzia. Plachetele de siliciu se introduc într-un cuptor cu tub de cuarț încălzit la circa 1.000°C . Doparea se face cu bor care se introduce în cuptor sub formă de gaz. Atomii de bor pătrund prin difuzie (pătrundere) în cristalul de siliciu și formează pe suprafața siliciului o zonă de conductibilitate de tip p . Zone de tip p se obțin prin difuzia fosforului (*fosforul este în grupa V-a și deci este un DONOR, adică dopant de tip n , nu p*) în Si. Grosimea stratului difuzat este de ordinul micronilor sau a zecilor de microni și depinde de durata procesului de difuzie.

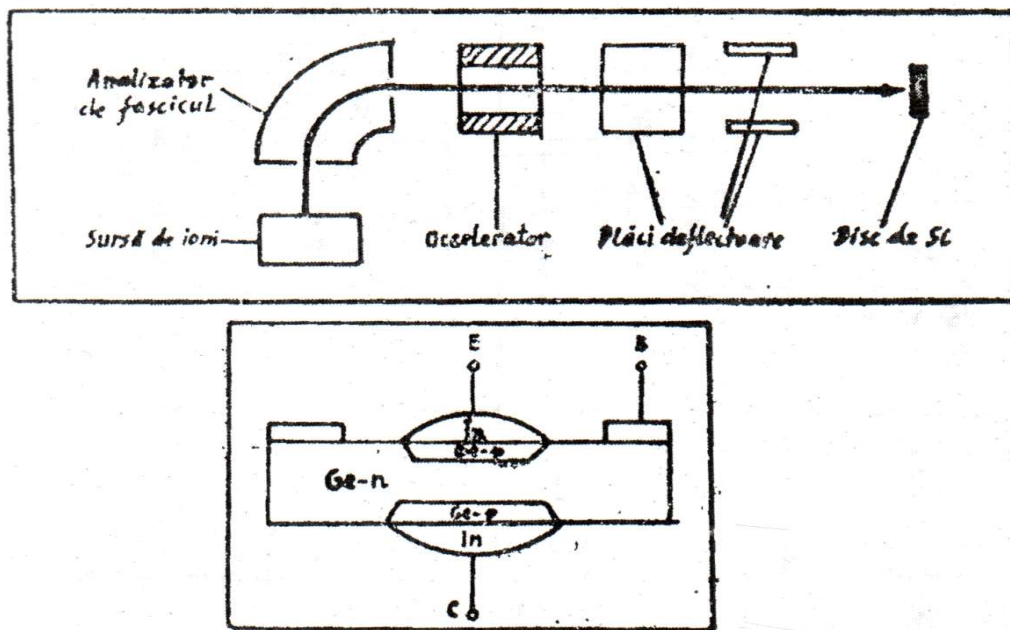


Fig. 4 a-b

Conductibilitatea zonei „impurificate” de către donator sau acceptor depinde de concentrația gazului donator respectiv acceptor.

4. Implantarea ionică. Atomii încărcăți electric (ioni) ai unui gaz de impurificare sunt accelerați într-un câmp electric puternic formându-se un fascicol de ioni. Fascicolul este accelerat și lovește cu energie mare o plachetă de Si, ionii pătrunzând în cristalul de Si. În procesul de implantare, poate fi controlată foarte exact atât localizarea cât și concentrarea dopării (vezi figura. 4b).

Joncțiunea *pn* și efectul de barieră.

Joncțiunile *pn* iau naștere la suprafața de separație dintre o zonă de tip *n* și o zonă de tip *p* ale aceluiași cristal semiconductor și se prezintă ca un strat de barieră sau de blocare.

Joncțiunea *pn* nepolarizată (fără tensiune aplicată).

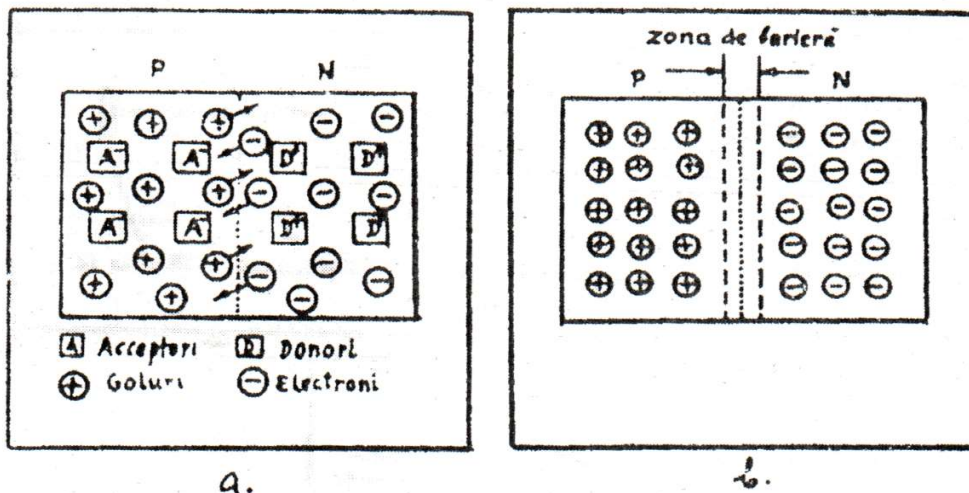


Fig. 5

În situația fără tensiune aplicată, golurile din zona p difuzează în zona n iar electronii din zona n difuzează în zona p . Concentrațiile diferite ale purtătorilor de sarcină din cele două zone tind să se echilibreze. Prin plecarea unui număr de goluri din zona p , rămân atomi acceptori încărcăți negativ necompensați și ca urmare zona p se încarcă negativ. Prin pierdere unui număr de electroni, rămân în zona n atomi donori încărcăți pozitiv necompensați. Zona n se încarcă pozitiv. Între zona p și zona n se instalează o diferență de potențial, apare deci o tensiune (tensiunea de difuzie) și transferul de purtători de sarcină se încheie. Trecerea de la zona p la zona n se prezintă ca un strat foarte săracit de purtători de sarcină, de rezistivitate mare, un strat de barieră între cele două zone.

Joncțiunea pn polarizată.

Aplicând o tensiune continuă cu plusul la zona n și minusul la zona p stratul de barieră se lărgeste. Electronii sunt atrași de plus iar golurile de minus, stratul de barieră pierde aproape toți purtătorii de sarcină. Avem **starea de blocare** a joncțiunii, stare în care joncțiunea nu este conductivă (vezi figura 6a).

Polarizarea directă sau de conducție are loc atunci când polul pozitiv al tensiunii continue se aplică la zona p , iar polul negativ la zona n . Stratul de barieră dispăre la depășirea tensiunii de prag : 0,15 V ... 0,2 V la Ge și 0,55 V ... 0,6 V la Si. Purtătorii de sarcină inundă joncțiunea. Curentul poate curge prin joncțiune (vezi figura 6b) de la anod spre catod.

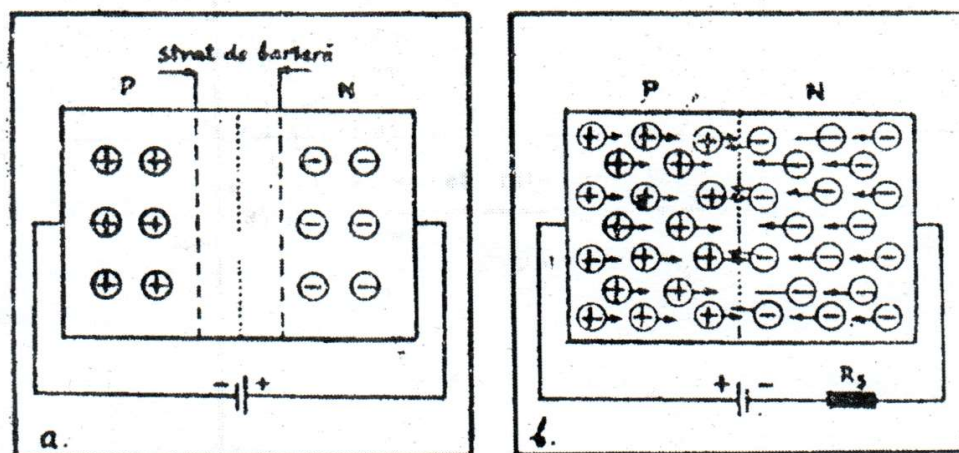


Fig. 6

3.2. DIODA REDRESOARE.

Dioda este dispozitivul semiconductor cu o joncțiune pn . Rezistența electrică a diodei este mică în sensul de conducție (de la anod la catod) și foarte mare în stare de blocare de la catod la anod).

Aplicând diodei o tensiune continuă U_d în sens de conducție, dioda se deschide doar dacă U depășește tensiunea de prag sau de deschidere egală cu tensiunea de difuzie (circa 0,15 V ... 0,2 V la Ge și 0,55 V ... 0,6 V la Si). Dacă tensiunea directă depășește acest prag, curentul prin circuit crește parabolic până la valorile limitate de către rezistența circuitului electric (figura 6b).

În sensul de blocare, teoretic, curentul este nul; practic, din cauza imperfecțiunii semiconductorului există chiar și la tensiuni inverse mici un curent invers de $10^4 \dots 10^7$ ori mai mic decât curentul de conducție directă.

Curentul invers sau rezidual este inerent pentru nivelul de puritate tehnic uzual al materialelor semiconductoare. În zona p tot există ceva electroni (purtători minoritari) iar în zona n o cantitate infimă de goluri (tot purtători minoritari), care se recombina traversând joncțiunea și creează noi perechi de purtători în punctele de dopare (impurificare) a cristalului.

Curentul invers este mare la diodele cu Ge și foarte mic în diodele cu Si și crește rapid cu temperatura care stimulează formarea purtătorilor de sarcină.

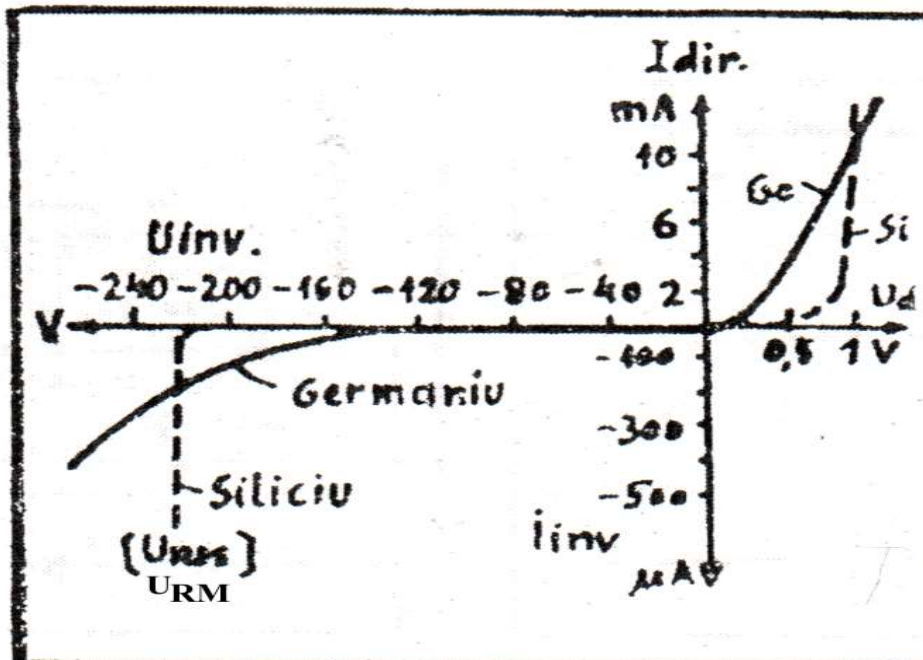


Fig. 7

În figura 7 se arată principalele diferențe calitative ale caracteristicii directe și inverse la diodele cu Si și Ge; la Siliciu caracteristici „nete”, mai abrupte atât în conducție directă cât și în stare de blocare, iar la Germaniu căderi mai mici de tensiune în conducție directă la curenți mici, dar curenți inverși mari care reflectă atât imperfecțiunea materialului cât și dificultățile tehnologice de a asigura „rezistența” la tensiuni inverse mai mari. Depășind tensiunea inversă U_{RM} curentul invers crește brusc, în avalanșă. Dacă în circuitul exterior nu are cine să limiteze curentul prin diodă aceasta se distruge aproape instantaneu : este fenomenul străpungerii.

Aplicând unui circuit cu diodă redresoare o tensiune alternativă sinusoidală, prin diodă va curge un curent în timpul alternanței pozitive, curentul fiind determinat de tensiunea și de rezistența circuitului. În timpul alternanței negative va curge prin diodă un curent invers, proporțional doar cu tensiunea, așa cum se arată în figura 8.

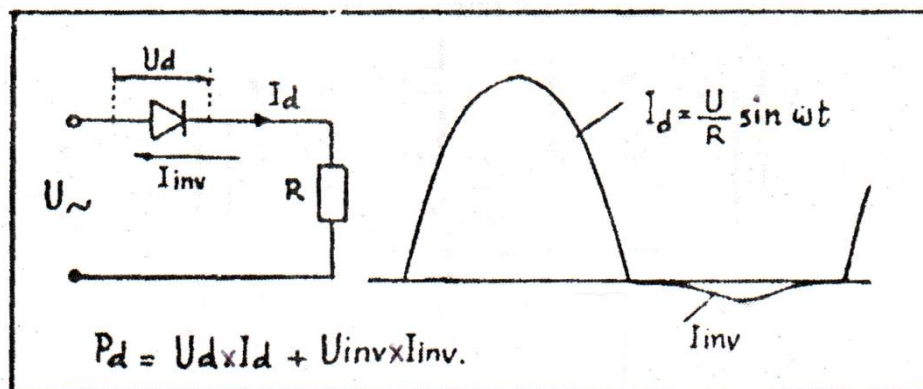


Fig. 8

În diodă se dezvoltă o putere $U_d \times I_d$ datorită curentului direct, dar și o putere datorită curentului invers prin diodă în timpul alternanței negative (la diodele cu germaniu și seleniu puterea $U_{inv} \times I_{inv}$ devine importantă). Puterea dezvoltată în joncțiune o încălzește ceea ce determină creșterea curentului invers.

- La comutarea unei diode din stare de conducție în stare de blocare intervine o anumită întârziere deoarece evacuarea purtătorilor de sarcină din joncțiune necesită un anumit timp. La diodele redresoare obișnuite timpul de comutare este de ordinul a 2 ms (2×10^{-3} secunde); la diodele rapide pentru comutație timpul acesta poate fi redus la 10^{-9} secunde (1 ns).

Diode pentru tensiuni foarte mari.

Aceste diode se realizează prin difuzie, astfel încât între zona p și zona n , în regiunea joncțiunii se lasă o zonă „ i ” (de conductibilitate intrinsecă), groasă de circa 0,15 mm . . . 0,2 mm în care cristalul este nedopat. Astfel în situația de blocare, stratul debarieră beneficiază de această regiune total lipsită de purtători de sarcină. La polarizare directă zona i este invadată ușor de ambele părți cu purtători de sarcină. Tehnologia $p-i-n$ cu dublă difuzie face posibilă fabricarea diodelor cu Siliciu pentru $U_{inv} = 1.500 \text{ V} \dots 3.000 \text{ V}$ și curent redresat până la 500 A sau chiar 1.000 A.

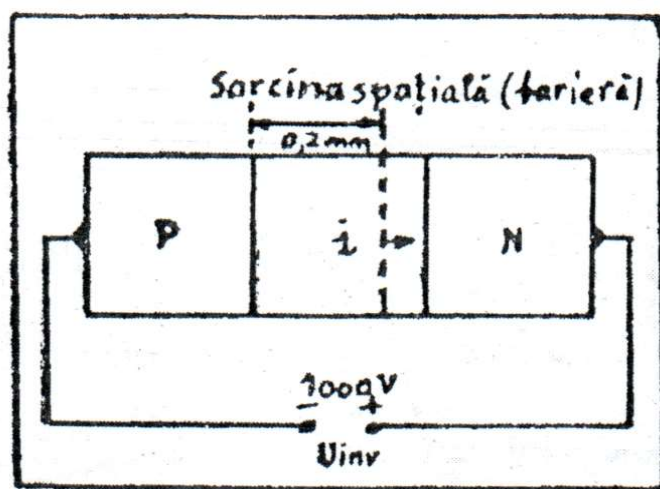


Fig. 9

Dioda Zener.

La dioda Zener, caracteristica de conducție în polarizare directă, adică plusul pe anod și minusul pe catod, este identică cu a oricărei diode redresoare. Aplicând însă plusul pe catod și minusul pe anod și crescând încet tensiunea, la un moment dat, caracteristica pentru fiecare diodă curentul crește brusc, dioda pare că intră în străpuingere. Are loc conducția inversă în avalanșă, curentul crește abrupt. Conducția în avalanșă se datorește desprinderii electronilor din rețeaua cristalină la câmpuri electrice mari sau / și datorită ciocnirii electronilor cu energie mare (electroni rapizi) care provoacă ionizarea prin șoc când în avalanșă purtătorii de sarcină se înmulțesc extraordinar. Preponderența celor două cauze și tensiunea Zener depinde de gradul de dopare al zonelor p și n ale joncțiunii. Caracteristica unei diode Zener de 6 V este arătată în figura 10.

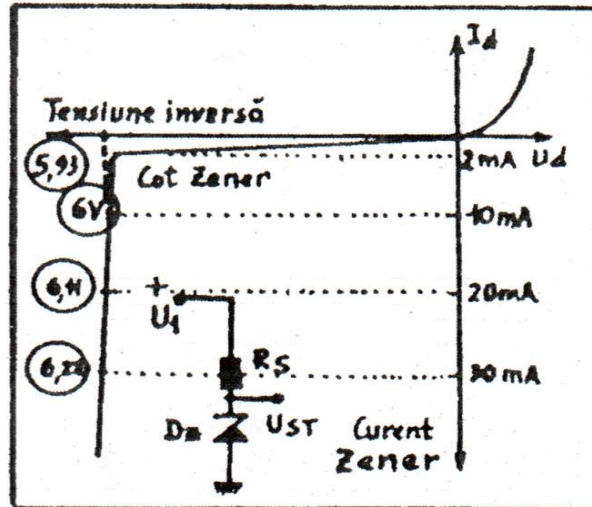


Fig. 10

Curentul trebuie limitat cu o rezistență serie R_S în circuitul de curent continuu, în caz contrar joncțiunea se topește din cauza efectului Joule (*putere disipată*). Se fabrică diode Zener pentru tensiuni cuprinse între circa 3 V și 200 V și puteri de ordinul a 0,25 W până la 75 W, ca de exemplu seriile I.P.R.S. :

DZ2V7 ... DZ15 ($U_Z = 2,7 \text{ V} \dots 15 \text{ V}$);

cu $P_d = 300 \text{ mW}$ la $T_{amb} = 25^\circ \text{C}$.

PL3V3Z ... PL200Z

cu $P_d = 1 \text{ W}$ la $T_{amb} = 45^\circ \text{C}$.

10DZ6V89 ... 10DZ180

cu $P_d = 10 \text{ W}$ la $T_{corp} = 75^\circ \text{C}$.

20DZ6V8 ... 20DZ180

cu $P_d = 20 \text{ W}$ la $T_{corp} = 75^\circ \text{C}$.

sau seriile străine :

ZL sau ZX3,9 ... ZX 200

cu $P_d = 12,5 \text{ W}$ la $T_{amb} = 45^\circ \text{C}$ (ITT).

BZY93C7V5 ... C75 ($U_Z = 7,5 \text{ V} \dots 75 \text{ V}$);

cu $P_d = 20 \text{ W}$ la $T_{amb} = 75^\circ \text{C}$ (Philips).

BZY91C10 ... C75 ($U_Z = 10 \text{ V} \dots 75 \text{ V}$);

cu $P_d = 75 \text{ W}$ la $T_{amb} = 65^\circ \text{C}$ (Philips).

Diodele Zener au un coeficient de temperatură important: tensiunea Zener crește proporțional cu temperatura joncțiunii (T_j). Se admite $T_{jmax} = +150^\circ \text{C}$. Coeficientul de temperatură este însă dependent de tensiunea diodei ca în tabelul 1, din care se remarcă că la diodele Zener de 5 V coeficientul de temperatură este aproape nul.

TABELUL 1

$U_Z \text{ (V)}$	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2
$\alpha_Z \times 10^{-4} / ^\circ \text{C}$	- 6	- 5,5	- 5	- 4	- 2	+ 1	+ 2,5	+ 3,2

$U_Z \text{ (V)}$	6,8	7,5	8,2	9,1	10	11	12 ... 13	15 ... 16
$\alpha_Z \times 10^{-4} / ^\circ \text{C}$	+ 4	+ 4,5	+ 4,8	+ 5,1	+ 5,5	+ 6	+ 6,5	+ 7

$U_Z \text{ (V)}$	18 ... 20	22 ... 24	27 ... 36	39 ... 100	180 ... 200	200
$\alpha_Z \times 10^{-4} / ^\circ \text{C}$	+ 7,5	+ 8	+ 8,5	+ 9	+ 9,5	+ 10

Aceasta înseamnă că pentru stabilizatoare de tensiune foarte bune trebuie utilizate diode PL5V1Z.

Utilizarea diodelor : stabilizatoare de tensiune, limitatoare de impulsuri sau semnale.

Dioda varicap.

Stratul de barieră al diodei varicap se comportă ca un dielectric iar dioda blocată ca o capacitate. Măsurând tensiunea inversă U_R bariera se lărgeste „armăturile” capacității se depărtează iar capacitatea scade. Analogia este valabilă cu mențiunea că legea de variație a capacității nu este liniară ci aproximativ parabolică, exprimată de formula:

$$C = C_{3V} \left(\frac{3V + U_D}{U_R + U_D} \right)^n \quad \leftarrow \leftarrow „n” este exponent$$

în care :

U_D este tensiunea de difuzie (0,7 V)

„3 V” este tensiunea de 3 V la care se măsoară capacitatea C ($U_{inv} = 3 V$).

U_R este tensiunea inversă aplicată diodei,

n este exponentul funcției:

n = 0,33 la diode difuzate cu joncțiunea **pn** liniară,

n = 0,50 la diode aliate sau diode cu profil abrupt,

n = 0,75 ... 0,9 la diode varicap cu profil hiperabrupt cu joncțiunea **pn**, realizată prin mai multe difuzii succesive.

Diodele varicap din seria BB 109, BB 139, BB 125, BB 126 sunt de tip hiperabrupt și se folosesc pe scară largă în acordul circuitelor oscilante din selectoarele FIF și UIF.

Dioda Schottky.

În locul unei joncțiuni **pn** realizată între două zone de semiconductor, la dioda Schottky stratul de barieră este format de contactul dintre o zonă metalică și o zonă semiconductoră. Nivelele diferite de energie pentru extragerea electronilor la semiconductor și la metal, fac să apară o zonă subțire vecină cu metalul, lipsită (sărăcită) de purtători de sarcină (vezi figura 11).

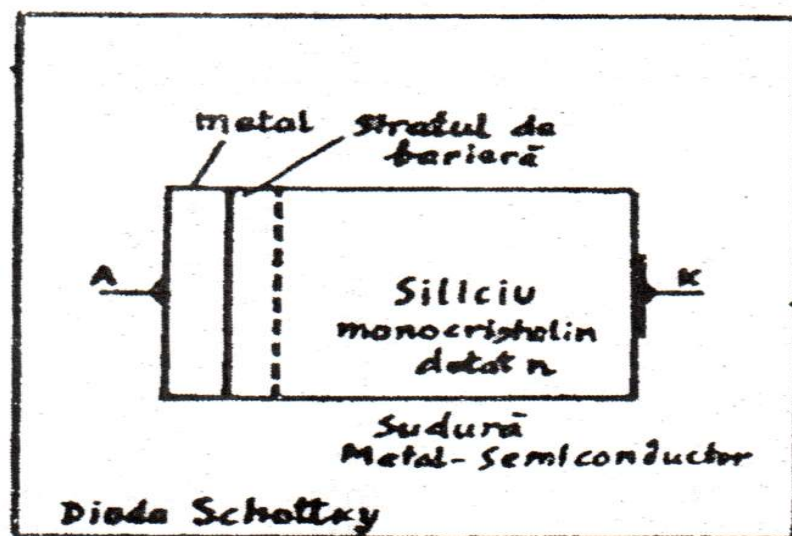


Fig. 11

Spre deosebire de diodele cu joncțiune **pn**, trecerea de la starea de conducție la starea de blocare în timpul comutării se face practic fără inerție și de aceea diodele Schottky pentru redresarea (detecția) tensiunilor de frecvență supraînaltă (de ordinul GHz sau zecilor de GHz), adică în domeniul microundelor și comutare supraproastă. Contactul fără barieră dintre semiconductor și armătură se poate asigura numai la combinații anumite metal – semiconductor. În sens direct, deschiderea diodei Schottky (DS) are loc la 350 mV ÷ 400 mV când curge curent de 1 mA; pentru a forța un curent de 15 mA ÷ 30 mA este necesară deschiderea diodei cu circa 1 V. În sens invers tensiunea uzuală de străpungere este de ordinul a 40 V ÷ 70 V. Capacitatea diodei la U = 0 este 2 pF ÷ 5 pF. Tipuri de diode Schottky : SD1002 ... 1006; SD3002 ... 3006 (Siemens), BAT14, etc. Câteva date tehnice ale unor diode Schottky în tabelul 2.

TABELUL 2

Tip	Banda de f (GHz)	f demăsură [GHz]	Zgomot F [db]	Capacitatea berierei [pF]	Ud la 10 mA [V]
BAT14C-S	2 ÷ 4	4	< 5.5	0,15	0,55
BAT14CA-B	4 ÷ 8	7	< 5,5	0,08	0,60
BAT14BA-X	8 ÷ 12	11	< 6	0,06	0,65
BAT14A-Ka	26 ÷ 40	36	< 9	0,05	0,65

Diode pentru microunde.

În afara de dioda Schottky, pentru producerea și amplificarea oscilațiilor în acest domeniu de frecvențe se folosesc diode tunel, IMPATT, Trapatt, elemente GUNN, varactoare și diode **pin**. (abrevierile sunt explicate pentru fiecare dispozitiv în cele ce urmează).

Dioda tunel (Esaki).

(a fost inventată de fizicianul japonez Leo, Reona, Esaki pe numele real: Yurico Kurose – sursa: internet – împreună cu Takashi Suzuki în August 1957. Va lua Premiul Nobel în 1973 împreună cu Ivar Giaever și Brian D. Josephson pentru: „electron tunneling in semiconductor”).

Este o diodă formată dintr-o plăcuță (cip) de Ge de tip **n** puternic dopat cu arsen și fosfor, pe care se aliază o bilă de indiu de tip **n** (Indiu și Galiu sunt în grupa III-a deci sunt acceptoare și zona va fi de tip **p**!) foarte puternic dopată cu circa 0,5 % galiu și circa 0,5 % staniu (cositor). Rezultă o joncțiune abruptă foarte subțire (grosime de circa 0,01 μm). Efectul „tunel” se plasează în domeniul mecanicii cuantice. În esență, electronii din zona de valență din zona **p** pot ajunge în banda de conducție a zonei **n** și viceversa cu toate că energia lor este insuficientă

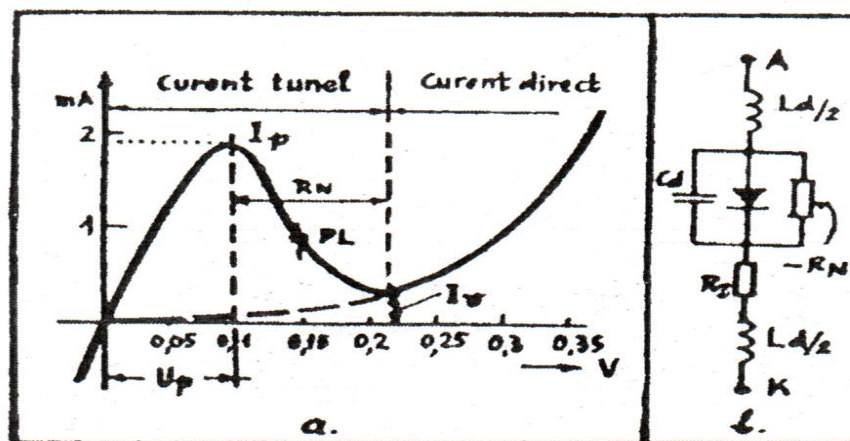


Fig. 12

pentru a învinge mica diferență de potențial a joncțiunii *pn* de acest tip. Practic, electronii străbat joncțiunea aproximativ cu viteza luminii. Ca urmare a acestei viteze neobișnuite pentru procesele de conducție din interiorul corpului solid, în domeniul UIF timpul de tranzit al electronilor prin joncțiune este atât de scurt încât nici nu intră în considerație. Domeniul de frecvență în care diodele tunel pot lucra se extinde până la sute de GHz. Pentru a aduce dioda tunel în stare de conducție este necesară o polarizare foarte mică. Se instalează o conducție prin efect tunel chiar la tensiune mică (de ordinul a $20 \text{ mV} \div 120 \text{ mV}$) adică înainte de instalarea conducției directe normale. Caracteristica electrică $I = f(U)$ a unei diode tunel cu Ge are între $0,1 \text{ V}$ și $0,2 \text{ V}$ iar la Si între $0,2 \text{ V}$ și $0,4 \text{ V}$ o zonă negativă (căzătoare) de rezistență negativă așa cum se arată în figura 12a. Întâi curge curentul „Esaki” (tunel), apoi curentul de difuzie și la peste $0,25 \text{ V} \div 0,3 \text{ V}$ curentul obișnuit de conducție directă ca la orice diodă cu Ge (neinteresant pentru dioda tunel).

Schema echivalentă a unei diode Esaki este arătată în figura 12b și conține mărimile R , C , L , tipice oricărei diode. Inductanța depinde exclusiv de terminale; capacitatea de suprafață a joncțiunii și gradul de dopare iar rezistența serie de cei trei factori de mai sus. Rezistența negativă – (MINUS) R_N se determină grafic pe ramura descendentă $I = f(U)$; valoarea ohmică depinde de raportul dintre I_p și I_v care în general este 10 și care are ca efect $R_N = - (100 \div 200 \Omega)$. Punctul de lucru optim se plasează pe mijlocul ramurii negative.

La diodele tunel se definesc următorii parametri :

I_v – curentul minim (de vale),

I_p – curentul Esaki (tunel); de la $0,8 \text{ mA}$ la diodele mici până la $15 \text{ mA} \div 30 \text{ mA}$ la diode mari.

U_v – tensiunea corespunzătoare lui I_v .

U_p – tensiunea la care are loc la I_p (în domeniul $50 \text{ mV} \div 100 \text{ mV}$)

C_D – capacitatea diodei; de la $0,6 \text{ pF} \div 1 \text{ pF}$ până la $15 \text{ pF} \div 20 \text{ pF}$;

Dacă se conectează o diodă tunel polarizată corect în paralel cu un circuit oscilant de UIF, LoCo, rezistența sa negativă va reduce în mare măsură, adică va compensa rezistența echivalentă de pierderi a cicuitului oscilant precum și amortizarile datorate de exemplu antenei (R_A) sau sarcinei (R_S). Această situație înseamnă amplificare deoarece creșterea factorului de calitate Q , și deci a rezistenței de rezonanță R_0 a circuitului oscilant, înseamnă practic creșterea proporțională a tensiunii de UIF la bornele circuitului și deci la ieșirea etajului U_{ies} va fi mai mare decât U_{in} rezultând deci un efect de amplificare.

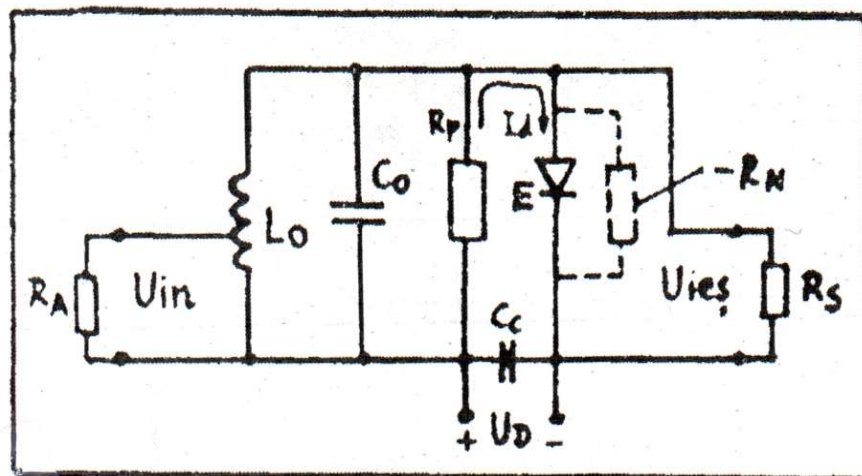


Fig. 13

Dacă însă dioda compensează total pierderile, adică dacă ($-R_N$) este mai mare decât rezistența echivalentă paralelă de pierderi a circuitului oscilant, iau naștere oscilații neamortizate sinusoidale; dioda tunel lucrează ca un oscilator de UIF. Datorită timpului mic de tranzit și îngustimii barierei, factorul de zgomot al diodei este neobișnuit de mic. Se dau mai jos unele tipuri de diode tunel fabricate de Siemens:

AEY30 ($I_p = 1,6$ mA; $U_p = 75$ mV; $C_D = 1$ pF; $R_s = 6$ Ω); notații în codul diodei: A = germaniu; E = Esaki; TU = tunel: TU205, TU210, TU301, 302, TU305, 310, 320, TU410/10 [10 mA, 100 mV, 3 pF, 3 Ω].

- Dioda tunel se fabrică greu (reproductibilitatea este dificilă) și este scumpă. De aceea în radioelectronica de larg consum diodele tunel nu se folosesc. Ele sunt rezervate aplicațiilor profesionale: amplificatoare SIF cu zgomot mic, oscilatoare în instalații de recepție din domeniul gigaherților, comutatoare suprarapide, mixere în SIF.

Dioda IMPATT.

Numele reprezintă inițialele cuvintelor: **IMP**act ionisation **AV**alanche **TR**ansit **T**ime care exprimă succint procesele din diodă, principalul element fiind timpul de tranzit prin joncțiune a purtătorilor de sarcină în sens invers, adică în situația de străpungere. La situația de străpungere se ajunge astfel: dioda lucrează în polarizare inversă aplicându-se tensiunea de străpungere U_{op} la care are loc o ionizare prin șoc în zona joncțiunii. Ionizarea se produce datorită câmpului electric extrem de mare și are ca urmare o avalanșă de purtători de sarcină. „Sarcina spațială” parcurge zona slab dopată de tip i – intrinsec și ajunge la electrodul de recepție. Străbaterea zonei i durează un anumit timp, timpul de tranzit, care depinde de lungimea (grosimea) zonei i . Prin „acordarea” timpului de tranzit cu frecvența unui rezonator, se pot obține oscilații în domeniul de frecvență între 3 GHz ÷ 300 GHz cu puteri mari de impuls.

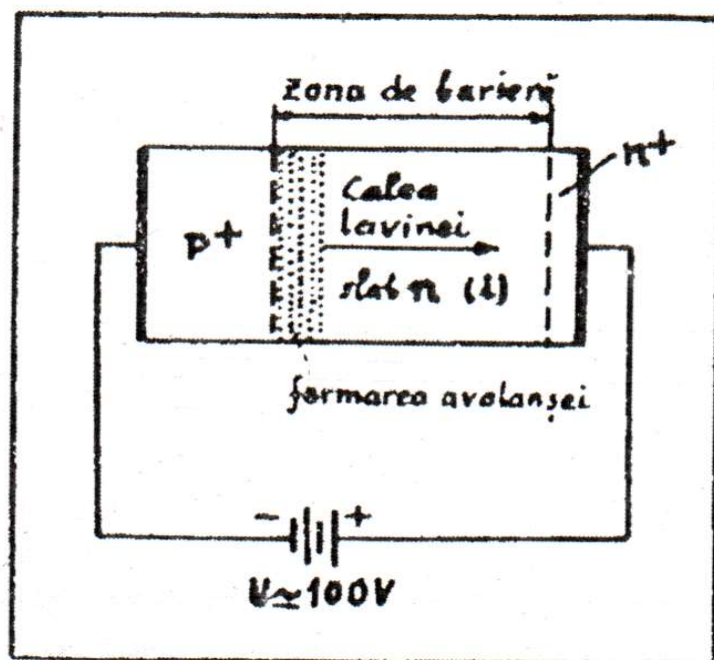


Fig. 14

Diodele IMPATT se folosesc în amplificatoare și oscilatoare pentru domeniul microundelor. Din catalogul Siemens pe 1978 / 79 se menționează unele tipuri de diode în tabelul 3.

TABELUL 3

Tip	f [GHz]	P _{ieș} [W]	η [%]	U _{op} [V]	I _{op} [mA]
BGY – 28EA	6 ÷ 7	0,5	5	175	45
BGY – 29EA	6 ÷ 8	1	9	175	60
BGY – 29EB	6 ÷ 8	2	10	180	110

Dioda TRAPATT (TRapped Plasma Avalanche Triggered Transit).

Este o diodă de tip IMPATT care funcționează la câmpuri electrice extrem de mari. Cu un circuit exterior adecvat, domeniul de ionizare se extinde în întreaga zonă a barierei, luând naștere o plasmă a purtătorilor de sarcină. Dioda TRAPATT se utilizează în emițătoare de impulsuri la frecvențe de domeniul microundelor (comunicații prin satelit).

Elementul GUNN.

Structura constructivă este sugerată de figura 15 în care se vede că de fapt nu avem de a face cu o diodă (cu joncțiune *pn*) ci cu un semiconductor de tip *n* format din cristal de arseniură de galiu (GaAs). La aplicarea unei tensiuni crescătoare, viteza electronilor din rețeaua cristalină crește. La o anumită valoare a câmpului electric, valoarea critică și precisă, viteza electronilor începe a scădea din cauza creșterii dependenței lor de rețeaua cristalină. Câmpul electric critic nu apare în toată masa semiconductorului ci într-o zonă (domeniu) foarte îngustă care migrează prin cristal. Apariția domeniului de „câmp înalt”, deplasarea domeniului și dispariția domeniului are caracterul unui proces ciclic – periodic care se exploatează pentru a produce oscilații. În figura 15 se arată schematic structura elementului GUNN. Elementul prezintă o rezistență negativă la borne, comportându-se ca o diodă tunel, dacă tensiunea aplicată la borne depășește U_{th} de circa 2 V ÷ 4 V.

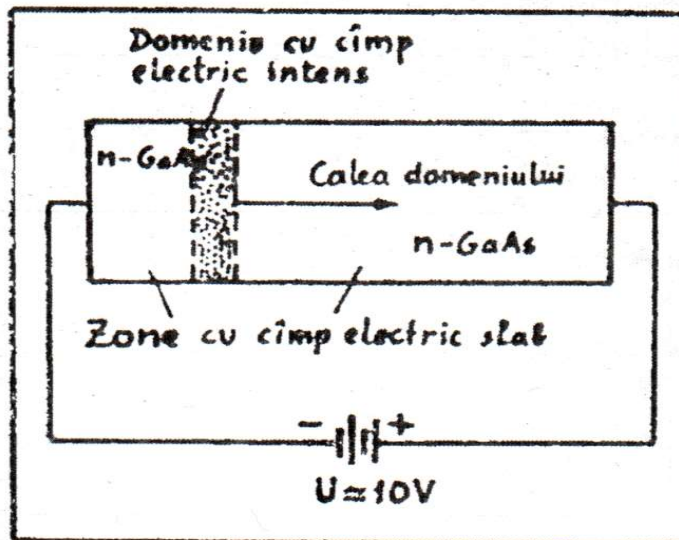


Fig. 15

Utilizarea acestui tip de dispozitiv semiconductor apărut în anii 1965 ÷ 1970 se extinde mai ales la oscilatoarele de microunde. În tabelul 4 se dau parametrii unor elemente GUNN (Siemens).

TABELUL 4

Tip	f [GHz]	P _{ieș} [mW]	U _{inv} [V]	I _{inv} [mA]	U _{th} [V]	η [%]
GAO10 – C -1A	7	10	10	80	3,8	1
GAOZO – F – 1B	11	20	6	220	2,5	1,5
GAO50 – I – 1C	15	50	5	380	2,0	2,5

Dioda *pin*

La diodele *pin*, caracteristică este prezența unui strat foarte slab dopat deci de mare rezistivitate între zona p^+ și zona n^+ a joncțiunii. Această zonă slab dopată este aproape identică în comportament cu un semiconductor nedopat (zonă intrinsecă i) fiind totuși de tip n , așa cum se arată în figura 16a. Grosimea A a stratului de barieră depinde de tensiunea inversă aplicată diodei putând atinge grosimea W a zonei i când $U_{inv} = 30$ V. Stratul W reprezintă dielectricul unui condensator de capacitate foarte mică chiar când dioda este blocată cu o tensiune inversă mică. Zona i poate fi inundată de purtători de sarcină de ambele polarități. La polarizare directă în curent continuu rezistența de conducție se reduce până la valori de ordinul a $0,5 \Omega$ în curent continuu. Pe această bază se produc diodele de **comutare** (nu comutație !!!) BA182, BA243, BA244 utilizate la comutarea benzilor în selectoare.

(Am consultat DEX al limbii române și Dicționarul enciclopedic pentru a analiza observația: **comutare** vs. **comutație**. Ambele dicționare explică pentru **comutare** : a schimba legarea, legăturile unei porțiuni de circuit electric sau modificarea succesivă a conexiunilor mai multor circuite electrice, de exemplu selectorul de canale din TV. Pentru cuvântul **comutație** : proces de schimbare rapidă a sensului sau a valorii curentului ... etc. A treia sursă consultată a fost catalogul de Diode și Tiristoare al I.P.R.S. – Băneasa ediția din 1987 la capitolul „Dioda de comutație și comutație rapidă” se specifică : diodele sunt destinate aplicațiilor generale de larg consum și **aplicații de comutare**. În tabelul cu parametrii electrici : t_{rr} (Reverse Recovery Time) poartă denumirea de „timp de comutare inversă. Conform DEX-ului, întrucât se măsoară timpul când are loc un proces de schimbare rapidă a sensului valorii curentului termenul este: **comutație**, iar aplicația cu diode de comutație este numită **circuit de comutare** – este o propunere! Este interesant de a face o comparație cu terminologia folosită în cataloagele I.P.R.S pentru tranzistoarele în comutație și cataloagele de circuite integrate liniare pentru SAS 560S / 570 S – taster senzorial. Mai deruntant apare folosirea de către prof. Mihai Drăgănescu o formulare în cartea „Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit” : **comutarea** directă a tranzistorului – pagina 430 și altă formulare în cartea „Circuite cu tranzistoare” – sub conducerea prof. Tudor Tănăsescu, în capitolul 7 din carte, găsim : „Tranzistorul în regim de **comutație**”. Amintesc cartea : „Dioda și tiristoare de putere. 1. Performanțe” apărută în 1989, unde la la pagina 37 termenul folosit este : „2.3.6. Diode rapide de comutație”. Oare dacă spunem **dioda de comutare** vom spune și **tranzistoare de comutare**?).

Diodele *pin* au o particularitate importantă : durata de viață a purtătorilor de sarcină este atât de mare încât dioda *pin* pierde proprietatea de a redresa (de a urmări variația tensiunii aplicate). La înaltă frecvență (peste 30 MHz) perioada este mult mai mică decât timpul de viață al purtătorilor astfel că dioda devine un atenuator a cărui rezistență de conducție poate fi variată cu ajutorul curentului cunștinuu ce străbate dioda, în limite foarte largi de la $4 \Omega \div 5 \Omega$ la $4 \text{ k}\Omega \div 5 \text{ k}\Omega$). Schema echivalentă a diodei *pin* este arătată în figura 16b.

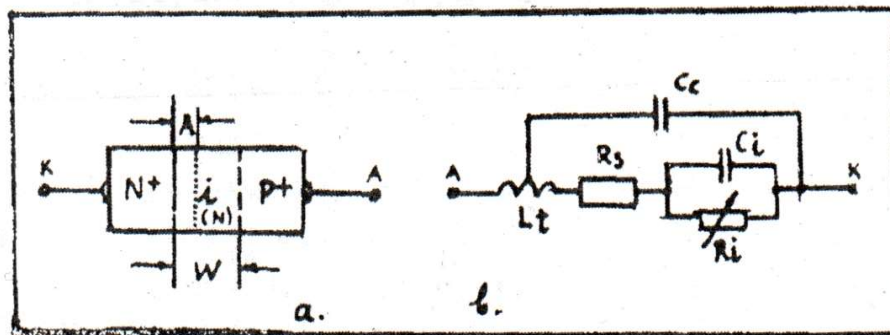


Fig. 16

Dioda **pin** BA379 destinată folosirii ca atenuator de FIF sau UIF la selectoarele de canale prezintă o atenuare mai mică de 1dB în stare de conducție putând prezenta o atenuare de 30 dB ÷ 35 dB în stare de nepolarizare sau polarizare mică.

În figura 17 se arată schema atenuatorului cu diode **pin** amplasat în fața amplificatorului de RF dintr-un selector de canale FIF – UIF. Tranzistorul de RF este fabricație specială, cu amplificare fixă (nereglabilă prin varierea curentului în tranzistor, care are amplificarea maximă la $I_c = 8 \text{ mA} \div 10 \text{ mA}$ și $U_{CE} = 8 \text{ V} \div 10 \text{ V}$. Acest regim de lucru cu curent mare asigură o funcționare liniară fără intermodulație între canalele alăturate, putând prelucra semnale de intrare până la $0,2 \text{ V} \div 0,5 \text{ V}$ adică mult mai mult față de tranzistoarele comandate prin RAA cunoscute (AF 139, AF 239, BF 200, BF 180) care pot prelucra tensiuni de intrare maxim $15 \text{ mV} \div 50 \text{ mV}$ fără distorsiuni de intermodulație. În schema din figura 17 se folosesc 3 diode **pin** de tipul BA 379 conectate în π . Dioda D1 asigură adaptarea impedanței de intrare în situația de semnal mic, în timp ce D2 și D3 acționează ca divizor de tensiune de înaltă frecvență.

Sistemul funcționează astfel:

a) la semnalul mic tensiunea RAA obținută de la un etaj de curent continuu cu tranzistor acționat de tensiunea de RAA din TDA440 (fabricat și de I.P.R.S. – Băneasa) este de + 16 V, astfel că D2 conduce circa 12 mA, iar D1 și D3 sunt blocate de căderea de tensiune ce apare pe R2 datorită curgerii curentului prin D2. Tranzistorul de RF primește semnalul neatenuat.

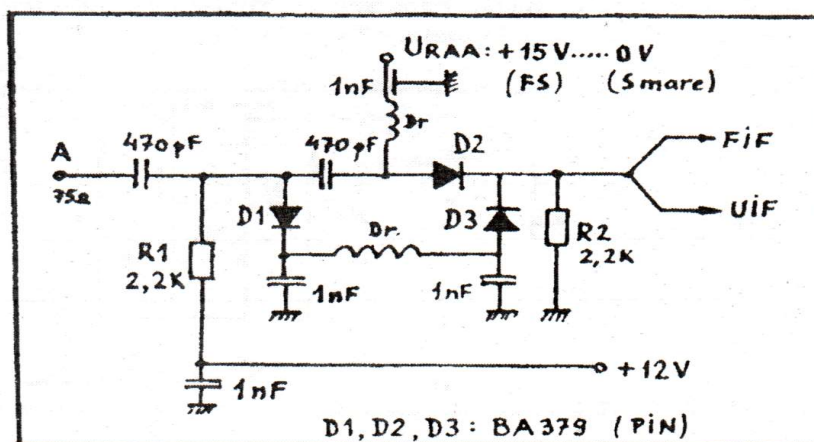


Fig. 17

b) la semnalul maxim ($200 \text{ mV} \div 500 \text{ mV}$), tensiunea de RAA scade la zero și face ca D1 și D3 să conducă iar D2 să fie blocată din cauza curentului mic (cauzat de R1) ce curge acum prin

R2. Dioda D2 fiind blocată atenuarea serie a diodei **pin** este mare deoarece rezistența internă R_i este de câțiva $k\Omega$. La semnale cuprinse între 1mV și 100 mV atenuarea diodei D2 este variabilă și depinde de rezistența spre masă a diodelor D1 și D3 care intră treptat în conducție.

Dispozitive semiconductoare fotosensibile.

În această categorie de dispozitive intră :

- 1 - fotodioda,
- 2 - fotoelementul (*Celule solare*),
- 3 - fototranzistorul,
- 4 - diodele luminescente (*LED este abrevierea pentru: Light Emitting Diode*).

Toate aceste dispozitive (*nr.1; nr.2 și nr.3*) transformă semnalele luminoase în semnale în semnale electrice de curent și tensiune iar (LED) transformă energia electrică direct în lumină.

1. Fotodiodele.

Fotodioda are o joncțiune **pn** cu o deschidere pe zona **p** și lucrează polarizată în sens de blocare. Pătrunderea luminei prin zona **p** la zona **n** imprimă energie suficientă atomilor din rețea și provoacă eliberarea de purtători suplimentari liberi, electroni și goluri, care măresc curentul invers ce străbate joncțiunea, direct proporțional cu intensitatea fascicolului luminos. În figura 18 se arată schematic structura fotodiodei și microampermetrul care măsoară fotocurentul.

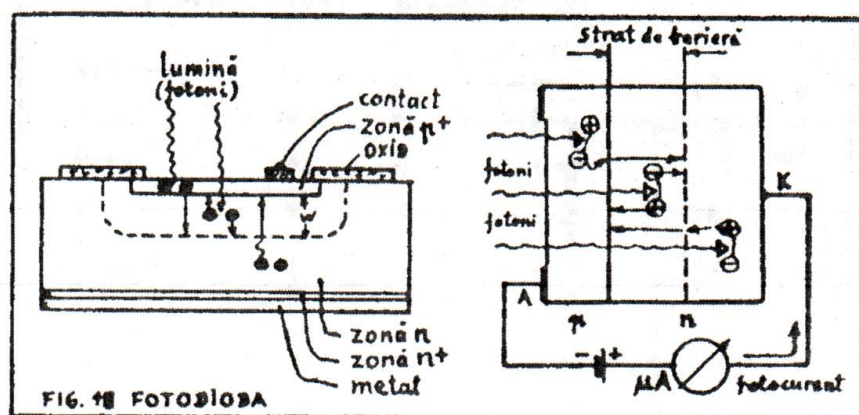


Fig. 18

Fotodiodele uzuale cu Ge : DF1, DF2, DF3 (fabricate de I.P.R.S.- Băneasa) cu $U_D = 20$ V, $I_D = 1$ mA, $P_D = 30$ mW și pantă de variație a curentului de circa 50 mA/lumen ($S = 50$ mA/Lm). (fotodiodele cu Ge fabricate în I.P.R.S. înainte de închiderea capsulei aveau două componente: partea inferioară, cu structura fotodiodei și trecerea terminalelor printr-o bilă de sticlă și partea superioară tubul de sticlă cu lentila formată, tub în care va glisa partea inferioară. Am verificat dacă celula/structura de Ge este în focarul lentilei în momentul închiderii cu flacără a capsulei de sticlă. Rezultatul a fost că poziționerul folosit satisface centrarea structurii în focar cu abatere acceptabilă. Aveam sarcina de „a calbra” becul, la INSTITUTUL METROLOGIC pentru temperatura – grade Kelvin – cerută de norma internă a produsului.) Fotodiodele cu Si : BPW 12, BPW 20, BPW 31, BPW 34 (Telefunken) BPX 60, BPX 61, BPX 66, BPX BPX 90, BPX 91, BPW 32, BPW 33, BPW 34, BPY 12 (Siemens) BPW 34, BPX 34, BPX 40, 41, 42, BPX 94 (Philips).

Utilizări : măsurarea cantitativă a gradului de iluminare, în sisteme de protecție, comanda programată a mașinilor unelte, în tehnologia semiconductoarelor, comanda la distanță cu raze

infraroșu, transmiterea sunetului în infraroșu, sesizarea oricărui semnal luminos de frecvență înaltă.

2. Fotoelemente (celule solare); (sau celule fotovoltaice).

Ca și la fotodiodă lumina creează o cantitate enormă de purtători de sarcină. Spre deosebire de fotodiodă, fotoelementul nu este alimentat (polarizat) ci produce o tensiune la borne de circa 0,5 V. Lumina eliberează în zona *p* un număr mare de goluri care tind și se apropie de stratul de barieră al joncțiunii, tot așa din zona *n* electronii.

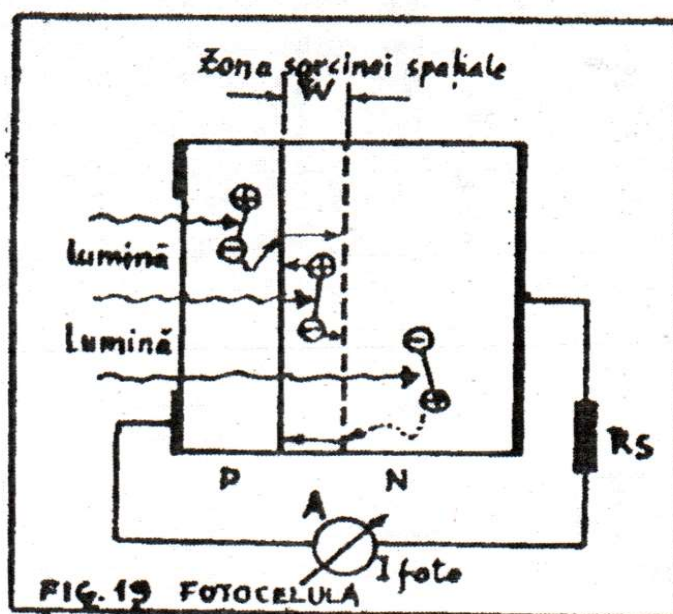


Fig. 19

Câmpul electric intern din stratul de barieră separă bine zona *n* de zona *p*. Ca urmare, la bornele fotoelementului apare fototensiunea de 0,5 V care livrează în circuitul exterior un fotocurent. Curentul este proporțional cu suprafața celulei (25 mA/cm^2) și intensitatea iluminării solare, putând ajunge la 0,65 A la celule mari cu suprafața de circa 25 cm^2 . Astfel energia luminii solare este transformată direct în energie electrică cu un randament ce depășește 11 % (până la 16 % ÷ 17 %).

Utilizări : fotoelementele mari, de exemplu BPX46A (Philips) cu $\varnothing 57 \text{ mm}$ livrează 0,45 V cu 0,67 A iar sistemul BPX47 A (470 mm x 365 mm) cu 34 celule poate debita 15 V în sarcină de 0,75 A. Fotoelementele mici se folosesc pentru măsurarea sau sesizarea luminii, de exemplu BPW35, BPY70 (Telefunken), BP100, BPY11, BPY 43, BPY 44, BPY 45, BPY 47, BPY 48, BPY 63, BPY 64; BPX79 (Siemens).

3. Fototranzistorul.

Este un tranzistor care se comportă ca o fotodiodă însoțită de un tranzistor înglobat în același dispozitiv. Fototranzistorul ca și tranzistorul bipolar cunoscut, are două joncțiuni : BC și BE . Joncțiunea bază – colector servește ca diodă sensibilă la lumină. Fotocurentul care ia naștere în joncțiunea bază – colector (j_{BC}) curge și prin emitor, iar prin efectul tranzistor curentul este amplificat de 100 la 500 ori, cu condiția ca tranzistorul să fie alimentat cel puțin între colector și emitor. Figura 20a arată structura și caracteristica sensibilității spectrale a unui fototranzistor obișnuit (figura 20b).

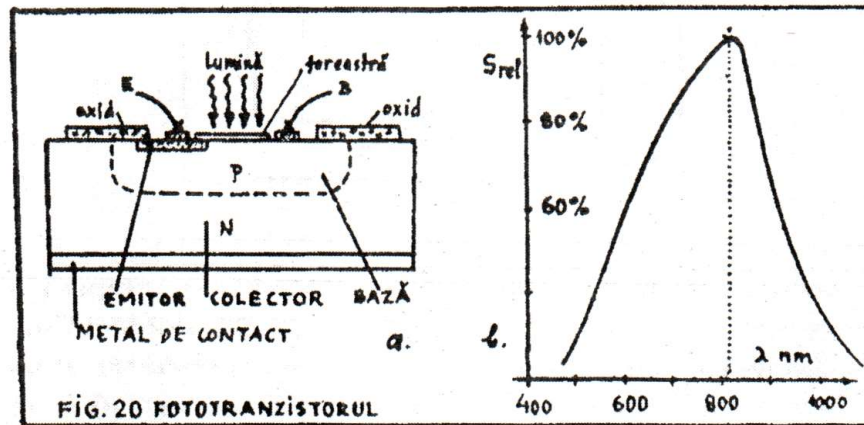


Fig 20

Fototranzistorul se utilizează ca receptor fotoelectric în schema cu EM (*cred că prescurarea este pentru EMITOR la MASĂ, termenul consacrat este: EMITOR COMUN, adică EC*) în : măsurarea luminei, circuite și sisteme de reglare a funcției de iluminare, citirea cartelor perforate sau a benzilor perforate în automatizări și calculatoare, sisteme de cuplare optoelectronice.

Fototranzistoarele uzuale : BPW13, BPW14, BPW16, BPW17, BPW39, BPW40 (Telefunken), BP101, BP102; BPX38, BPX43, BPX81; BPY61, BPY62; BPW22; BPX22, BPX25, BPX29, BPX70, BPX71, BPX72; BPX95 (Philips). Fototranzistoarele au o fereastră pentru pătrunderea luminei de circa 0,4 mm x 0,4 mm, până la 0,85 mm x 0,85 mm la BPX38. Unele fototranzistoare au numai două terminale : C și E , baza nefiind scoasă în exterior; la acestea baza este polarizată chiar de fotocurent. Majoritatea fototranzistoarelor sunt de tip **npn** și au următoarele date tehnice : $U_{CE0} = 30 \text{ V} \div 40 \text{ V}$; $I_{CM} = 25 \text{ mA} \div 100 \text{ mA}$; $P_d = 50 \text{ mW} \div 300 \text{ mW}$. Funcționarea optimă are loc la o lumină cu lungimea de undă de circa 800 nm, iar „sensibilitatea” optică se exprimă prin variația curentului de colector funcție de iluminare. De exemplu fototranzistorul BPW22, aplicând $U_{CE} = 5 \text{ V}$, curentul de colector are o pantă de circa 5,7 $\mu\text{A/lux}$. Curentul maxim prin tranzistor pe traseul colector – emitor este de circa 0,1 $\mu\text{A} \div 0,5 \mu\text{A}$ la întuneric (are caracterul unui curent rezidual ca și I_{CB0}).

- Există și fototranzistoare (Light Activated Switch) ca de exemplu BPX66P (Philips) care în loc să fie comandat cu un impuls de tensiune pe electrodul poartă este amorsat, adică adus în stare de conducție de către un fascicul de lumină, de o anumită intensitate și cu $\lambda \approx 800 \text{ nm}$. (*culoarea roșie spre infraroșu; $\lambda \geq 630 \text{ nm}$. Gama menționată, pentru roșu, este: 610 nm $\div$ 780 nm, dar diferă de la autor la autor.*)

4. Diode luminescente (LED – Light Emitting Diode).

Sunt diode care transformă energia electrică de nivele mici în lumină, ceea ce din punct de vedere fizic înseamnă procesul invers al efectului fotoelectric. Practic, la aplicarea unei tensiuni mici în sensul de conducție al diodei, purtătorii minoritari : electronii liberi și golurile străbat joncțiunea și se recombina emitând lumină. Așa cum arată figura 21, dioda LED se compune dintr-un cristal cu joncțiune **pn**. Electronii din zona **n** și golurile din zona **p** sunt în număr mare datorită unei dopări corespunzătoare, ... și se vor recombina în timpul conducției. Prin recombinație se înțelege procesul cuantic prin care electronul liber își reocupă locul său pe orbita (*nivelul energetic*) de valență a unui atom, reintrând astfel în rețeaua cristalină.

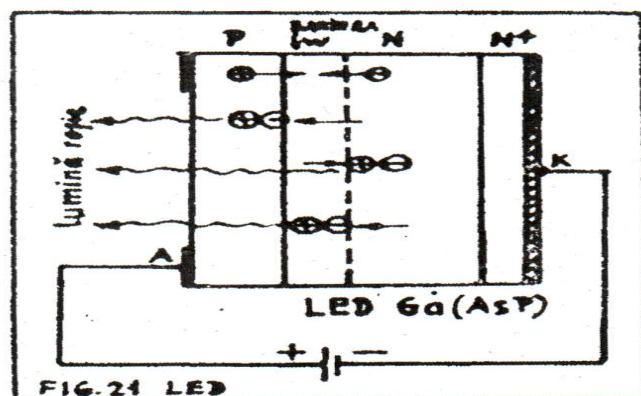


Fig. 21

Energia (fotonii) care se eliberează în momentul recombinării este radiată sub formă de lumină de o anumită culoare, de fapt o radiație electromagnetică de o anumită frecvență. Culoarea luminei depinde de natura cristalului și de gradul de dopare așa cum se arată în TABELUL 5.

TABELUL 5

Natura cristalului	Culoara
GaAs (arseniură de galiu)	Infraroșu
GaAsP (arseniură de galiu) cu puțin fosfor	Roșu
GaAsP (arseniură de galiu) cu mai mult fosfor	Portocaliu
GaAsP (arseniură de galiu) cu mult fosfor	Galben
GaP cu zinc și dopare cu oxigen	Roșu (650 nm)
GaP cu adaos de azot la dopare	Verde
GaP cu adaos de azot și arseniu	Galben

Randamentul luminos cel mai bun îl au diodele de culoare roșie ($\lambda = 650 \pm 15$ nm). LED-urile combină avantajele semiconductoarelor (consum mic de energie, durată de viață lungă, fiabilitate ridicată) cu lumina puternică a lămpilor incandescente, care au însă viață de 100 ori mai scurtă. În timp, luminescența (*intensitatea luminoasă*) LED scade cam cu 20 % după 20.000 ore de funcționare (833,33 zile de funcționare continuă, adică 2,28 ani). Timpul de răspuns al LED – lui este de circa $10 \text{ ns} \div 100 \text{ ns}$ (de 10^5 ori mai rapid decât la becuri). Nu sunt sensibile la șocuri mecanice. Diodele LED au o răspândire largă pentru afișare și semnalizare la calculatoarele electronice, aparatură de măsură. La televizoare afișarea canalului recepționat se face tot cu diode LED. Comanda diodelor LED se face direct prin intermediul unor circuite integrate logice.

Diodele LED se alimentează cu $1,2 \text{ V} \div 1,6 \text{ V}$ și consumă 1 mA la 100 mA (după tip, mărime și intensitate luminoasă).

În ultimii 2 ÷ 3 ani (*aceste rânduri au fost scrise în 1979*) gabaritul diodelor luminescente s-a redus la extrem : se fabrică șiruri de diode la pas de $1/20$ țol (1,27 mm) sau $1/10$ țol (2,54 mm) pentru panouri ecran de afișare (denumirea în engleză: display). Aceste șiruri se pot conecta în serie la nesfârșit și alimenta în curent continuu corespunzător înserierii.

Pentru afișarea cifrelor la calculatoare mici sau aparatura de măsură se produc grupuri de 7 diode (segmente) astfel amplasate încât iluminarea tuturor celor 7 diode (segmente) să formeze semnul 8, iar prin iluminare comutată a unora sau altora din cele 7 diode să rezulte oricare cifră de la 1 la 9 și apoi zero. Uzual, dimensiunile unui segment este acum $7 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$, în care lumina unei diode face o linie de $2,5 \text{ mm} \times 0,7 \text{ mm}$. „Segmentul” consumă un curent

proporțional cu numărul de diode active, între 1 mA și 7 mA. La afișarea unui număr mare (de exemplu 8888888) consumul total este de numai 50 mA ! .

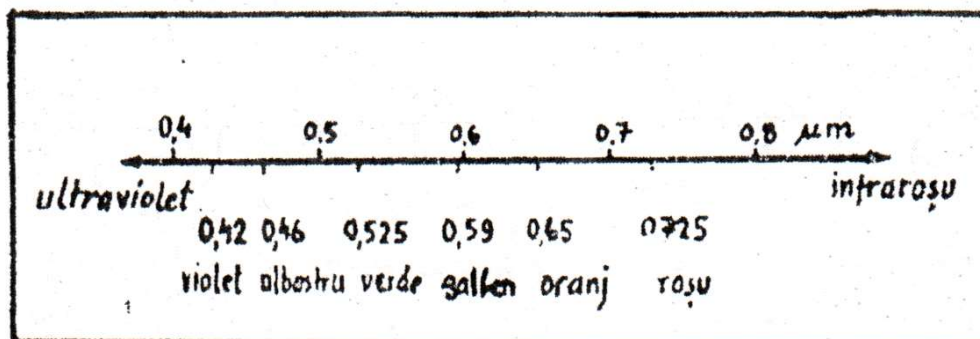


Fig. 22

Bineînțeles, comanda unui astfel de grup de n segmente este complicată, folosindu-se circuite integrate digitale (logice), semnal de intrare codificat binar, apoi un sistem multiplex cu memorie, decodor și procesor de ritm (*clock*).

Pentru familiarizare, se dă în figura 22 relația dintre lungimea de undă a radiației electromagnetice ($\lambda = 0,4 \mu\text{m} \div 0,8 \mu\text{m}$) și culoarea luminei emisă de diodele electroluminiscente.

3.3 TRANZISTORUL BIPOLAR.

Tranzistorul bipolar cu germaniu sau siliciu de tip *nnp* sau *pnp* este folosit de peste 25 ani (adică $1979 - 25 = 1954$) în industria radioelectronică. În cursul anilor tehnologia tranzistoarelor a evoluat trecând treptat de la aliere, difuzie $\rightarrow$ aliere, aliere $\rightarrow$ difuzie, mesa, la tehnologia planară. Evoluția parametrilor esențiali : amplificare, tensiune, putere, frecvență a ajuns la un nivel excepțional : $\beta = 1.000$, $U_{CE} = 2.500 \text{ V}$, $P_d = 150 \text{ W}$, $f_T = 5 \text{ GHz}$.

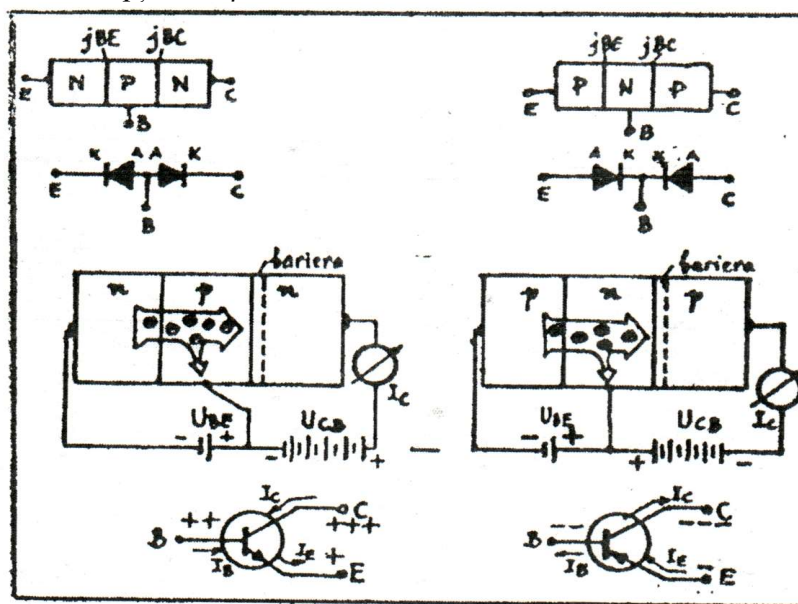


Fig. 23

Acum, practic s-a generalizat tehnica planară care este economică și productivă. Tranzistorul bipolar în opoziție cu noile feluri de tranzistoare de exemplu cele unipolare cu efect de câmp,

se folosește de purtătorii de sarcină de ambele polarități: electroni și goluri, în timp ce la tranzistoarele FET (*Field Effect Transistor*) procesul de conducție are la bază fie electroni (FET cu canal *n*) fie goluri (FET cu canal *p*).

Tranzistorul bipolar fiind îndeobște cunoscut din buletinele tehnice nr. 1 și nr. 3, se vor aminti doar unele elemente necesare în practică.

Trei zone în ordine alternantă *npn* sau *pnp* și două joncțiuni BE și BC formează tranzistorul bipolar. Se poate asemui tranzistorul cu două diode conectate în antifază așa cum se vede în figura 23.

Efectul de tranzistor apare tocmai datorită faptului că baza este comună ambelor diode : la tranzistorul *npn* avem comune anozii diodelor, iar la tranzistorul *pnp* catodii sunt comuni. Încercarea tranzistorului este simplă dacă se ține seama de configurația diodică a tranzistorului. Mai trebuie ținut seama că tranzistorul nu are o joncțiune BC perfectă : prin joncțiunea BC curge oricum un curent invers datorită imperfecțiunilor inerente fabricației și care este oglinda calității tranzistorului. Nu măsurarea lui β este esențială în practică la un tranzistor ci măsurarea curentului rezidual I_{CB0} , crescător cu tensiunea U_{CE} aplicată în mod obișnuit (+ pe colector, la *npn* și – pe colector la *pnp*).

Tipurile tehnologice de tranzistoare moderne fabricate prin tehnologie planară au fost descrise în detaliu în B.T. nr. 1: planar epitaxiale, simplu difuzate, epibază (bază epitaxială) și triplu difuzate. După tehnologia de fabricație rezultă calități și dezavantajate la toate cele 4 familii de tranzistoare bipolare. De pildă un tranzistor de putere cu $P_d = 6 \text{ W}$, $U_{CE0} = 200 \text{ V}$ și $I_C = 5 \text{ A}$ de tip planar epitaxial nu are aceeași comportare la funcționare în impulsuri cu un tranzistor de putere de tip triplu difuzat cu aceeași parametrii principali. În ultimii ani, tranzistoarele se elaborează pentru o anume aplicație căutându-se realizarea cerințelor puse de circuitul respectiv cu minimum de cheltuială. Un exemplu este BU407 elaborat special pentru baleiaj orizontal, la care amplificarea β mică ($5 \div 15$), departe de a fi un dezavantaj este o necesitate prin care se asigură o rezistență deosebită la efectele tranzitorii cauzate de descărcările din cinescop; în schimb BU407 nu este potrivit pentru funcția de stabilizator serie în TV cu circuite integrate (două, trei sau șase) unde este necesar un β mare ($50 \div 100$) pentru a nu fi necesar în postul T601 un tranzistor de medie putere. În B.T. nr. 3 s-au prezentat toate tipurile și familiile de tranzistoare cu recomandările de înlocuire și utilizare.

• Tehnologia PLanar epitaxială (PL – epi).

Întrucât cele mai multe dispozitive moderne se produc prin tehnica planară pe siliciu, se vor prezenta principalele procedee : difuzia, oxidarea, corodarea și contactarea cu recomandările de înlocuire și utilizare.

1. Se pleacă de la o plachetă cu $\varnothing 50 \text{ mm}$, $\varnothing 75 \text{ mm}$ de siliciu *n*⁺ monocristalin cu grosimea de circa 0,3 mm.

2. Epitaxia : creșterea unui strat de Si de tip *n* cu grosime de aproximativ 10 μm care va fi colectorul.

3. Prima oxidare: producerea unui strat de bioxid de siliciu (SiO_2) gros de aproximativ 2 μm .

4. Corodarea ferestrelor necesare în stratul de oxid, marcate cu ajutorul unor măști fotolitografice.

5. Difuzia bazei : atomii de bor difuzează prin ferestre în cristal și formează stratul de tip *p* al bazei.

6. A doua oxidare și a doua corodare :

Suprafața plachetei este din nou oxidată și apoi corodate ferestrele mai mici pentru difuzia emitorului.

7. Difuzia emitorului : atomii de fosfor difuzează prin ferestrele de emitor și formează zona de tip $n+$ a emitorului.

8. A treia oxidare / corodare și metalizare : suprafața este din nou oxidată ; se corodează ferestre pentru contactele metalice. Toată suprafața este aluminizată prin vaporizare în vid. (NOTĂ :

*DEX-ul recunoaște termenul vaporizare. Dar în I.P.R.S. se folosea termenul **evaporare în vid**)*

9. Corodarea filmului de Al ; apoi șlefuire : se corodează deschiderile de contactare de pe emitor și bază. Placheta este șlefuită pe spate până la grosimea 0,1 mm.

10. Separarea structurilor prin zgăriere cu diamant a plachetei de Si, în $500 \div 1.000$ bucăți. Contactarea prin termocompresiune la emitor și bază. Fixarea structurii și încapsularea în plastic/metal.

Diferite testări electrice se fac înainte de încapsulare; după închidere / încapsulare se face trierea (sortarea automată) asistată de calculator și apoi marcarea. La tranzistoarele cu siliciu de AF, de FI, de RF forma bazei și emitorului nu este simplă ci sub formă de pieptene interpătruns; prin diferite forme se realizează parametri diferiți cum ar fi : capacitatea de reacție, rezistențele de intrare și ieșire, pantă, frecvență de tăiere, etc. Structura secționată a unui tranzitor planar-epitaxial este arătată în figura 24.

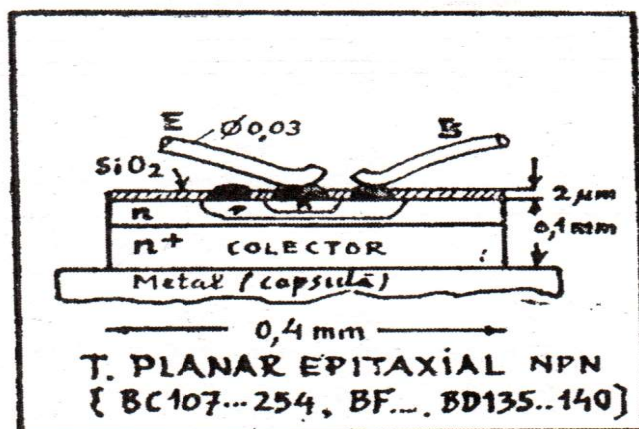


Fig. 24

La tranzistoarele planar epitaxiale de putere structura poate avea până la $15 mm^2$ suprafață pentru tranzistoare cu $P_d = 60 W$ la $75 W$.

Alte trei tehnologii pentru tranzistoarele de putere vor fi prezentate pe scurt în cele ce urmează:

- **Tranzistoare epibază (EB).**

În figura 25 se arată structura unui tranzistor modern realizat în tehnologia epibază, folosită mai ales pentru fabricarea tranzistoarelor pereche *nnp* și *pnp* de putere și a tranzistoarelor Darlington *nnp* și *pnp*.

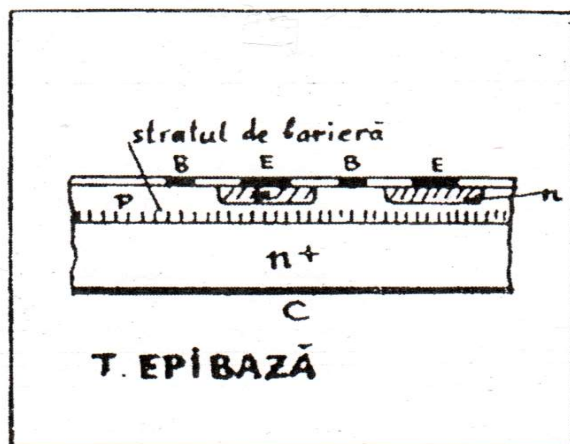


Fig. 25

Pe o placetă de Si de tip n^+ se crește pe întreaga suprafață un strat epitaxial de tip p care va fi baza. Urmează oxidarea, corodarea ferestrei de emitor, difuzia emitorului ca zonă n^+ , a doua oxidare, corodarea ferestrelor și depunerea foliei metalice pentru conctarea emitorului și bazei. Față de tranzistoarele planar – epitaxiale de putere care au baza foarte subțire, tranzistoarele epibază au bază omogenă dopată, groasă și rezistentă. Emitorul și colectorul sunt astfel mai slab „cuplate” electric și termic, și ca urmare tranzistorul este mai robust mai ales la tensiuni U_{CE} mari. Baza groasă înseamnă timp de tranzit mai mare a purtătorilor de sarcină deci frecvență de tăiere nu prea mare : $f_T = 3 \text{ MHz} \div 10 \text{ MHz}$. (La PL – E ; $f_T = 50 \text{ MHz}$ la 100 MHz). Puteri maxime : 60 W la 90 W ; curenți $I_{CM} = 5 \text{ A}$ la 15 A ; $U_{CE} = 30 \text{ V}$ la 100 V . Utilizări ale tranzistoarelor epibază : electronică auto, amplificatoare de AF de putere, comutator universal.

- **Tranzistoare simplu difuzate (homobază abreviat: HB).**

Materialul de bază : placetă de siliciu monocristalin de tip p . Se difuzează fosfor (simultan colectorul și emitorul) pe ambele părți ale plachetei cu dopare puternică de n^+ . Baza rămâne să fie formată chiar de zona inițială p .

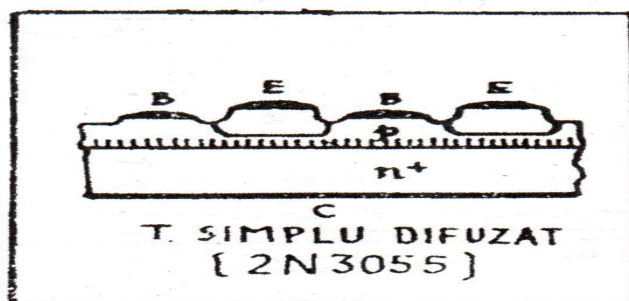


Fig. 26

Forma emitorului se definește prin mascare și corodare până se ajunge la zona p a bazei. Contactarea se face pe suprafețele metalice ale emitorului și bazei. Colectorul se lipește de

placa de bază a capsulei cu un aliaj cu coeficient mediu de dilatare (medie dintre cupru și siliciu). Baza tranzistorului simplu difuzat este cea mai groasă dintre toate tranzistoarele de putere și uniform dopată, ceea ce are ca efect frecvență de tăiere mică, 1MHz la 1,5 MHz. Tranzistorul este lent dar extrem de robust : $P_d = 100 \text{ W} \div 150 \text{ W}$, $I_{CE} = 15 \text{ A} \div 20 \text{ A}$, $U_{CE} = 50 \text{ V}$ la 150 V. Utilizări : în AAF de putere mare, stabilizatoare de tensiune, convertoare de c.c / c.a. , în majoritate a circuitelor de electronică industrială.

Reprezentanți : 2N3055, 2N3771, 3772, 3773, 2N4342, 4347.

● **Tranzistoare triplu difuzate. (triplu difuzat = TD).**

Materialul de bază : siliciu de tip n slab dopat.

Prin difuzie : pe ambele părți ale plachetei se produce zona n^+ ; viitorul colector este una din părți. Cealaltă parte se curăță de zona n^+ pe cale mecanică (*această operație se numește lepuire mecanică, rodarea se face cu o pulbere fină de carbură de siliciu și ulei mineral*) și chimică.

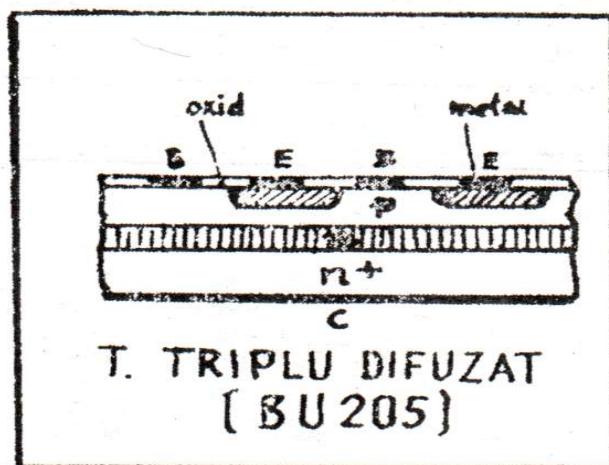


Fig. 27

A doua difuzie : borul difuzează pe suprafața curată și formează pe întreaga suprafață zona p a bazei cu grosimea de $10 \mu\text{m} \div 15 \mu\text{m}$. Se oxidează, maschează și corodează fereastra de formă complexă pentru emitor.

A treia difuzie : ca la tehnologia PL – epi, se difuzează fosforul și se formează zonele n^+ ale emitorului (puternic dopate). Spre deosebire de tranzistoarele simplu difuzate și cele de tip epibază, tranzistoarele triplu difuzate posedă un colector slab dopat de grosime mare ($30 \mu\text{m}$ la $40 \mu\text{m}$), în care stratul de barieră „are loc” să se extindă atunci când tensiuni mari sunt aplicate pe colector. Tranzistoarele triplu difuzate se fabrică numai în varianta $n p n$ și îmbină în mod excepțional principalele calități ale celor trei tipuri tehnologice : frecvență limită mare ($10 \text{ MHz} \div 15 \text{ MHz}$), puteri mari, până la 200 W , $I_{CM} = 3 \text{ A} \div 10 \text{ A}$ și tensiuni extreme : până la $2.000 \text{ V} \div 2.500 \text{ V}$! , timpi de comutație de ordinul $200 \text{ ps} \div 500 \text{ ps}$ ($0,2 \mu\text{s} \div 0,5 \mu\text{s}$).

Utilizări : baleiaj orizontal în TV AN (*Alb Negru*) și TV color, comutație rapidă, surse de alimentare cu chopper (*a switching device, adică surse de alimentare în comutație*) – pentru TV color.

Reprezențați : BU205, BU208, BU126, BU326, BU426, BUY71, etc.

● **Tranzistoare noi.**

Pentru selectoarele FIF și UIF se extind tranzistoarele de tip *pnnp* cu siliciu la care sistemul de RAA se aplică mai ușor (fără inversor de polaritate) direct de la C.I. TDA440, TDA1440 sau alte C.I. noi de FI-VS. Unele sunt reglabile prin RAA (ca și BF200, BF180, AF109, AF239, etc.) iar altele sunt cu câștig fix lucrând la amplificarea maximă cu $I = 8 \text{ mA} \div 10 \text{ mA}$ iar rolul RAA este preluat de o rețea de diode *pin*. În tabelul 6 se dau principalii parametri ale noilor tranzistoare *pnnp* pentru FIF - UIF .

TABELUL 6

Tip	U_{CE} [V]	I_C [mA]	P_d [mW]	f_T [MHz]	β	F (dB) la I, f (MHz)	RAA
BF568	35	15	110	1.100	60	4,5 dB, 1 mA la 3 mA, 800 2,5 dB la 3 mA, 200	Regl.
BF968	35	15	160	1.100	60	2,5 dB la 3 mA, 200	Regl.
BF579	20	30	110	1.600	20	2,9 dB la 10 mA, 200	Fix
BF979S	20	30	160	1.600	20	4,8 dB la 10 mA, 300	Fix
BF272A	35	15	200	850	50	4,5 dB la 3 mA, 800	Regl.
BF479	25	50	170	1.400	20	4,8 dB la 10 mA, 800	Fix

Pentru audiofrecvență s-au elaborat tranzistoare Darlington de mică putere, cum sunt cele prezentate în tabelul 7 și schema electrică din figura 28 de unde se vede că BC516 și BC517 conțin câte o pereche de tranzistoare de aceeași polaritate iar BC875, BC880 conțin în aceeași capsulă de fapt pe aceeași structură două tranzistoare, o rezistență și o diodă antiparalelă de protecție.

TABELUL 7

Tip	Pol.	U_{CE0} [V]	I_{CM} [A]	P_d [W]	f_T [MHz]	β	U_{CEsat}
BC516	<i>pnnp</i>	30	0,4	0,6	220	> 3.000	1 V / 0,1 A
BC517	<i>nnp</i>	30	0,4	0,6	220	> 3.000	1 V / 0,1 A
BC875; 876	<i>nnp/pnp</i>	45	1	0,8	200	> 1.000	1,3 V / 0,5 A
BC877; 878	<i>nnp/pnp</i>	60	1	0,8	200	> 1.000	1,3 V / 0,5 A
BC879; 880	<i>nnp/pnp</i>	80	1	0,8	200	> 1.000	1,3 V / 0,5 A

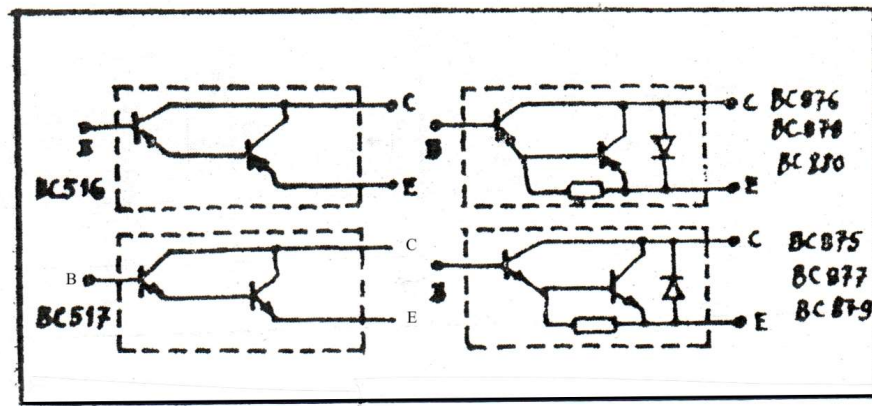


Fig. 28

Tranzistoarele Darlington mici se folosesc în AF; în electronica industrială se utilizează pentru acționarea releelor, comenzi automate, comutație etc.

✱

• **Tranzistorul cu efect de câmp (FET sau TEC – în limba română).**

Aceste tranzistoare sunt de tip unipolar deoarece la procesul de conducție și amplificarea participă numai purtători de sarcină de un singur fel: fie electroni, fie goluri. Denumirea engleză FET este abrevierea : **F**ield **E**ffect **T**ransistor.

Sunt două feluri de tranzistoare cu efect de câmp :

- tranzistoare FET cu joncțiuni,
- tranzistoare MOS – FET (metal oxide semiconductor FET)

1. Tranzistoare FET cu joncțiuni.

Funcționarea unui tranzistor FET poate fi explicată succint urmărind simultan și figura 29 unde se arată o secțiune simplificată în structura constructivă a acestuia :

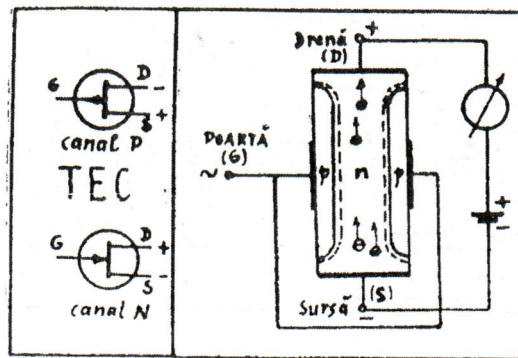


Fig. 29

La capetele metalizate prin aliere ale unui cristal mic de siliciu de tip *n* slab dopat se aplică o tensiune continuă de alimentare continuă de alimentare, cu plusul la drenă (D) și minusul la sursă (S). În zona *n*, purtătorii de sarcină sunt electroni care sub influența câmpului electric se deplasează de la sursă spre drenă. Pe marginea zonei *n* avem o zonă *p* care limitează zona *n* de ambele părți și este de fapt electrodul de comandă numit poartă (notat cu G de la cuvântul englezesc GATE). Gradul de pătrundere fizică a zonei *p* slab dopate în zona *n* este sugerată de desenul din figura 29 astfel că din zona *n* mai rămâne doar un „canal” conductiv. Canalul se lărgeste sau se îngustează în funcție de nivelul tensiunii negative aplicate porții. Mărind tensiunea negativă de comandă pe poartă, zonele de sarcină spațială se lărgesc, sunt împinse spre canal din cauza așa zisului efect de câmp și strângulează canalul *n* reducându-i practic conductibilitatea între S (sursă) și D (drenă); curentul ce curge de la sursă la drenă scade. Micșorarea tensiunii negative pe poartă mărește secțiunea activă a canalului iar curentul prin tranzistor crește. Analogia între tubul electronic și tranzistorul FET cu canal *n* este perfectă (pentru pentodă, NU triodă). Joncțiunile *pn* sunt straturi de barieră aproape perfecte; prin ele nu trece curent ca la tranzistorul bipolar, ele lucrează la TEC (*Tranzistor cu Efect de Câmp*) în stare blocată și ca urmare practic nu avem curent de comandă. Curentul real al porții poate fi asemuit curentului rezidual I_{CE0} de la un tranzistor bun cu siliciu și este de ordinul nanoamperei. Ca urmare rezistența de intrare (dintre sursă și poartă) este de ordinul zecilor sau sutelor de MΩ. Energia necesară comenzii este infimă ca și la tubul electronic unde numai în mod excepțional avem curenți de grilă.

Aplicând pe poartă o tensiune negativă de polarizare și apoi un semnal alternativ sinusoidal, acest semnal va comanda (tot sinusoidal) curentul sursă – drenă, adică curentul drenei. Panta

tranzistorului FET sau transconductanța (Y_{21}) este mică (mai mică decât chiar panta S a tubului electronic) uneori doar $1 \text{ mA/V} \div 2 \text{ mA/V}$ deci de zece ori mai mică decât panta tranzistorului ($20 \text{ mA/V} \div 38 \text{ mA/V}$ pentru fiecare mA de I_c), dar proprietățile de amplificare sunt bune deoarece la un curent de drenă de circa 1 mA , rezistența de ieșire fiind foarte mare (sute de $\text{k}\Omega$ sau $\text{M}\Omega$) nu amortizează circuitul oscilant de sarcină. (Notăția pentru pantă cu litera S este consacrată în teoria tuburilor electronice și reprezintă variația curentului anodic pentru fiecare volt aplicat pe grila tubului electronic).

Aplicații : în amplificatoare de RF, FIF, UIF prezentând rezistență mare de intrare și zgomot redus, comparabil cu factorul de zgomot al celor mai bune tranzistoare bipolare (vezi figura 30).

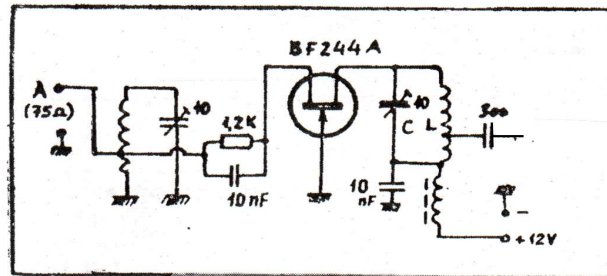


Fig. 30

La tranzistorul FET cu canal p , tensiunile se aplică invers față de cele de tip n adică + (plus) pe sursă și – (minus) pe drenă, iar poarta, G , se polarizează pozitiv în curent continuu. Reprezentanți : BF244, BF245, BF246 (tranzistoare FIF, UIF și UUS), 2N3819 (universal).

2. Tranzistorul MOS – FET.

La acest tranzistor o tensiune de comandă influențează conductibilitatea unui foarte subțire strat superficial din cristalul semiconductor. Tranzistorul MOS privit ca dispozitiv semiconductor activ este elementul cel mai important pentru circuite integrate complexe realizate prin tehnologia LSI (Large Scale Integration, adică integrare la scară mare). În figura 31 se prezintă secțiunea schematică printr-un tranzistor MOS cu canal p . Se vede că tranzistorul este format pe o plachetă de siliciu cristalin de tip n , slab dopat numit substrat. În acest substrat sunt realizate prin difuzie (tehnologie planară) două zone de tip p slab dopate : sursa, S și drenă, D . Peste partea centrală a substratului este crescut un strat de oxid peste care

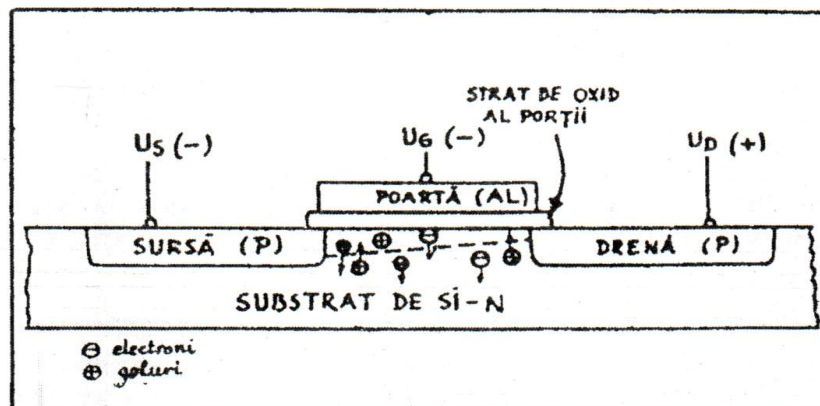


Fig. 31

se aplică o peliculă metalică (aluminiiu) care împreună cu stratul de oxid formează electrodul de comandă, poarta notată cu G . (aceste tranzistoare MOS sunt cunoscute sub numele de „tranzistoare MOS cu poartă de aluminiu”, a doua generație se va numi „tranzistoare MOS

cu poartă de polisiliciu”). La separația (sau contactul) dintre zonele **p** ale sursei și drenei și substrat iau naștere joncțiuni **pn** obișnuite.

Tensiunile se aplică astfel : pe sursă o tensiune negativă de $20\text{V} \div 25\text{ V}$ iar pe drenă o tensiune negativă de $10\text{ V} \div 12\text{v V}$ (deci două tensiuni negative de alimentare). (Dacă măsurăm cu un voltmetru tensiunea între *D* și *S*, drena apare pozitivă – vezi figura 31). Fără tensiune negativă, U_G , pe poartă, între sursă și drenă nu curge curent deoarece joncțiunile sunt blocate și nu conduc. Aplicând o tensiune negativă pe poartă, electronii din vecinătatea stratului de oxid al porții sunt alungați sau respinși spre interiorul cristalului care formează substratul. În schimb golurile (purători minoritari de sarcină în zona **n** a substratului) sunt atrase spre suprafața porții, creând un strat superficial foarte subțire conductiv sub suprafața oxidului. Acest strat conductiv de tip **p** este canalul care va asigura conducția curentului de la sursă la drenă, dealungul unei traiectorii (secțiuni) aproape rectilinii ce unește partea mai adâncă a zonei **p** a sursei cu partea mai puțin adâncă a zonei **p** a drenei. Mărind tensiunea negativă aplicată porții, canalul **p** devine tot mai conductiv și curentul poate curge de la sursă la drenă. Ca și la tranzistoarelor bipolare unde joncțiunea bază-emitor se deschide numai dacă U_{BE} depășește tensiunea de prag de $0,15\text{ V} \div 0,2\text{ V}$ la Ge și $0,5\text{ V} \div 0,6\text{ V}$ la Si, și la tranzistoarele MOS – FET avem o tensiune de prag a porții care asigură crearea canalului deci deschiderea tranzistorului.

Aici se deosebesc două familii de tranzistoare MOS – FET:

- de tensiune înaltă cu $U_{Gmin} = - (2,5\text{ V} \div 4\text{ V})$;
- de joasă tensiune cu $U_{Gmin} = - (0,8\text{ V} \div 2\text{ V})$;

• După crearea canalului, deci după ce tranzistorul se deschide, el conduce în ambele sensuri spre deosebire de tranzistoarele bipolare care conduc într-un singur sens. Tehnologic, tranzistoare MOS – FET se fabrică de două categorii :

a) **p MOS – FET** tranzistor cu canal **p** – cel descris anterior (figura 31) la care substratul de siliciu este de conductibilitate **n** iar sursa și drena sunt de tip **p**. Canalul conductiv se formează prin îmbogățirea (enhancement) cu goluri a suprafeței siliciului de sub stratul de oxid, în zona canalului, sub influența unei tensiuni negative aplicată aplicată pe poartă. Fără tensiune pe poartă tranzistorul nu conduce.

b) **n MOS – FET** tranzistor cu canal **n** la care substratul de siliciu este de conductibilitate **p** iar sursa și drena sunt de tip **n**. Canalul conductiv se formează prin îmbogățirea cu electroni a suprafeței siliciului din zona canalului.

În afară de tranzistoarele MOS – FET cu îmbogățire se fabrică și tranzistoare MOS – FET cu canal permanent care se realizează prin dopare mai pronunțată a zonei canalului.

Fără tensiune pe poartă tranzistorul este conductiv (deschis). Aplicând o tensiune pe poartă, zona canalului este sărăcită de purători de sarcină și treptat se blochează dacă tensiunea U_G crește. Această categorie de tranzistoare (depletion MOS – FET) se fabrică la rândul lor fie cu canal **p**, fie cu canal **n**.

Dificultățile respectiv facilitățile tehnologice fac ca tranzistoarele MOS – FET să fie fabricate în mod preferențial astfel :

- tranzistoare MOS – FET cu canal **p** sunt prepondrent din cele cu îmbogățire, deci cu canal conductiv provocat prin negativarea porții.
- tranzistoare MOS – FET cu canal **n** sunt prepondrent din cele cu sărăcire, la care polarizarea porții provacă blocarea tranzistorului.

• **Tetroda MOS – FET (Dual Gate MOS – FET).**

Este o formă specială a tranzistorului MOS cu canal **n**, care are două porți de comandă plasate constructiv una după alta (electric conectate oarecum în serie). Aceste tranzistoare excepționale se folosesc în ultimii ani ca oscilatoare și amplificatoare de FIT și mai ales UIF în selectoarele moderne de canale. Aceste tranzistoare se remarcă prin amplificare mare și zgomot mic (vezi tabelul 8).

TABELUL 8

Tip	Pd [W]	U _{DS} [V]	I _D [mA]	I _{G1} , I _{G2} [mA]	Y ₂₁ [mA / V]	Ap la 200 MHz	F la 200 MHz
BF960	0,2	20	30	10	14	20 dB	2 dB
BF961	0,2	20	30	10	9	21 dB	3 dB

3.4 CIRCUITE PELICULARE.

Circuitele peliculare sunt rețele pasive de tip RC împreună cu conductoare realizate pe un substrat de ceramică sau sticlă prin depunere în vid (metalizare, depunere serigrafică prin site), pulverizare sau oxidare electrochimică a unor pelicule rezistive, conductive sau dielectrice (izolatoare).

- **Tehnica peliculelor groase** permite realizarea rezistențelor, condensatoarelor și circuitelor de conectare între acestea prin depunere serigrafică a unor paste mai mult sau mai puțin rezistive pentru a obține rezistențe, paste coloidale din metale nobile (argint, aur, platină) pentru obținerea armăturilor sau traseelor conductive sau a dielectricilor ceramici din pulbere amestecată cu liant organic. După depunere serigrafică are loc unul sau mai multe tratamente termice de sinterizare și fixare la temperaturi cuprinse între 730 °C și 1.000 °C. După procesul de sinterizare componentele pasive, R și C, realizate capătă proprietățile electrice definitive și stabile în timp. Ajustarea valorilor R și C (aducerea în toleranță) se face cu un jet de cuarț sau fascicul de laser.

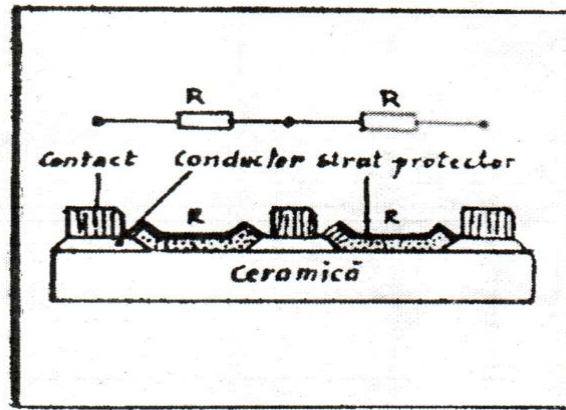


Fig. 32

În figura 32 se arată o secțiune printr-o rețea de peliculă groasă cu două rezistențe. Se remarcă un strat de protecție împotriva acțiunii mediului. Circuitele peliculare groase se folosesc pentru obținerea unor rețele RC complexe pentru domeniul de AF (filtre RC, atenuatoare, adaptoare etc.).

- **Tehnica peliculelor subțiri** permite realizarea traseelor conductive, a rezistențelor și condensatoarelor prin metalizare în vid. În acest fel se obțin straturi foarte subțiri de metal sau oxid (aur, crom-nichel, oxid de siliciu). Alte straturi subțiri se depun prin pulverizare electrostatică a unor metale sau oxizi metalici (NiCr/Au, Ta, Ta₂O₅). La ambele procedee de depunere se folosesc măști fotolitografice sau mecanice precum și corodare selectivă.

Substratul este din ceramică, sticlă sau safir. Ajustarea valorilor R, C se face prin fascicul laser la Au / NiCr sau prin oxidare anodică la peliculele de tantal. În figura 33 se arată o secțiune printr-un circuit serie RC realizat în tehnica peliculelor subțiri. Circuitele cu pelicule subțiri se folosesc în domeniul frecvențelor înalte.

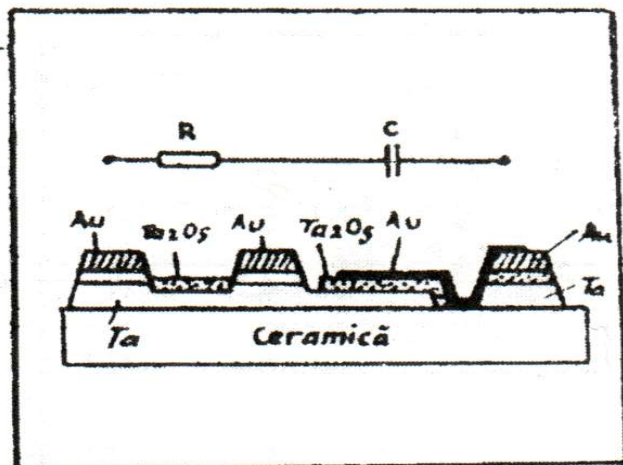


Fig. 33

Circuite hibride.

Circuitele hibride se realizează în tehnica peliculelor subțiri cu platarea unor componente active sau pasive discrete (R, C, diode, tranzistoare sau chiar circuite integrate) pe substraturi ceramice sau sticlă.

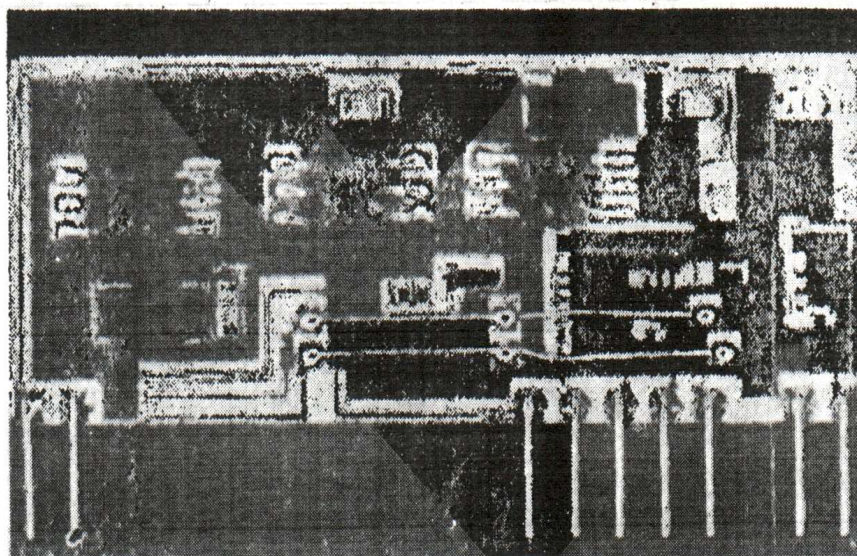


Fig. 34

În figura 34 se arată fotografia unui circuit hibrid care are funcția unui filtru RC activ conținând trei amplificatoare operaționale, 12 condensatoare și 17 rezistențe. Mărimea întregului circuit hibrid : 80 mm x 25 mm x 6 mm, cu 9 terminale.

Circuitele hibride acoperă deocamdată următoarele aplicații:

- filtre active de tip RC sau NIC (*Negative Impedance Converter* : convertoare de impedanță negativă).
- oscilatoare RC până la frecvențe de 250 MHz la 300 MHz.
- amplificatoare de bandă largă FIF și UIF (pentru antene colective) de exemplu : seria OM320, 321, 323 (Philips) cu $A_U = 15$ dB la 16 dB.
- seria OM335, 336, 337 (Philips) cu $A_U = 22$ dB la 27 dB.

Aceste amplificatoare au banda cuprinsă între 40 MHz și 860 MHz, dimensiuni 30 mm x 12 mm x 4 mm. Se alimentează la 24 V consumând 25 mA la 100 mA. În viitorul apropiat se prevede fabricarea selectoarelor de UIF în tehnică hibridă, folosindu-se componente discrete miniatură necapsulate (tranzistoare și diode varicap), linii în $\lambda/4$ realizate prin metalizare în vid, iar rezistențele și capacitățile în sistem fotolitografic cu pelicule de oxizi metalici, respectiv metal. La aceste selectoare de UIF va dispărea practic procesul de reglaj și se va asigura stabilitatea parametrilor timp practic nelimitat.

3.5 CIRCUITE INTEGRATE MONOLITICE.

Fabricarea circuitelor integrate se bazează pe tehnologia planară care face posibilă realizarea simultană a tranzistoarelor, diodelor, rezistoarelor și capacităților care formează un circuit electronic mai mult sau mai puțin complex, pe o plăcuță de siliciu monocristalin (chip, în engleză, respectiv cip în română) cu o suprafață de câțiva mm². Folosindu-se plachete de siliciu monocristalin cu diametru de 50 mm sau 75 mm se realizează de fapt simultan între 80 și 1.600 la $\varnothing$ 50 mm și 200 la 3.500 cipuri la $\varnothing$ 75 mm. De exemplu circuitul integrat TBA950 se fabrică (la I.P.R.S.-Băneasa) cu 200 de cipuri pe o plachetă de 50 mm, știind că pe un cip sunt circa 250 componente: tranzistoare, diode, rezistențe iar suprafața este de circa 6 mm². În figura 35 se arată fotografia unui cip de C.I. monolitic de 0,6 mm x 0,6 mm cu 9 tranzistoare, 8 rezistențe și 11 ieșiri, de fapt un amplificator liniar de FI. (nu este produs la I.P.R.S. ploturile de ieșire la Băneasa erau pătrate, 80 μ m x 80 μ m la 100 μ m x 100 μ m, excepție făcând C.I. de putere).

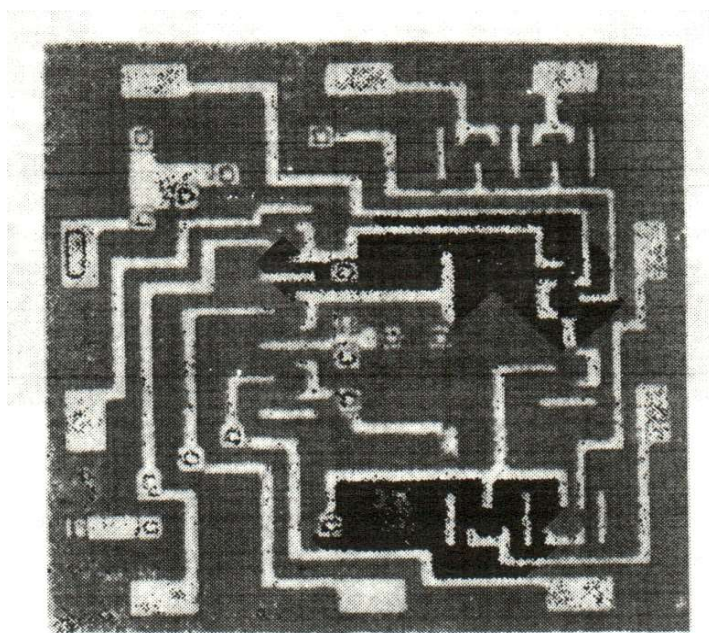


Fig. 35

- În evoluția densității componentelor realizabile monolitic se disting mai multe etape de progres ; măsura densității este numărul de tranzistoare:

SSI (Small Scale Integration, adică integrare la scară mică) cu sub 50 tranzistoare pe C.I.

MSI (Medium Scale Integraion, adică integrare la scară medie) cu 50 la 500 tranzistoare pe C.I.

LSI (Largev Scale Integration, adică integrare la scară mare) cu 500 la 2.500 tranzistoare pe C.I.

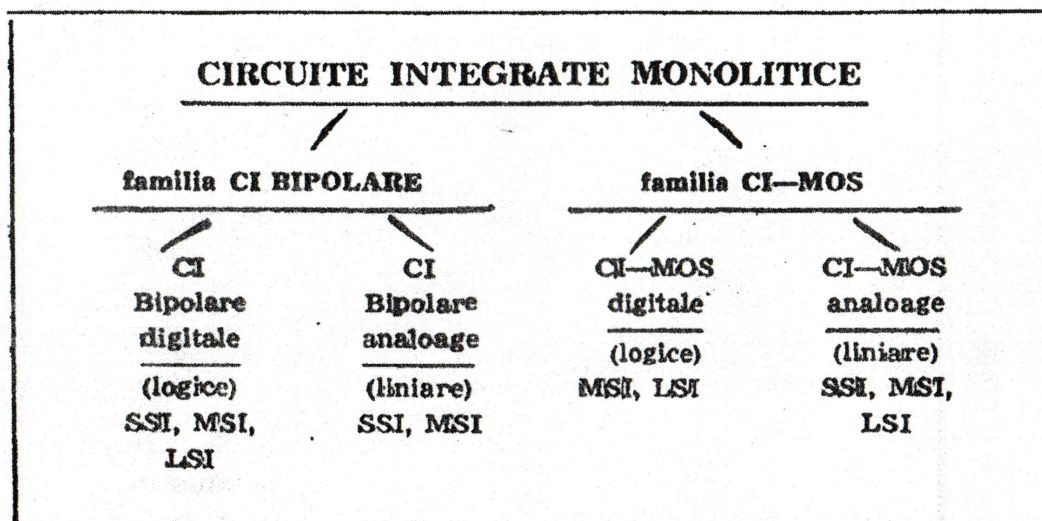
Avantajele esențiale ale C.I. monolitice :

- preț de cost redus la serii mari de fabricație.
- fiabilitate înaltă, menținerea parametrilor timp îndelungat.
- mare stabilitate la variații de temperatură.
- gabarit redus și consum mic de energie.
- circuite complexe de mare performanță realizabile foarte economic.
- timp scurt de elaborare a schemelor electronice.
- face posibilă fabricarea aparaturii complexe alimentată la baterie.

Dezavantajele integrării.

- putere de ieșire sau putere disipată limitată.
 - imposibilitatea realizării inductanțelor și capacităților mari.
 - utilizatorul nu poate modifica sau repara C.I.
 - prea multă muncă de concepție trece în sarcina producătorului de componente.
- O clasificare a circuitelor integrate după tehnologie este dată în tabelul 9.

TABELUL 9



Pe scurt, structura și destinația celor două familii și 4 clase de C.I. este explicată în cele de mai jos:

1. Familia C.I. bipolare cuprinde circuitele integrate monolitice (realizate cu tranzistoare bipolare, diode *pn*, rezistențe, capacități și trasee conductive) cu caracter analog sau digital.

a. C.I. cu caracter analog sunt circuite monolitice pentru amplificare liniară și preluarea semnalelor electrice. În această clasă intră :

- amplificatoare operaționale : μ A702, 709, β A741, CLB2711 EC, β M108, SFC2108 etc.
- amplificatoare liniare de FI-MF și demodulator : β TAA661, β TBA120, TBA780 etc.
- amplificator de RF, mixer, oscilator MA, AFI – MA / MF : β TBA570A, TCA440, β TDA1046, TDA1047.
- amplificator de AF de putere : β TBA790, β TCA150, β TBA810, TCA940, TDA2010, TDA2020, TDA1037, TDA2870, TDA1046, TDA1047 etc.
- amplificatoare de FI – VS ; demodulator și RAA: β TDA440, TBA440, TBA 440, TDA5500, TDA1440.

- sincroprocesor de TV : β TBA950-1, β TBA950-2, TBA940, TBA920, TDA2590, TBA9500 etc.

- grupuri funcționale pentru TV color : TAA630, TBA500, 510, 520, β TBA530, β TBA540, TBA560, TCA360, TDA2522, TDA2530, TDA2560, etc.

- comutatoare – amplificatoare cu funcție de taster cu senzori : β SAS570, SAS580, SAS590

- stabilizatoare de tensiune : β TAA550, β A723, seria β A7800, μ A0117, TDC0723,

Precum și oscilatoare, comparatoare de fază, regulatoare de turație, C.I. „decupator de fază” pentru comanda schemelor cu tiristoare și triacuri (de exemplu TCA780), demodulator în inel, decodare stereo, discriminatoare cu două praguri, formatoare de impulsuri, circuite de întârziere, etc.

b. C.I. bipolare cu caracter digital sunt circuite integrate monolitice pentru operații logice (digital, adică logic) caracterizate prin două nivele diferite ale semnalului : 0 și 1 nivele folosite în algebra logică care stă la baza calculatoarelor.

Între C.I. bipolare digitale sau logice se disting câteva familii :

1. TTL (**T**ransistor **T**ransistor **L**ogic) – de perspectivă.

2. ECL (**E**mitter **C**oupled **L**ogic) – cu succes alternant.

3. DTCL (**D**irect **C**oupled **T**ransistor **L**ogic) - abandonate, fără perspectivă

4. RTL (**R**esistor **T**ransistor **L**ogic) - abandonate, fără perspectivă

5. DTL (**D**iode **T**ransistor **L**ogic) - abandonate, fără perspectivă.

Circuitele TTL sunt cele mai răspândite și au prețul de cost cel mai redus ; pot lucra cu viteze mari (5ns la 10 ns / etaj (*pe poartă*) și consumă puteri mici 1 mW la 10 mW / poartă. Gradul de integrare este SSI și MSI. Variantele mai noi cu diode Schottky au viteze de ordinul 2 ns la 3 ns / poartă. Seria TTL cuprinde :

- operatori ȘI – NU (NAND GATES) : β CDB400, 403, 408, 409, 410, 420, 430, 440, 411HE.

- operatori ȘI (AND GATES) : β CDB408E.

- inversoare cu operatori de putere : β CDB404, β CDB405, β CDB406, β CDB407, β CDB416, β CDB417.

- operatori ȘI – SAU – NU : β CDB450, β CDB 451, β CDB 453, β CDB 454, β CDB 460.

- trigger Schmitt : β CDB413E.

- circuite basculante (flip – flop) : β CDB4121, β CDB472, β CDB473, β CDB474, β CDB476.

- numărătoare β CDB490, β CDB492, β CDB493, β CDB4192, β CDB4193.

- registre, decodificatoare, sumatoare, memorii, convertoare numerice, etc.

Circuitele din familia ECL au viteza de lucru cea mai mare : 1 ns/poartă. Gradul de integrare SSI și MSI. Utilizare : ca și C.I. TTL în calculatoare și automatizări de procese industriale, în aparatura electronică digitală de măsură.

Integrarea la scară mare (LSI).

Circuitele LSI sunt caracterizate de complexitatea extremă a schemelor ajungându-se la un număr de 500 la 1.500 elemente pe circuit integrat, realizabil pe un cip de 5 mm² la 30 mm². Cu tot numărul mare de componente, fiabilitatea este mare : $\lambda = 0,15 \times 10^{-6}$ ore /C.I. Consumul de putere : 500 mW / C.I. iar costul de fabricație circa 1 dolar / 200 elemente. Tehnologia LSI se află în mare progres sub aspectul densității realizate : în 1970 se realizau 50 elemente / mm² de cip iar în 1980 se prevede „plantarea” a 3.000 elemente pe mm² . Numărul de elemente (componente) la un C.I. – LSI va atinge probabil 2 milioane bucăți în 2 ÷ 3 ani, putându-se realiza toate funcțiile unui calculator electronic mijlociu pe un singur cip de siliciu de 150 mm². Tehnologia folosită la LSI este mixtă : atât bipolară cu TTL Schottky cât și unipolară cu tranzistoare MOS : pMOS, nMOS, C – MOS (COSMOS), SOS (*Silicon On Safir**) și CCD

(*Notă : **SOS** în alfabetul MORSE : „●●● --- ●●●” pentru abreviere sunt două variante : *Save Our Ship* sau *Save Our Souls*)

(*Charged Coupled Device*). Circuite integrate LSI cu densitate de circa 1.000 tranzistoare / mm² (nivel 1975) se fabrică deja în milioane de exemplare pentru calculatoare de buzunar cu 20÷30 operații. Astfel, un cip de calculator (complet) are 1.800 tranzistoare pe 16 mm² și un consum de 500 mW (5 V cu 100 mA); acesta este un microprocesor.

2. Familia de C.I. MOS.

Progresele cele mai recente în domeniul televizoarelor au fost determinate de concurența extremă între marii producători americani, japonezi și vest germani (*Germania era împărțită: Germania de vest, cu capitala la Bon și R.D.G., Republica Democrată Germană cu capitala la Berlinul de est*) în special la TV color. Astfel televizoarele au început să fie echipate cu tot felul de facilități și rafinamente, pentru posesor fără prea mare folos, dar care complică extrem televizorul :

- comandă la distanță (fără fir), ultrasunet ($f = 30 \text{ kHz} \div 45 \text{ kHz}$).
- programarea televizorului pentru o anumită emisiune din următoarele 10 ÷ 20 zile, astfel ca televizorul să pornească singur și să avertizeze sonor (de câteva ori) pe posesor.
- pornirea și înregistrarea video automată a unei emisiuni oarecare, care va avea loc de exemplu peste 8 zile.
- monitorizarea oricărei emisii urmărite în mod automat.
- în cazul dereglării televizorului, aducerea automată a tuturor reglajelor manuale posibile pe poziția optimă.
- jocuri electronice la televizor, inclusiv joc de șah !!!
- folosirea TV pentru supravegherea de securitate a locuinței.
- afișarea cu diode LED sau direct pe rastru a orei exacte, zilei, temperaturii camerei sau a presiunii atmosferice.
- afișarea canalului sau programeului recepționat pe ecran.

Toate aceste facilități necesită circuite integrate cu funcții complexe de conversoare digital / analogice și analog / digital, memorii, registre, procesoare ș.a.m.d. care se realizează în multe cazuri cu ajutorul C.I. mixte : liniare și digitale. Fără a mai intra în amănunte menționăm câteva C.I. complexe pentru TV:

SAA1000, un C.I. monolitic în tehnologie CMOS (MOS complementar) emițător pentru comanda la distanță a TV dispunând de 15 canale de ultrasunete cuprinse între 35 kHz și 43 kHz . Cuprinde un oscilator, un decodor mai multe divizoare de frecvență care se folosesc de cuarțul de 4,433 MHz din TV (PAL).

SAA1010, un C.I. un C.I. *p*-MOS cu „silicon-gate” , receptor de ultrasunet ; măsoară frecvența ultrasonoră recepționată. De exemplu semnalul de comutare pe un alt program emis de SAA1000 este înregistrat, codificat și transmis sub forma unui tren de impulsuri circuitelor integrate SAS560 și SAS570 care comută canalul și banda dorită. Semnalele pentru reglarea a trei mărimi analoge, de exemplu volumul, strălucirea și saturația culorilor, vor fi memorate în SAA1010 și transmise mai departe permanent, sub forma unor impulsuri dreptunghiulare. Raportul dintre durata impulsului și perioadă (coeficientul de umplere) determină mărimea analogă respectivă.

SAA1024 este un emițător pentru 30 canale de ultrasunet (ca și SAA1000)

SAA1025 este un receptor, pereche pentru SAA1024

SAB 3209, SAB 3210, SAB 3211, SAB 3271, SDA 100, TDA 4050, etc.

● De pildă, la un televizor color Telefunken din programul pe 1978/1979, se face reclamă sistemului MEMOCONTROL 5036 care poate memora și efectua 50 de „dispoziții” în mod

exact, timp de 14 zile de la data programării. Dispozițiile pe care le dă se afișează pe ecranul TV în clar, sub formă de text (cuvinte cifre), la apăsarea tastei „citire” . Citirea se poate face după dorință în 4 limbi : germană, engleză, franceză sau italiană. Dispozițiile se referă la programarea pornirii televizorului la anumite ore, pe anumite programe dorite în orice zi din următoarele 2 săptămâni. Se pot programa și alte date, ca de exemplu : „Aveți convorbire telefonică la ora 20 și 15 minute cu ... Programarea odată memorată se păstrează luni de zile chiar dacă televizorul este scos din priză (plecare în concediu). Televizorul poate fi programat de pildă pentru emisiunile de copii, dar dacă după aceea urmează o emisiune nepotrivită pentru ei, TV se deconectează automat și nu mai poate fi pornit tot de copii.

Cu acest sistem se pot „alege” 16 programe diferite de televiziune, se poate opri și porni televizorul. Sistemul dispune de o tastă care apăsată, aduce toate reglajele anterior subiectiv făcute, la situația optimă pentru calitatea imaginii și a sunetului (butonul bunicii).



CAP. 4. TIRISTOARE.

Denumirea tiristor a fost stabilită de CEI (Comitetul Electrotehnic Internațional) pentru **redresorul controlat**, fabricat cu siliciu, dispozitiv care într-o vreme se numea SCR (Silicon Controlled Rectifier). Vârsta tiristorului : în jurul a 20 ani ($1979 - 20 = 1959$). Acest capitol are ca scop să arate practicienilor ce este tiristorul, cum funcționează acesta și care sunt parametrii săi caracteristici. Se vor prezenta și unele aplicații ale tiristorului în radioelectronica modernă, de pildă în schemele de TV unde acesta se poate folosi în oscilatoare, stabilizatoare, sau baleiaj orizontal.

(Pentru detalii și aprofundarea: tehnologiei, funcționării și performanțelor tiristorului – recomand cele două volume **DIODE ȘI TIRISTOARE DE PUTERE** apărute în 1989, 1990 sub coordonarea prof. M.Bodea -I.P.B. / U.P.B.)

4.1. Structura tiristorului și modul de funcționare.

Tiristorul de tip n (s-a luat drept referință catodul, notat cu K în figura 1), este realizat dintr-un cristal de siliciu cu două zone de tip p și două zone de tip n , cu succesiunea : **pnpn** așa cum se arată în figura 1a. Tiristorul de tip p are succesiunea : **npnp** și este arătat în figura 1b. Orice tiristor are 3 joncțiuni.

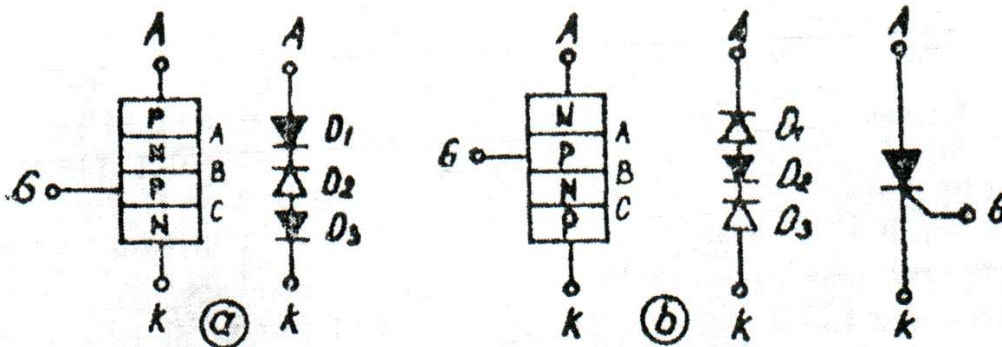


Fig. 1

La un tiristor de tip n se privește structura cu succesiunea **pnpn**, se vede că tiristorul poate fi asemuit cu 3 diode conectate în serie, astfel că la un control ohmetric tiristorul este blocat indiferent de polaritatea aplicată la anod (notat cu A) și catod (notat cu K), ceea ce este adevărat și sub aspectul comportării tiristorului în circuit la tensiuni mari, atât timp cât pe electrodul de comandă poartă (în engleză: gate) nu se aplică tensiune. Electrodul de comandă sau de aprindere este conectat la zona p interioară, la ambele feluri de tiristoare (vezi figura 1a și 1b).

4.2. Starea de blocare în invers și direct.

Tiristorul poate fi solicitat în tensiune. După felul cum se aplică tensiunea poate fi solicitat în două stări (se face referire la figura 1a):

1. Starea de blocare inversă când pe anod se aplică o tensiune negativă, iar pe catod pozitivă. Indiferent dacă electrodul de comandă este polarizat sau nu, tiristorul este blocat, teoretic nu conduce. Practic de la A la K curge un curent invers foarte mic. În această stare de blocare vedem în figura 1a că diodele $D1$ și $D3$ sunt polarizate invers, iar dioda $D2$ apare polarizată în direct. Tiristorul nu conduce atât timp cât tensiunea inversă aplicată, nu depășește tensiunea de străpungere U_{RS} a diodelor $D1$ și $D3$ luate împreună. Tensiunea inversă se repartizează proporțional cu rezistențele inverse ale celor două diode polarizate invers. Dacă tensiunea inversă aplicată depășește U_{RS} , tiristorul intră în străpungere, curentul I_R crește brusc

(în avalanșă) de la câțiva microamperi, la valori de amperi, ca la orice diodă cu siliciu în timpul străpunerii. În timpul străpunerii dioda D2 conduce în sens direct, iar diodele D1 și D3 conduc invers și dacă curentul nu este limitat la o valoare mică în circuitul exterior, tiristorul se distruge.

4.2. Starea de blocare în direct.

O tensiune se aplică cu plusul pe anod și minusul pe catod, adică în modul normal de solicitare al tiristorului. Electrodele de comandă nu este polarizat. Joncțiunile anod și catod deci diodele D1 și D3 ar conduce, iar dioda D2 este polarizată invers. Tiristorul este teoretic blocat, practic conduce un curent foarte mic I_D , care este de fapt curentul invers al joncțiunii B (vezi figura 1). Blocarea în direct se menține cât timp nu se depășește tensiunea de străpungere a diodei D2 și care este U_{BO} . La depășirea U_{BO} prin tiristor începe să curgă brusc de la A la K un curent mare de conducție directă : tiristorul nu s-a străpuns, ci s-a amorsat, adică a intrat în stare de conducție directă.

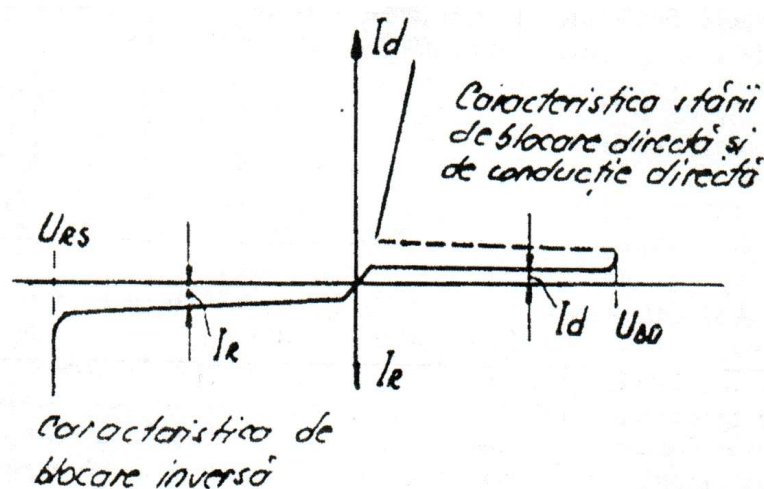


Fig. 2

Cele spuse mai sus, se ilustrează grafic pe caracteristica electrică, statică din figura 2.

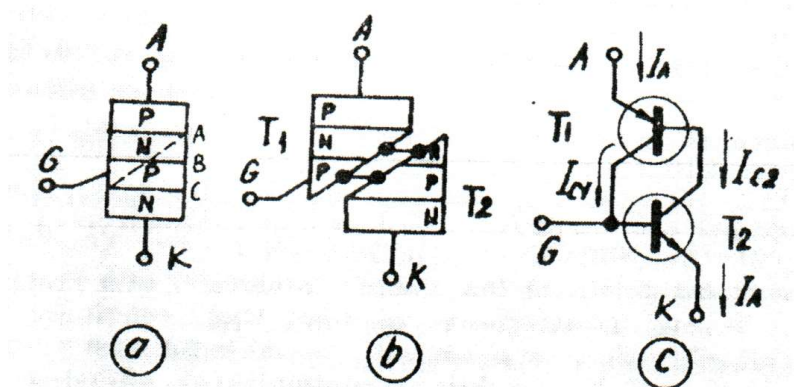


Fig. 3

Tiristorul este amorsat, curentul va curge prin el chiar dacă tensiunea se reduce la valori foarte mici. Trebuie însă specificat că acest fel de amorsare a tiristoarelor poate fi distructivă din motive termice și de aceea nu se utilizează în practică.

• Înțelegerea amorsării tiristorului prin U_D mare este ușor de înțeles dacă tiristorul este privit ca o combinație de două tranzistoare : unul **pnp** și unul **npn** conectate ca în figura 3c.

Tiristorul din figura 3a, este secționat astfel încât să se obțină două tranzistoare : emitorul lui T1 este anodul tiristorului, iar emitorul lui T2 este catodul, cum se vede din figura 3b și 3c. Curentul de colector I_{C1} al tranzistorului T1 este totodată curent de bază pentru T2 iar curentul de colector I_{C2} al tranzistorului T2 este de fapt curentul de bază pentru T1. Aplicând o tensiune pozitivă pe anod, prin ambele tranzistoare vor curge doar curenții reziduali (ca I_{CE0} și I_{CB0} la tranzistoare), așa cum arată de altfel în figura 3c. Între ambele tranzistoare are loc un proces de reacție pozitivă care va conduce la amorsarea tiristorului din momentul în care suma amplificărilor de curent continuu $A1 + A2$ a celor două tranzistoare depășește unitatea : $A1 + A2 > 1$.

Notă explicativă dată de domnul Statanic: Este vorba despre amplificarea statică în schema cu BM (este prescurtat *Baza la Masă*) vechiul α care după cum se știe este subunitar, adică $A < 1$; relația între A și B : este $B = A / (1 - A)$, adică de exemplu când $A = 0,5$ atunci $B = 0,5 / (1 - 0,5) = 1$, iar când $A = 0,9$ atunci $B = 0,9 / (1 - 0,9) = 9$ ș.a.m.d. **Completez cu:** folosind relațiile dintre curenții unui tranzistor, avem egalitățile: $\beta = I_C / I_B$; $\alpha I_E = I_C$ și $I_E = I_C + I_B$. Rezolvând în funcție de α și β se obține relația:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \text{scrisă în text sub forma : } B = A / (1 - A)$$

Dar amplificarea de curent continuu al T1 și T2 depinde în oarecare măsură de tensiunea U_{CE} și în mare măsură de mărimea curentului de colector, deci a curentului I_A care străbate tiristorul de la A la K.

Prin tehnologie se asigură condiția : $A1 + A2 = 1$, doar la o tensiune care depășește tensiunea de străpungere a joncțiunii **pn** din mijlocul configurației adică a diodei D2. Această tensiune critică denumită tensiune de întoarcere , este arătată în figura 2. Practic, la atingerea tensiunii U_{BO} , tiristorul intră în conducție, adică se amorsează, iar curentul care curge de la A la K va fi limitat doar de elementele de circuit din exterior, de exemplu o rezistență de sarcină în circuitul anodic. La configurația din figura 3 se pot scrie următorii curenți:

$$\text{pentru tranzistorul } \mathbf{pnp} : I_{C1} = A1 \times I_A + I_0 / 2$$

$$\text{pentru tranzistorul } \mathbf{npn} : I_{C2} = A2 \times I_A + I_0 / 2,$$

unde I_0 este curentul invers al joncțiunii B (notată în figura 1a cu dioda D2) secționată. Prin secționarea joncțiunii, curge câte o jumătate din I_0 prin fiecare din cele două tranzistoare. După legea lui Kichhoff vom avea în mod obligatoriu situația :

$$I_A = I_{C1} + I_{C2}$$

adică :

$$I_A = A1 \times I_A + I_0 / 2 + A2 \times I_A + I_0 / 2$$

Din această relație, scoatem pe I_A :

$$I_A = \frac{I_0}{1 - (A1 + A2)}$$

De unde se vede că atunci când $A1 + A2 = 1$, curentul I_A tinde către infinit și va fi limitat doar de circuitul în care este conectat tiristorul. Aceasta este condiția de amorsare anormală, accidentală sau periculoasă pentru tiristor.

În funcționarea tiristorului în circuite electrice este important însă ca tensiunea de întoarcere U_{BO} să nu fie atinsă niciodată, nici măcar accidental, deoarece tiristorul se va amorsa fără comandă pe poartă ceea ce nu este de dorit în cele mai multe aplicații unde tiristorul este amorsat după dorință aplicând o tensiune pozitivă destul de mică pe poartă (electrodul de comandă).

Importanța U_{BO} : cunoscând U_{BO} știm la ce tensiune directă tiristorul se poate amorsa anormal, adică fără tensiune aplicată porții.

4.3. Amorsări ANORMALE ale tiristorului.

Cunoscând natura proceselor din semiconductoare și dependența dintre curenții reziduali (inverși) prin joncțiuni (la diode și la tranzistoare) de factorii externi, se pot bănuși mai multe căi de amorsare (utile sau dăunătoare) :

a) Astfel dacă cristalul cu trei joncțiuni al unui tiristor este foarte cald (încălzit), curentul rezidual (invers) al joncțiunii mijlocii (D2) poate crește și depăși nivelul care să pună în mișcare amorsarea. Practic U_{BO} scade spre zero când $T_j = 160\text{ }^{\circ}\text{C} \div 170\text{ }^{\circ}\text{C}$.

b) Tiristorul poate fi amorsat cu ajutorul energiei luminoase lăsate să atace dioda D2 ; energia luminoasă poate crește numărul purtătorilor de sarcină în zona *p* interioară, încât tiristorul să se amorseze. Este vorba despre fototiristor, care are o deschidere mică în fața zonei *p* interne.

c) Dacă tensiunea U_1 (directă) are o pantă de creștere foarte mare, astfel că $dU/dt > 100\text{ }\mu\text{s}$ la $2.000\text{ V}/\mu\text{s}$ (de la tip la tip), în dioda D2 întâi și apoi la celelalte două joncțiuni se pot induce curenți capacitivi mari care să amorseze tiristorul, chiar dacă tensiunea directă aplicată nu depășește U_{BO} .

d) Depășirea nedorită a tensiunii U_{BO} la care tiristorul „este dat peste cap” în sensul normal de conducție, situație deja amintită.

4.4. Amorsarea NORMALĂ (pe poartă) a tiristorului.

Ca în schema electrică din figura 4, se aplică o tensiune U_1 (mai mică decât U_{BO} cu plusul pe anod și minusul pe catod. Tiristorul este blocat în sens direct. Aplicând însă pe poarta G o tensiune pozitivă față de K, tiristorul se va amorsa (deschide) și va conduce de la A la K. Purtătorii de sarcină, mulți, injectați în zona *p* a diodei B (adică D2 ; *de la dreapta la stânga, a doua joncțiune*) înlătură stratul de barieră. Tiristorul amorsat, prezintă o rezistență de conducție mică. Curentul prin tiristor este determinat acum doar de tensiunea U_1 și de rezistența de sarcină R_s care îl limitează. Curentul curge prin tiristor și după deconectarea tensiunii aplicate pe poartă. Amorsarea poate fi făcută deci și prin aplicarea unui impuls pozitiv de scurtă durată pe poartă. Odată amorsat, tiristorul se blochează doar când curentul direct I_F (*litera F vine de la cuvântul englezesc FORWARD care se traduce prin înaintare, înainte, în sensul de direct*) scade sub o anumită valoare minimă, sub așa numitul **curent de menținere** (**HOLD** în engleză, *tradus prin păstrare, menținere*) I_H de mărime tipică (caracteristică) fiecărui tip de tiristor. Blocarea tiristorului se poate face deci „manevrând” : fie micșorând pe U_1 , fie mărinđ pe R_s . Chiar o scădere de scurtă durată a curentului (în impuls) sub valoarea de menținere, provoacă blocarea tiristorului, adică ieșirea din conducție.

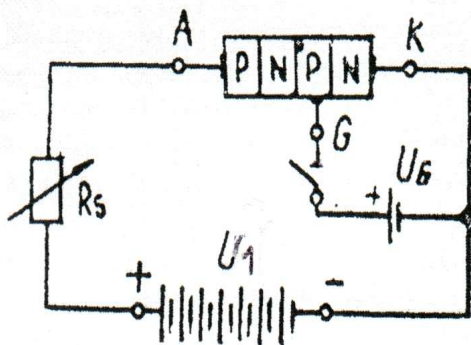


Fig. 4

Amorsarea normală are loc deci prin aplicarea unei tensiuni pozitive pe poartă care este totodată baza tranzistorului *nnp*, T2 din configurația secționată. Mărind curentul de bază a tranzistorului T2, tranzistorul *nnp* este adus în stare de conducție deoarece mărimea curentului bazei provoacă creșterea amplificării A2 și deci a sumei A1 + A2. Dar pentru a amorsa este necesar ca tensiunea dintre A și K să fie mai mare decât suma tensiunilor de difuzie ale celor două joncțiuni polarizate direct (D1 și D3 ; *de la dreapta la stânga, prima joncțiune pentru D1 și a treia joncțiune pentru D3*) plus o tensiune U_{CE} de câte 2 volți pentru ca cele două tranzistoare componente să poată lucra. Practic, amorsarea poate avea loc dacă U_{KA} aplicată tiristorului, este de cel puțin $5\text{ V} \div 6\text{ V}$.

Când conduce, pe traseul AK al oricărei tiristor are loc o cădere de tensiune cu atât mai mare cu cât curentul direct I_F este mai mare. Dar la curentul de menținere a conducției căderea de tensiune pe tiristor nu depășește 1 V.

Pentru amorsarea sigură a oricărui tiristor, este necesar un anumit curent de „aprindere” pe poartă, iar impulsul de tensiune care asigură curentul de poartă necesar amorsării trebuie să dureze suficient timp (până când se instalează un proces de conducție viguros).

Energia de amorsare pe poartă este însă în general foarte mică. Practic se prescrie pentru electrodul de comandă tensiunea și curentul normal de amorsare.

Concluzii :

Tiristorul se poate afla în stare de polarizare inversă sau în stare de polarizare directă, aceasta depinzând de polarizarea tensiunii aplicată între anod și catod. În stare de polarizare inversă tiristorul este mereu blocat. În polarizare directă există două stări de lucru stabile : starea de blocare și starea de conducție.

Se poate amorsa un curent de la anod ca catod cu ajutorul unui circuit de amorsare care aplică o tensiune pozitivă pe poartă de obicei sub formă de impulsuri pozitive.

Când curentul de la A la K scade mai jos de o valoare minimă I_H (curentul de menținere), tiristorul trece în stare de blocare directă.

Tiristoarele sunt de două feluri :

- de tip *p* cu structura *npnp* ;
- de tip *n* cu structura *pnpn*.

La ambele feluri, poarta G este conectată la zona *p* internă.

Ca utilizare și comportare, ambele feluri de tiristoare sunt practic identice.

4.5. Parametrii tiristorului.

Ca și la tranzistoare, regimul normal de solicitare, regimurile limită de curent, tensiune și putere, condițiile de amorsare și de menținere, sunt definite de către o serie destul de mare de parametri electrici. **Exemplificarea cu valori este valabilă pentru tiristorul de baleiaj BT119 (IPRS, ITT).**

U_{BO} : Tensiunea de întoarcere este tensiunea anodică în punctul de întoarcere al caracteristicii tiristorului pentru o polaritate specifică a porții (> 750 V).

U_D : Tensiunea continuă în stare blocată este tensiunea anodică pentru care tiristorul este în stare blocată (6 V ... 600 V).

U_{DRM} : Tensiunea de vârf repetitivă în stare de blocare, în conducție directă este valoarea instantanee maximă admisă a tensiunii în stare de blocare, excluzând toate tensiunile nerepetitive (700 V).

T_j : **Temperatura maximă a joncțiunii tiristorului:** + 150 °C, minim – 40 °C,

U_{FGM} : **Tensiunea directă de vârf de poartă :** este valoarea instantanee maximă admisă a tensiunii directe de poartă incluzând toate valorile tranzitorii (10 V).

U_{GD} : Tensiunea de poartă de neamorsare: este tensiunea maximă de poartă pentru care tiristorul nu comută din starea de blocare în starea de conducție. (0,4 V ÷ 1 V).

U_{GT} : Tensiunea de poartă de amorsare: este tensiunea de poartă pentru care tiristorul comută din starea de blocare în starea de conducție la o tensiune mică anod – catod specificată (0,18 V ÷ 4 V și T_j = 25 °C).

U_{GRM} : Tensiunea de vârf de poartă : este valoarea negativă maximă admisă ținând seama de toate tensiunile tranzitorii sau accidentale (35 V).

U_{RRM} : Tensiunea inversă de vârf repetitivă : este valoarea instantanee maximă admisă a tensiunii inverse incluzând toate tensiunile tranzitorii repetitive, excluzând toate tensiunile tranzitorii nerepetitive. (50 V la BT119; la alte tiristoare U_{RRM} = U_{DRM} de regulă).

U_{RSM} : Tensiunea inversă de vârf nerepetitivă maxim admisă. În cazul când nu este specificată anume ca în cazul de mai sus (U_{RRM} = 50V) , aceasta este egală cu tensiunea maximă admisă U_{DRM} .

U_T : Tensiunea continuă în stare de conducție este tensiunea anodică în stare de conducție la o valoare specificată a curentului (1,3 V la 4 A).

U_{TM} : Tensiunea de vârf în stare de conducție : este valoarea de vârf a tensiunii în stare de conducție la un curent specificat (2 V ÷ 3 V).

I_{DM} : Curentul în stare de blocare în conducție directă: este valoarea maximă a curentului în stare de blocare corespunzătoare tensiunii maxime în stare de blocare, în conducție directă (30 μA la 750 V și 25 °C).

I_{GT} : Curentul de poartă de amorsare : este curentul de poartă minim necesar pentru a provoca comutarea tiristorului din stare de blocare în starea de conducție (tipic 15 mA, cel mult 40 mA, la U_D = 6 V și +25 °C).

I_H : Curentul de menținere : este curentul continuu minim prin tiristor (de la anod la catod) necesar pentru menținerea tiristorului în stare de conducție (30 mA tipic, cel mult 100 mA la T_j = 25 °C).

I_O : Curentul mediu redresat : este valoarea medie a curentului în stare de conducție calculată pe o perioadă completă pentru redresarea monoalternanță, monofazat (4 A la BT119, BT120, BT121).

I_{RM} : Curentul continuu în stare blocată : este curentul invers maxim admis prin tiristor în stare de blocare corespunzător valorii maxime a tensiunii U_{RRM} (10 μA la 50 V și 25 °C).

I_T : Curentul continuu direct în stare de conducție : este curentul continuu prin tiristor când acesta este în stare de conducție.

I_{TRM} : Curentul de vârf repetitiv în stare de conducție : este valoarea de vârf a curentului în stare de conducție, excluzând toți curenții tranzitorii nerepetitivi (12 A).

I_{TSM} : Curentul de suprasarcină accidentală în conducție : este curentul în stare de conducție de formă, amplitudine și durată specificată, care poate conduce la o temperatură a joncțiunilor superioară celei normale și având o amplitudine mai mare decât aceea a curentului normal în stare de conducție (75 A).

t_q : Timpul de desamorsare prin comutarea circuitului : este intervalul de timp între momentul în care curentul este nul, după comutarea exterioară a circuitului și momentul în care tensiunea anodică specificată pe care o poate suporta tiristorul fără a se reaprinde trece prin zero (2,4 μs de la I_{TRM} = 6 A, U_A = 0,67 U_{DRM} , cu - I_G = 70 mA).

di/dt : Viteza critică de creștere a curentului de conducție maxim admisă pe care tiristorul o poate suporta fără pericol (200 A / μs).

du/dt : Viteza critică de creștere a tensiunii în stare de blocare este cea mai mică viteză de creștere a tensiunii care antrenează, în condiții specifice, comutarea din stare de blocare în stare de conducție. Altfel spus, este viteza de creștere a tensiunii admisă pentru tiristorul în cauză, în condiții specifice pentru a preveni amorsarea nedorită a tiristorului (700 V/μs).

R_{thj-amb} : Rezistența termică între cristal și mediul ambiant, exprimată în °C/W (4 °C/W).

4.6. Precauții la circuitele cu tiristoare.

1. Amorsarea cu impulsuri. Aplicând pe poartă un semnal pozitiv care depășește nivelul minim necesar amorsării, conductibilitate se instalează numai în zona p imediat vecină cu contactul G. Restul din volumul zonei p devine conductivă numai pe măsură ce curentul anodic crește. Cu cât este mai mare impulsul de comandă, cu atât mai „întinsă” este zona conductivă și cu atât mai scurt este timpul până când toată joncțiunea pn intră în conducție deplină. Dacă se urmărește o amorsare rapidă și exactă în timp, poarta trebuie supracomandată. Impulsul de poartă trebuie să depășească cu mult nivelul maxim admis (în curent continuu) pentru curentul de amorsare. Este obligatoriu ca valoarea medie a impulsului de comandă să nu depășească I_{GT} .

2. În timpul blocării inverse, nu este admis să curgă curent pozitiv de poartă deoarece purtătorii de sarcină injectați în zona n vecină porții, provoacă o creștere puternică a curentului invers prin tiristor, curent invers care mărește pierderile de comutare în tiristor. Curentul invers nu străbate joncțiunea (sau joncțiunile blocate) în mod uniform repartizate ci caută anumite canale de conducție foarte subțiri deși provoacă încălziri locale (puncte fierbinți) care pot distruge cristalul.

3. În timpul conducției nu este admis curent negativ de comandă pe traseul GK, deoarece chiar fără depășirea puterii maxime admise pe poartă tiristorul se poate distruge. Tensiunea de impuls pentru comanda porții, trebuie să fie lipsită de „ciocuri” de derivare cu componentă negativă.

4. Depășirea tensiunii de întoarcere, chiar pentru timpi foarte scurți, poate fi cauzată de supratensiuni accidentale neperiodice (accidentale). Întrucât intrarea în conducție se face numai într-un singur loc (un canal) prin „darea peste cap”, joncțiunea pn mediană intră în conducție numai într-un singur loc prin care trece tot curentul circuitului anodic. Acest proces de conducție, chiar dacă se desfășoară cu o viteză de $1/8$ din viteza critică di/dt admisă pentru tiristorul respectiv, poate duce la topirea cristalului.

Pentru a preveni „întoarcerea peste cap” tensiunea anodică de lucru a tiristorului se alege mai mică de 1,5 la 2 ori decât U_{BO} . Mărima factorului de siguranță depinde de supratensiunile tranzitorii accidentale care pot apare în circuit.

5. Tensiunile maxime admise în invers și în direct, sunt dependente de temperatură, dar cu un coeficient pozitiv de temperatură (cresc cu temperatura și scad când tiristorul este foarte rece). În multe circuite care lucrează la temperaturi scăzute, tensiunea inversă tranzitorie la pornirea circuitului, distruge în mod inexplicabil tiristorul.

4.7. Utilizarea tiristoarelor.

Domeniul de aplicație (folosire) este extraordinar de larg. În radioelectronica de larg consum, tiristoarele se folosesc în:

- baleiajul orizontal din TV alb-negru și TV color;
- oscilatoare de linii sau cadre ;
- stabilizatoare de tensiune la alimentare TV ;
- sisteme de protecție automată.

Tiristoarele sunt răspândite în aparatura de curenți tari, energetică, automatizări, reglări automate în instalații de acționare, mașini unelte, sisteme de iluminat, etc.

În afară de tiristoare obișnuite, în circuitele radioelectronice, se mai folosește tiristorul de tip tetrodă care se deosebește de tiristor prin aceea că are două porți de comandă : în afară de poarta de catod (GK) are și poarta de anod (GA).

• Tiristorul conectat în curent alternativ.

Dacă în lucrul tensiunii continue U1 din figura 4 se conectează o tensiune alternativă sinusoidală, atunci tiristorul **poate fi amorsat în timpul fiecărei alternanțe pozitive**, aplicând

pe poartă un impuls de comandă cu frecvența de 50 Hz, oricând în timpul de 10 ms cât durează o semialternanță . La fiecare trecere prin zero a curentului prin rezistența de sarcină, tiristorul se „stinge” , adică se blochează și trebuie reamorsat la fiecare semialternanță pozitivă, practic de 50 ori pe secundă. Prin defazarea impulsului de aprindere adică aplicarea impulsului la momentul dorit, se poate varia durata de conducție a tiristorului (unghiul de curent) și prin aceasta se poate obține o valoare medie dorită a curentului prin rezistența de sarcină. Comanda „decupării în fază” , se poate face fie pe flancul ascendent, fie pe flancul descendent al semialternanței pozitive. În figura 5d, impulsul de amorsare, se aplică la 2,5 ms după trecerea prin zero, adică defazat cu circa 45° față de începutul semialternanței pozitive ; unghiul de conducție este de circa 135° din cele 180° ale unei semialternanțe. Tensiunea la bornele tiristorului are forma din figura 5b; după amorsare, tensiunea la bornele tiristorului este aproape nulă, iar în timpul alternanței negative de circa 311 V. Curentul prin sarcină este în fază cu tensiunea la bornele sarcinii (figura 5c), iar valoarea medie aritmetică U_{cc} , se vede trasată cu o linie punctată. Filtrarea se face cu un condensator electrolitic pentru a înlătura pulsația alternativă. Modificând poziția impulsului de amorsare între 0° și 180° , se poate obține obține practic orice tensiune continuă la ieșire, pe sarcină.

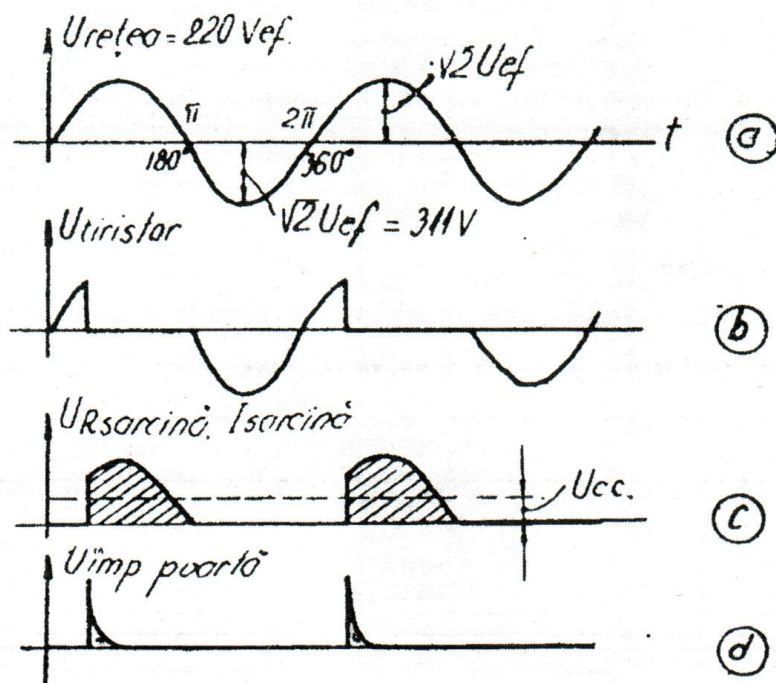


Fig. 5

Schema electrică a unui redresor cu „decupare de fază” , este arătată în figura 6. Schema asigură redresarea oferind o tensiune continuă $U_{ieș} = 155$ V, care nu este stabilizată față de variațiile rețelei, dar care se menține destul de constantă la variația sarcinei, adică a curentului debitat : astfel la $I = 0,1$ A , $U_{ieș} = 160$ V, la $I = 0,35$ A avem $U_{ieș} = 155$ V, iar la $I = 0,5$ A avem $U_{ieș} = 150$ V. Prin „decuparea de fază” , numai o parte din semialternanța pozitivă trece prin tiristor și încarcă condensatorul de filtraj C_3 . Tensiunea continuă la ieșire depinde deci esențial de defazare (momentul amorsării tiristorului), de valoarea C_3 , de mărimea R_1 și mai puțin de curentul debitat sarcinei ($R_{internă} \approx 25 \Omega$). Rezistența serie R_1 limitează curentul de încărcare a C_3 la pornire, când șocul este de 30 A ÷ 40 A. Pentru tiristorul T3N400 care suportă $I_{FSM} = 50$ A, valoarea lui R_1 poate fi redusă până la $3,3 \Omega$. Defazarea în schema de mai jos este

de aproximativ 80° . Momentul amorsării depinde de defazare și de mărirea tensiunii alternative de comandă. Amorsarea are loc numai dacă tensiunea alternativă pe poartă este pozitivă față de tensiunea de pe catod (de pe C3); ca urmare, în momentul aprinderii tensiunea pe G trebuie să fie mai mare decât pe condensatorul C3. Defazarea de circa 80° a tensiunii de comandă U_c se realizează de grupurile R2 C1 și R3 C2. Valorile R2 și R3 sunt dimensionate astfel încât prin R2 R3 să curgă suficient curent pentru a satisface mărirea curentului de amorsare cerut de poarta tiristorului (< 20 mA). Dioda D1 are rolul de a aplica pe poartă doar tensiunea pozitivă de comandă blocând semialternanța negativă.

La acest redresor, modificarea poziției fazei tensiunii de comandă (prin grupul de defazare), permite varierea tensiunii continue de ieșire. O defazare sub 90° , mărește, iar defazarea peste 90° micșorează tensiunea de ieșire. De exemplu, micșorarea lui R2 sau R3 provoacă mărirea $U_{ieș}$, iar mărirea lui C1 sau C2 conduce la micșorarea tensiunii $U_{ieș}$.

Efectul de stabilizare a tensiunii de ieșire cu sarcina, se explică astfel: când I_o debitat sarcinei crește, tensiunea $U_{ieș}$ pe C3 tinde să scadă deci și tensiunea pe catodul tiristorului; tiristorul amorsează mai devreme, iar durata de conducție crește și ca urmare $U_{ieș}$ crește.

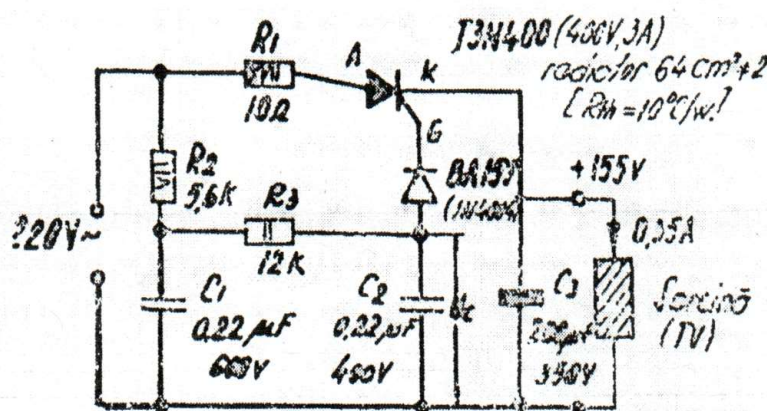


Fig. 6

Tiristoare românești.

În cele de mai jos se dau parametrii unor tiristoare mici fabricate de I.P.R.S. – Băneasa :

Seria TO, 8N60, 100, 300, 400, 500 (nu am găsit aceste coduri în cataloagele I.P.R.S. din 1978 și 1979; pe internet codul T8Nxxx corespunde unei serii de tiristoare).

$U_{DMR} = U_{RRM} = 60$ V. . . 500 V (se deduce din cod : de exemplu TO, 8N500, înseamnă $U_{RRM} = 500$ V).

$I_o = 0,8$ A (curent mediu redresat, cu radiator).

$I_o = 0,5$ A (curent mediu redresat, fără radiator). $T_{corp\ max.} = 85$ °C.

$I_{TSM} = 10$ A (curent accidental de suprasarcină, $t = 10$ ms).

$I_{GT} = 10$ mA (valoare tipică a curentului de amorsare).

$U_{GT} = 1$ V (tensiunea pe poartă pentru amorsare, față de catod)

$I_H \leq 20$ mA (curent de menținere).

Seria T3N60, 100 (T3N-1), 200 (T3N-2), 300 (T3N-3), 400 (T3N-4), 500 (T3N-5),

$U_{DMR} = U_{RRM} = 60$ V la 500 V (funcție de tip).

$I_o = 3$ A (curent mediu redresat, cu radiator de 10 °C/W).

$I_{TSM} = 50$ A (timp de maxim 10 ms).

$I_{GT} \leq 20$ mA;

$$U_{GT} \leq 3 \text{ V}$$

Rezistența termică joncțiune-capsulă $R_{thjc} \leq 6 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$

Timp de amorsare : $t_{gt} = 2 \text{ } \mu\text{s}$ (a nu se citi : tangentă de t)

Timp de desamorsare : $t_q = 15 \text{ } \mu\text{s}$

Curent de menținere : $I_H \leq 25 \text{ mA}$.

Tiristoare de mare putere nu interesează domeniul radioelectronicii de larg consum :

T51 ... T512 (sunt în catalogul I.P.R.S. din anul 1978) au $I_o = 50 \text{ A}$, $I_{TSM} = 800 \text{ A}$, $U_{DRM} = U_{RRM} = 100 \dots 1.200 \text{ V}$.

T2001 ... T212 (sunt în catalogul I.P.R.S. din anul 1978) au $I_o = 200 \text{ A}$, $I_{TSM} = 4.000 \text{ A}$, $U_{DRM} = U_{RRM} = 100 \dots 1.200 \text{ V}$.

Atenție : tiristoarele speciale pentru baleiaj orizontal : BT119, BT120, BT121 (nu sunt în catalogul I.P.R.S. din anul 1978, sunt fabricate de ITT) nu sunt simetrice din punctul de vedere al tensiunilor U_{DRM} și U_{RRM} ca toate tiristoarele obișnuite. De exemplu la BT121, avem $U_{DRM} = 500 \text{ V}$ în timp ce $U_{RRM} = 50 \text{ V}$.

Baleiaj orizontal cu tiristoare la TV color.

În TV alb-negru și mai ales în TV color, tiristoarele prezintă unele avantaje față de soluția cu tranzistor final BU208, soluție ce necesită U_{STAB} de 160 V, 1 A.

- alimentare fără stabilizator de tensiune la 270 Vcc ... 280 Vcc, cu 0,5 A.
- fiabilitate ridicată și insensibilitate la supratensiuni,
- consum mic de putere pentru comanda etajului final de baleiaj orizontal.

Schema simplificată a unui baleiaj orizontal pentru TV color este arătată în figura 7.

Baleiajul orizontal cuprinde 2 tiristoare și 2 diode antiparalele : T1 – BT119; D1 – BY189; T2 – BT120; D2 – BY189. Diodele BY189 sunt caracterizate de $U_{RRM} = 750 \text{ V}$, $I_{FRM} = 15 \text{ A}$, iar BT119 și BT120 sunt aproape identice ca parametrii. Tensiunea de alimentare $U_B = 240 \text{ V} \dots 300 \text{ V}$ nestabilizată.

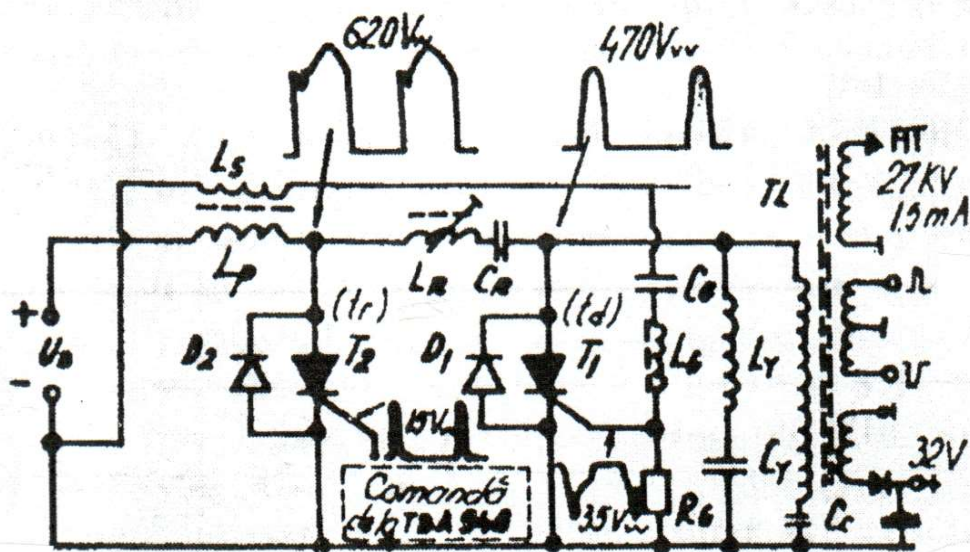


Fig. 7

Grupul T1 D1 , conduce în timpul cursei directe, având funcția de comutator bipolar; D1 conduce la începutul cursei directe (curent negativ), T1 conduce în partea a doua a cursei directe

(curent pozitiv). Grupul T2 D2 lucrează în timpul cursei inverse. Bobina de deflexie este L_Y , iar C_Y condensatorul de tangență. Durata cursei inverse este determinată de L_Y , L_R și C_R , iar momentul de declanșare a cursei inverse este stabilit de sicroprocesorul TBA 940, care prin intermediul unui etaj de comandă, aplică un impuls pozitiv pe poarta T2. Tiristorul T2 conduce curentul pozitiv în timpul cursei inverse, iar D2 conduce în partea a doua a cursei inverse, curentul negativ.

Capacitățile C_Y , C_R și inductanțele L_Y , L_R lucrează ca rezervoare de energie și ca componente care determină prin constantele lor de timp, momentele de comutare care asigură funcționarea corectă a întregului baleiaj orizontal. Bobina L_R ajustează $t_r = 12 \mu s$. Inductanța L_p livrează toată energia baleiajului orizontal și induce în bobina secundară L_p impulsul negativ de amorsare a tiristorului T1 care se aplică pe poarta T1 prin C_G , L_G și R_G . Transformatorul de linii TL, cuprinde un primar izolat în curent continuu prin C_C precum și diferite secundare auxiliare. Tensiunea de 27 kV (FIT) se obține prin triplare de tensiune (3×9 kV).

Tiristoarele și diodele pentru baleiaj orizontal sunt piese ușor de utilizat, dar foarte greu de fabricat. Tehnologia este critică iar randamentele de fabricație - mici. Aceasta deoarece se cer simultan proprietăți contradictorii : timpi extrem de mici de comutație; intrarea în conducție, ieșirea din conducție, inerție mică la comanda pe poartă și totodată curenți mari (15 A), tensiuni de 700 V ÷ 800 V și pierderi mici în timpul procesului de conducție și comutație. În baleiajul orizontal la TV color, se comută o putere de 5 kW ÷ 6 kW, iar pierdelile de energie în cele două grupuri T1 D1 și T2 D2 nu trebuie să depășească mai mult de 15 W ÷ 16 W !

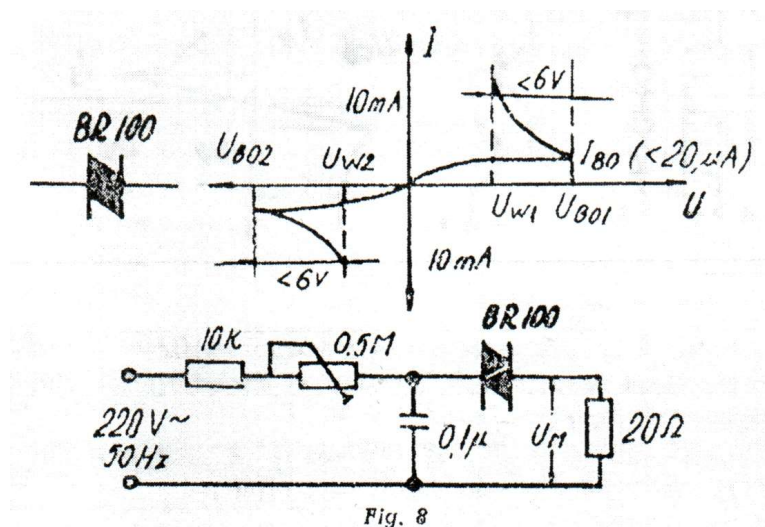
Este încă un semn de întrebare dacă baleiajul orizontal la TV color ce se vor fabrica la noi, se vor folosi tiristoare sau tranzistoarul BU208 într-o schemă asemănătoare cu BU205 la TV cu C.I. alb-negru mai simplă și mai ușor de înțeles ca fiziologie, dar care necesită alimentare de la un stabilizator de tip „chopper” care la rândul său necesită un tranzistor rapid de 750 V și 10 A (BU326S) destul de greu de fabricat.

În cazul adoptării baleiajului orizontal cu tranzistoare, descrierea principiului de funcționare al baleiajului orizontal va face obiectul unui capitol special de 60 la 70 pagini în B.T. nr. 10 sau 11.

4.8. Alte dispozitive semiconductoare înrudite cu tiristorul.

În această categorie intră diodele DIAC, tiristoarele TRIAC și tiristorul TETRODĂ.

● **Dioda DIAC** conține două diode conectate în serie în antifază : $pn - np$ realizate pe un cristal de siliciu. La aplicarea unei tensiuni alternative a cărei valoare de vârf depășește tensiunea de străpungere a diodelor, datorită conducției de scurtă durată se produc impulsuri de curent foarte ascuțite, potrivite pentru comanda (amorsarea) triacurilor și a tiristoarelor.



În figura 8 se arată caracteristica $I = f(U)$ a unui diac de tipul BR100 (Philips) care are tensiunea de întoarcere U_{BO} cuprinsă între 28 V și 36 V, simetric într-un sens sau altul. În conducție, tensiunea de lucru este U_W cu 3 V ÷ 4 V (cel mult 6 V) mai mică decât U_{BO} , deci de circa 25 V . . . 30 V. Vârfurile care trec prin diodă, sunt de cel mult 6 V și reprezintă diferența dintre U_{BO} și U_W . Aceste impulsuri sunt folosite pentru a comanda poarta unui tiristor. Circuitul alăturat servește pentru măsurarea tensiunii U_M la ieșirea diacului și care trebuie să fie mai mare de 5 V la bornele rezistenței de 20 Ω .

• **Dioda cu patru zone (Dioda trigger).** Spre deosebire de tiristor, dioda cu patru zone are o structură identică cu tiristorul, însă se comportă ca un dipol (o diodă), neavând electrod de comandă. Amorsarea se face prin reacție pozitivă, așa cum s-a descris funcționarea configurației cu două tranzistoare *nnp* și *pnp* cu $A_1 + A_2 > 1$. Dioda aceasta se mai numește și diodă trigger.

Cât timp tensiunea aplicată între A și K este mai mică decât tensiunea de comutare U_S , dioda cu patru zone (dioda trigger) se comportă ca o diodă cu Si blocată. Dacă însă peste tensiunea aplicată, se adaugă un impuls care depășește ca amplitudine pe U_S , dioda intră în conducție și se comportă ca o diodă în conducție directă. Conducția se menține atât timp cât curentul este mai mare decât I_H care este ca și la tiristor un **curent de menținere** a conducției. Scăderea lui I_H sub valoarea de menținere, aduce dioda iarăși în starea de blocare. În regim de polarizare inversă, adică A negativ și K pozitiv, **dioda trigger** se comportă ca orice diodă cu Si blocată, la care tensiunea U_{ob} nu trebuie depășită deoarece dioda se distruge termic.

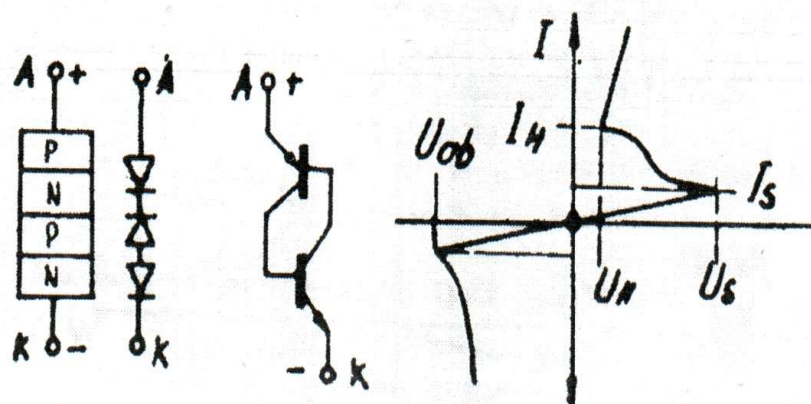


Fig. 9

În figura 9 se arată structura internă, configurația echivalentă cu două tranzistoare, precum și caracteristica volt – amper a diodei trigger. După cum se vede, caracteristicile se compun din trei zone în care dioda se comportă total diferit :

1. la orice tensiune cuprinsă între U_{ob} și U_S , dispozitivul se comportă ca două diode conectate în serie în antifază, fiind blocat (conduce un curent foarte mic, de ordinul microamperilor).
2. între U_S și U_H , dioda se comportă ca o rezistență negativă variabilă cu tensiunea.
3. deasupra lui I_H , deci în jurul lui U_H , dioda se comportă ca orice diodă cu Si în stare de conducție directă prezentând o cădere de tensiune de 0,8 V ÷ 1,5 V.

Aceste proprietăți interesante ale diodei trigger, o recomandă pentru utilizarea în circuite de numărare a impulsurilor (contoare rapide), în amplificatoarele de impulsuri, generatoare de

impulsuri, regulatoare de fază. Se mai utilizează în circuitele de comandă a tiristoarelor din stabilizatoarele de tensiune, în memorii de ferită, precum și în sistemele de telecomunicații.

Se dau mai jos parametrii unor diode cu patru zone (trigger) fabricate de Intermetall :

Tensiunea de întoarcere : $U_S = (20 \text{ V} \dots 200 \text{ V}) \pm 10 \%$; $4E20 - 8 \dots 4E200 - 8$.

Curentul de menținere : $I_H = 1 \text{ mA} \dots 15 \text{ mA}$ (tipic 8 mA),

Curentul de întoarcere : $I_S < 125 \mu\text{A}$ ($25 \mu\text{A} \dots 100 \mu\text{A}$) ;

Curentul de conducție în stare de blocare : $I_D < 15 \mu\text{A}$ la $0,75 U_S$;

Tensiunea inversă de străpungere : $U_{ob} > 0,75 U_S$,

Curentul maxim de conducție : $I_F + 150 \text{ mA}$ (de durată).

Curentul de impuls maxim : $I_{FM} = 10 \text{ A}$ (funcție de durata impulsului).

Tensiunea de menținere : $U_H = 0,5 \text{ V} \dots 1,2 \text{ V}$ (funcție de curent).

Capacitatea diodei la $U_R = 0 \text{ V}$; $C = 2.000 / U_S$ în pF.

• **TRIAC** – este un dispozitiv format din două tiristoare conectate în paralel și în antiază realizate pe același monocristal de siliciu. Triacul are un singur electrod de comandă, poarta G pe care se aplică impulsul de amorsare. Spre deosebire de tiristor, **triacul conduce în ambele sensuri**: de la A la K și de la K la A. Este un tiristor bidirecțional. Triacul **este deci un dispozitiv bipolar**, utilizat preponderent în circuite de curent alternativ neredresat, în sisteme de comutare statică, comandă și reglare a curenților alternativi, cum ar fi reglarea turațiilor motoarelor, controlul temperaturilor etc.

•TIRISTORUL TETRODĂ.

Spre deosebire de tiristorul obișnuit, tetroda are două porți de comandă :

- poarta de catod GK.

- poarta de anod GA.

La tiristorul tetrodă, rezistența de sarcină se conectează tot în circuitul anodic. Amorsarea se poate face în trei feluri :

- cu semnal pozitiv aplicat pe poarta catodică GK.

- cu semnal negativ aplicat pe poarta anodică GA.

- prin depășirea tensiunii de întoarcere U_S (sau U_{BO}).

Stingerea tiristorului se face prin :

- aplicarea unui semnal negativ pe GK.

- aplicarea unui semnal pozitiv pe GA.

- scăderea curentului prin tetrodă sub valoarea de menținere I_H .

- întreruperea tensiunii anodice.

- inversarea polarității tensiunii anodice.

Se arată în figura 10 structura zonelor, analogia cu două tranzistoare, caracteristica $I = f(U)$ și simbolul grafic. Tensiunile și curenții importanți, sunt enumărați mai jos. Valorile date se referă la tiristorul tetrodă BRY39 (Philips), utilizabil la televizoare.

U_{ob} – tensiunea de străpungere în regim de polarizare inversă $> 70 \text{ V}$.

U_F – tensiunea deconducție în direct la $I_T = 100 \text{ mA}$, $< 1,4 \text{ V}$.

U_D – tensiunea directă în stare de blocare directă : $U_D = U_R = 70 \text{ V}$.

U_S – tensiunea de întoarcere sau de comutare (U_{BO}) : $> 70 \text{ V}$.

I_H – curentul de menținere a conducției : $< 0,25 \text{ mA}$.

I_{TM} – curentul maxim de conducție continuu sau periodic: 250 mA .

I_{TSM} – curentul de vârf accidental: 25 A .

I_{RM} – curentul invers maxim admis la $U_{RM} = 70 \text{ V}$ (tipic 1 nA) $< 100 \text{ nA}$.

U_{GKT} – tensiunea de amorsare pe poarta de catod, la $U_D = 6 \text{ V} > 0,5 \text{ V}$.

I_{GKT} – curentul de amorsare în circuitul porții GK : $> 1 \mu\text{A}$;

U_{GAT} – tensiunea de amorsare pe poarta de anod , la $U_D = 6 \text{ V} > -1 \text{ V}$.

I_{GAT} – curentul de amorsare pe poarta de catod, la $U_D = 6\text{ V} > -0,1\text{ mA}$.

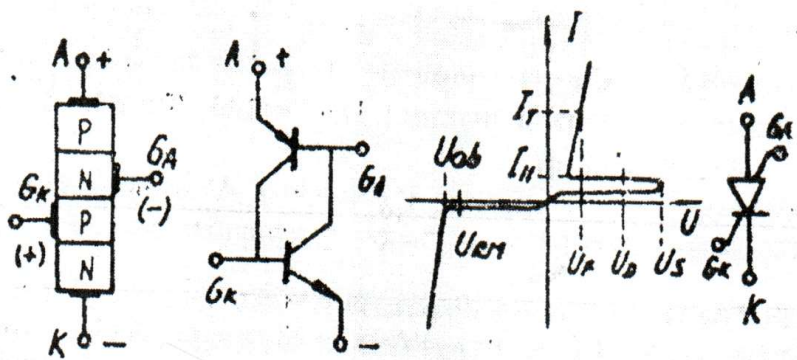


Fig. 10

Pentru exemplificarea utilizării tiristoarelor tetrodă BRY39 se dă în figura 11 schema unui oscilator de cadre prevăzut inițial pentru TV cu C.I. – în faza de proiectare.

Prin R9 și C1 se alimentează oscilatorul R1 R2 și R3 stabilesc nivelul de tensiune continuă pe poarta de catod. Condensatorul C2 împreună cu R6 și R7 stabilesc constanta de timp de încărcare a C2 și formarea dintelui de fierăstrău, foarte liniar. La fiecare 20 ms deci în ritmul a 50 Hz impulsurile de sincronizare verticală amorsează tiristorul tetrodă, care, intrând în conducție scurtcircuitază (descarcă) condensatorul C2, după care C2 începe să se încarce din nou. Potentiometrul R2 reglează frecvența liberă a oscilatorului de cadre stabilind momentul amorsării tiristorului. Cu R5 se corectează în „S” dintelui de fierăstrău. De pe cursorul R7 se culege tensiunea în d.d.f. (*dinte de fierăstrău*) și se aplică la intrarea C.I. TBA800 (de fapt un amplificator de AF) care lucrează aici ca amplificator de tensiune și putere având ca sarcină bobinele de deflexie verticală conectate în paralel. Cursorul R7 „dozează” amplitudinea tensiunii în d.d.f. și ca urmare dimensiunea verticală a imaginii. Consumul total al oscilatorului este de circa 1 mA iar stabilitatea frecvenței este excepțională. Impulsurile de sincronizare verticală se obțin direct de la pinul 7 a C.I. – β TBA950. Cuplajul prin 150 pF este slab pentru a evita derivarea impulsului.

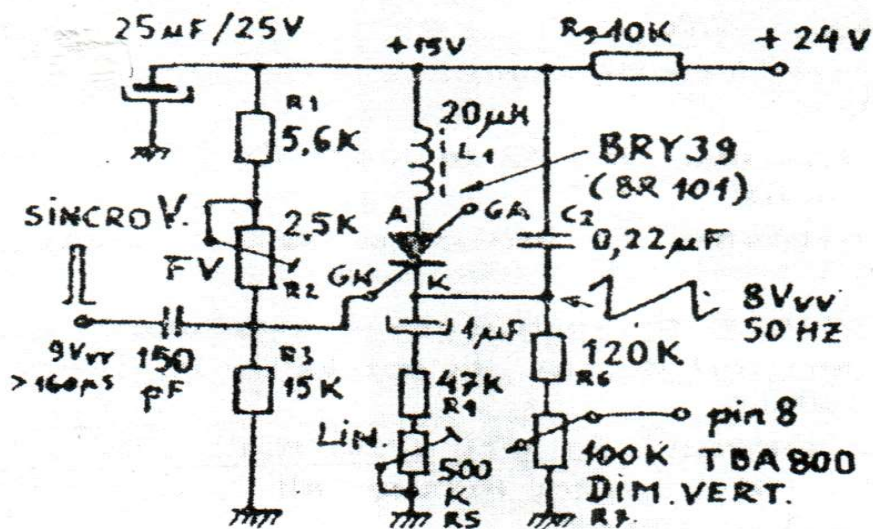


Fig. 11

ANEXĂ

Tranzistoare 2 N 3055 fabricate la I.P.R.S. – Băneasa.

În ultimul timp I.P.R.S. a asimilat (*pe bază de licență*) fabricarea tranzistoarelor hometaxiale (simplu difuzate) 2 N 3055 cunoscute și răspândite larg pe plan mondial.

Ca urmare a dispersiei inerente a parametrilor, în scopul valorificării întregii fabricații cât și pentru selectare–sortare cât mai rațională, tranzistoarele produse sunt marcate în mod distinct după criteriul tensiunii U_{CE0} și al amplificării de curent β . Avem astfel un număr 14 subtipuri caracterizate de datele electrice din tabelul de mai jos (cu semnificația cifrelor și literelor).

	U_{CB0} [V]	U_{CE0} [V]	I_{CM} [A]	β I_C	Observații
2N3055 - 1	–	30	15	20 la 3 A	Uz. în STAB. DIV
2N3055 - 2	–	30	15	10 la 3 A	Uz. general 30 V
2N3055 - 3	100	60	15	20 la 3 A	Bun AAF 45 W
2N3055 - 4	–	20	15	30 la 3 A	Bun TV sport C.I.
2N3055 - 5	–	20	15	10 la 3 A	Bun TV sport C.I.
2N3055 - 6	100	60	15	15 la 3 A	Universal
2N3055 - 7	100	60	15	15 la 3 A	Universal
2N3055 - 8	100	60	15	70 la 4 A	Bun AAF 55 W
2N3055 - 9	–	45	15	15 la 3 A	Bun AAF 35 W
2N3055 - 10	–	45	15	70 la 4 A	Bun AAF 40 W
2N3055 – U	100	80	15	30 ÷ 200 /1 A	Condiț. TV cu 2; 5; 6 C.I.
2N3055 – V	80	60	20	20 ÷ 150 /1 A	Condiț. TV cu 2; 5; 6 C.I.
2N3055 – M	120	90	10	20 ÷ 150 /0,5 A	Bun TV 2; 5 ; 6 C.I.
2N3055 – S	–	100	10	30 ÷ 120 /0,3 A	Bun TV 2; 5 ; 6 C.I.

- // -

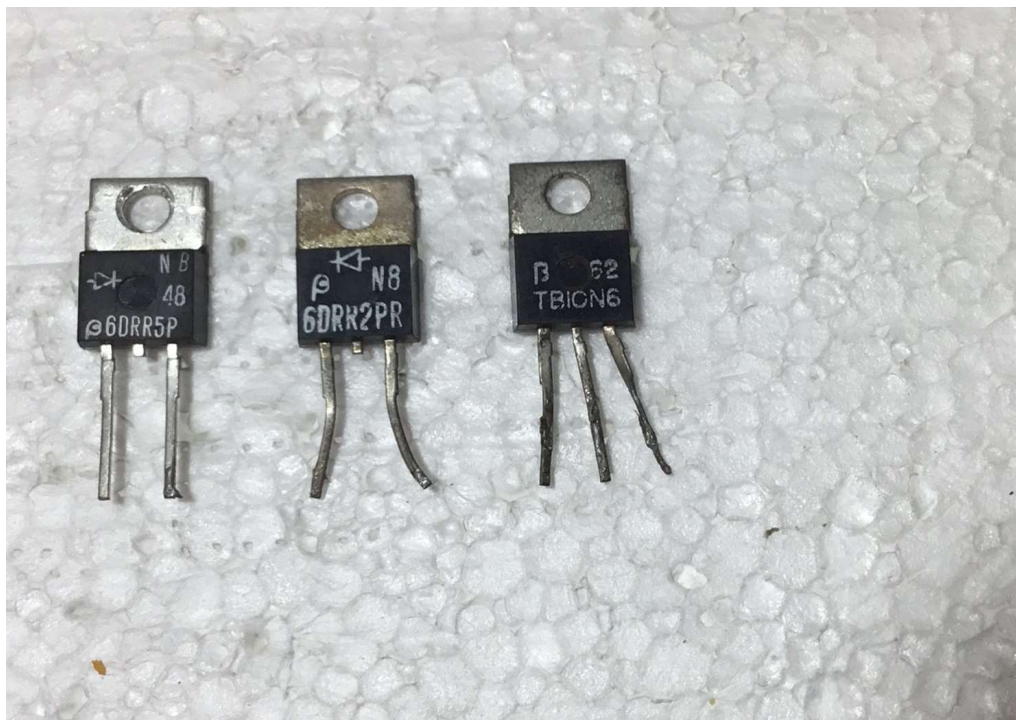


Fig. 1. Diode redresoare : 6DRL5P : $V = 500\text{ V}$ și 15 A la $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$; 6DRL2P : 200 V și 15 A la $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$. Triac: TB10N6, $V = 600\text{ V}$ și $(dv/dt)_{\text{MIN}} = 5\text{ V}/\mu\text{s}$; $(di/dt)_{\text{MAX}} = 50\text{ A}/\mu\text{s}$. Capsulă: TO-220d .

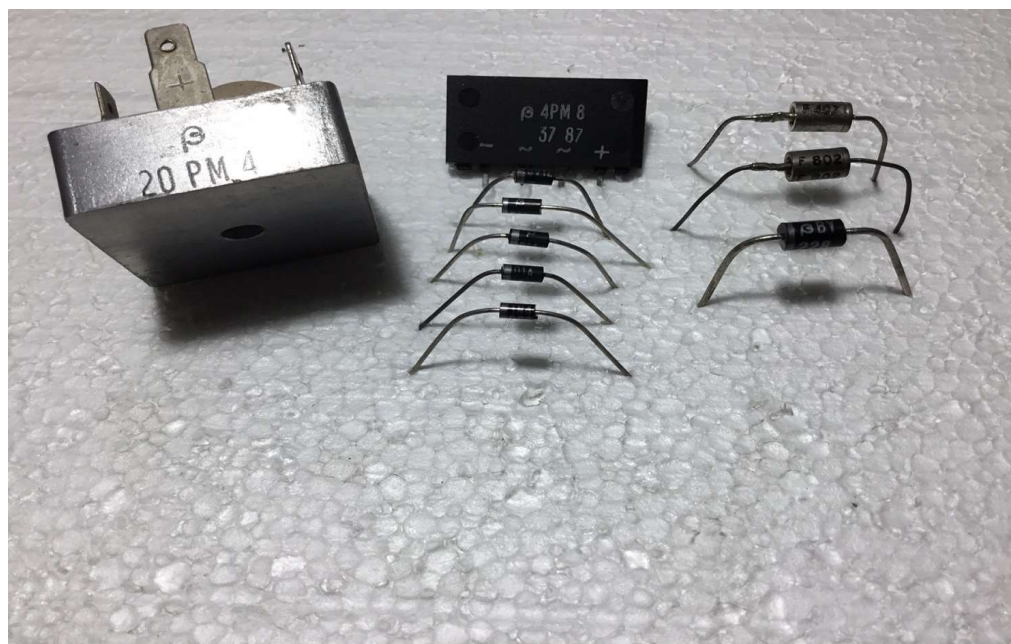


Fig. 2. Punți : 20 PM 4: $V_{\text{RRM}} = 400\text{ V}$; $I_{\text{FAVM}} = 20\text{ A}$; 4PM8 : $V_{\text{RRM}} = 800\text{ V}$; $I_{\text{FAVM}} = 4\text{ A}$.
 Diode (în mijloc) : D1A8 (trei buc.) - diode cu avalanșă controlată; capsulă DO-27A; o diodă redresoare 1N4006 standard: 800 V și 1 A , capsulă F 126 ; o diodă zener de $5,1\text{ V}$, capsulă F 126. Diode (în dreapta) redresoare: F 407, 800 V și 1 A ; F 802, 800 V și 2 A ; ambele în capsula DO 13. Dioda (în dreapta jos): BY 228; capsulă DO 13.



Fig. 3. Circuite integrate 1. De la stânga la dreapta. Rândul de sus : **TBA 810 S** - Amplificator audio 7 W -capsulă CB-155; **CDB 4121**- monostabil, capsulă: MP 14 ; **βL 108** – comandă LED-uri în cascadă, capsulă MP14; **βM 358** Amplificator operațional dual, capsulă MP48. Rândul din mijloc: **TDA 655T** regulator de turație capsulă CB-155; **TBA 950/1** sincroprocesor TV, capsulă TO-116; **TBA 540** – circuit pentru refacerea subpurtătoarei PAL, capsulă MP117; **SAK 215 MN** : regulator de turație, capsulă MP-48. Rândul trei : **TDA 1170 S** – circuit pentru baleiajul verticală, capsulă CB-155; **β 342Dd** (marcaj la cerere, posibil βM 324); **βA 726X** - arie termostatăă de tranzistoare (TO 116); **TDA 664N** (nu apare în catalog, era în dezvoltare), capsulă MP48; rândul patru: **TDA 2030**- amplificator audio, capsulă PENTAWAT; **βA 7806C** – regulator de tensiune 6 V, capsulă TO 220.



Fig. 4. DZ12 (în dreapta) diodă zener de 12 V și diode de comutație: BA244 (în stânga) – capsula D35



Fig. 5. Tranzistoare, rândul de sus : BD 140 L (capsula TO 126) BF 257 (2 buc.) BF 258 (capsula TO 39) rândul doi de sus: BC 239 C (capsulă TO 92) , rândul trei: BF 215; BF 200, BF 214 (2 buc) capsulă TO 72 și rândul de jos, în stânga TAA550 – capsula TO 18/2 iar în dreapta FT 2020, un fototranzistor (în partea de jos a pozei) – capsula TO 18.



Fig. 6. Tranzistoare cu Si și Ge. În capsule TO 3 : 2N 6654, 2N 5876, BU208, BU526, 2N 3055H și rândul de sus: β T3R4 (tiristor; capsulă F-22), BUR 607 D tranzistor de comutație; capsulă F-22 și AD 152 VI (Ge *pnp*; capsulă TO-66).



Fig. 7. Rezistențe cu peliculă de carbon de 0,25 W; 0,5 W; 1 W; 2 W (rândul de sus) și rezistențe bobinate de 3W (la mijloc) rezistențe metalice (rândul de jos).

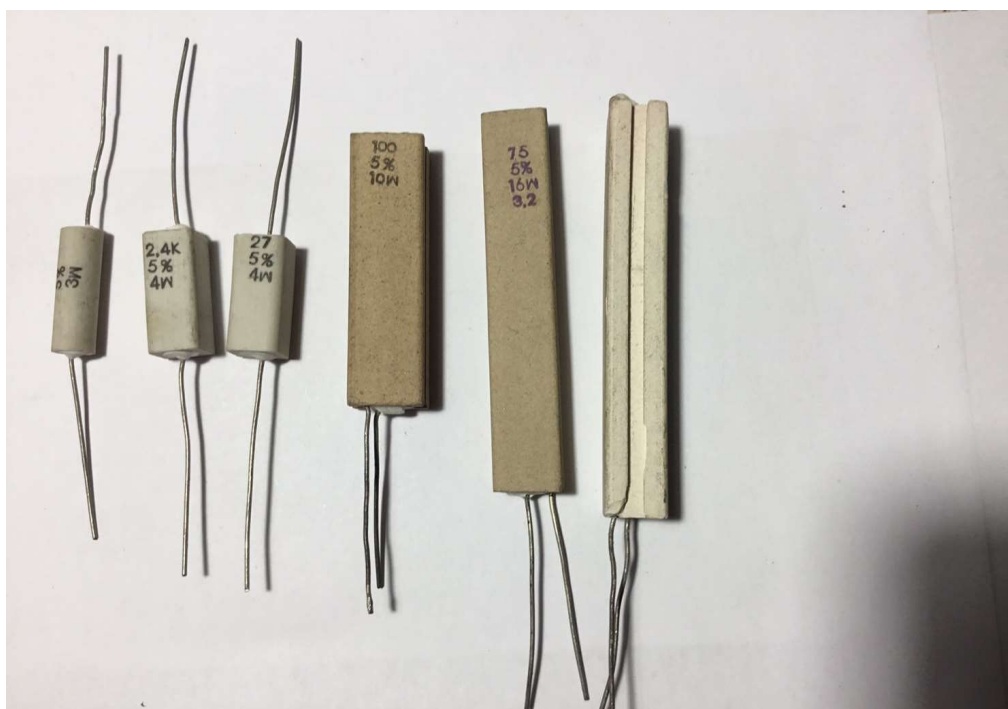


Fig. 8. Rezistențe pe suport ceramic de putere. În poza din dreapta se vede canalul unde se poate fixa un radiator. Acest canal este prezent și pe partea opusă.



Fig.9. Condensatori stiroflex

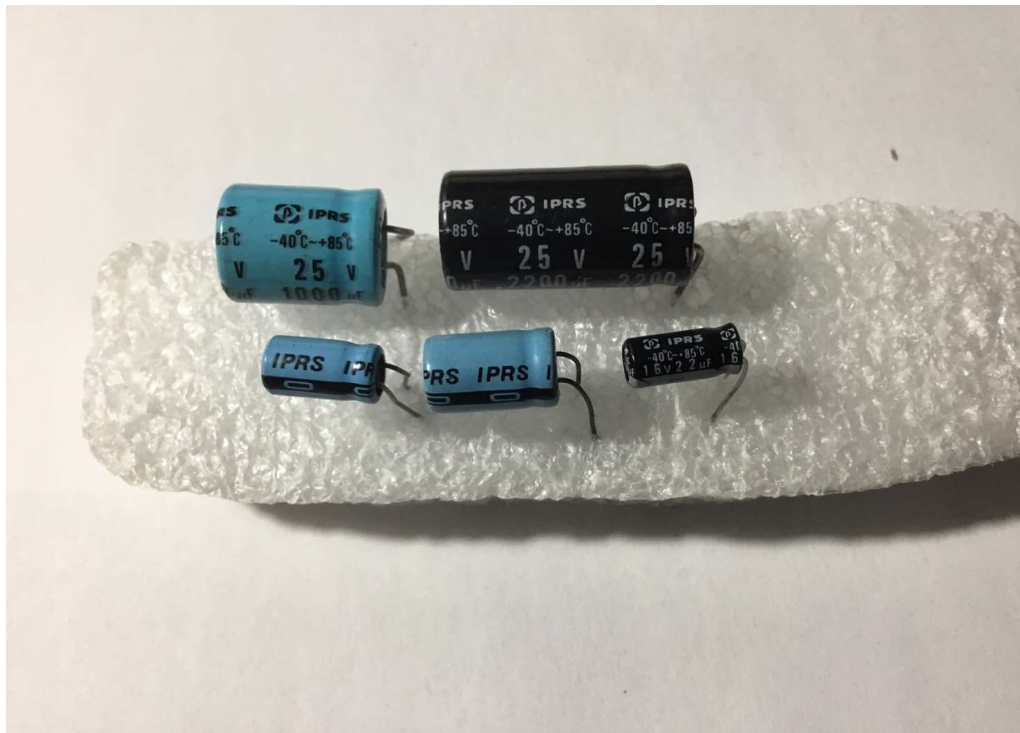


Fig. 10. Condensatori elettrolitici



Fig. 11. Condensatori tip „caramelă” (rândul de sus) și ceramici (rândul de jos).



Fig. 12. Condensatori cu hârtie (în stânga) și un electrolitic (în dreapta).



Fig. 13. Condensatori I.P.E.E. – Curtea de Argeș.

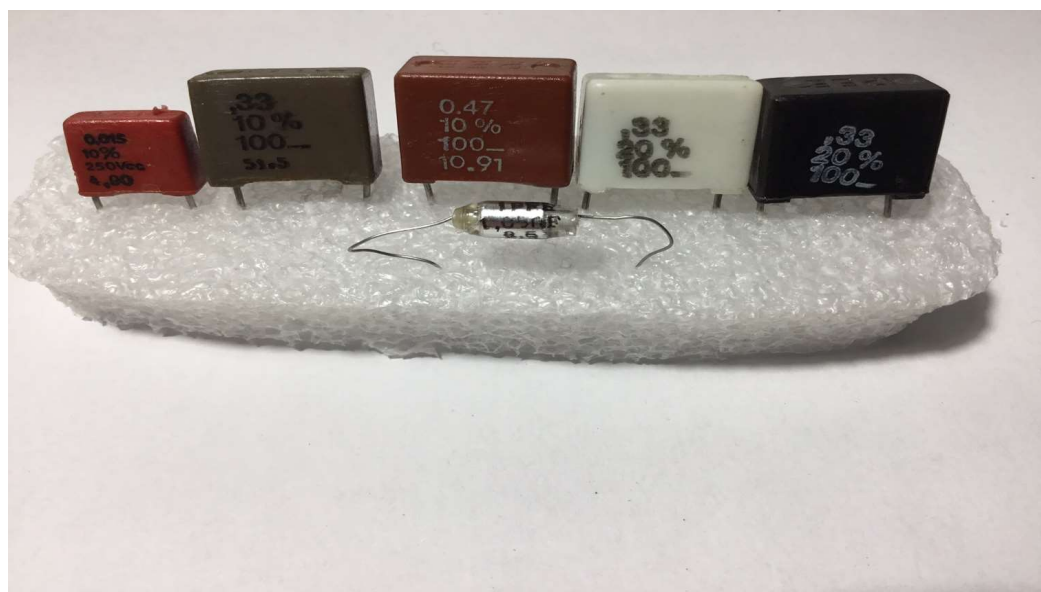


Fig.14. Condensatori I.P.E.E. – partea cu marcaj – Curtea de Argeș.

CODUL CULORILOR



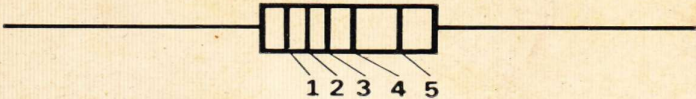
Sovcor

Résistances à couche d'oxyde d'étain

CODE DES COULEURS

cm

ins



1 2 3 4 5

1 - 1^{er} chiffre significatif

2 - 2^e chiffre significatif

3 - Multiplicateur (ou 3^e chiffre significatif)

4 - Tolérance (ou multiplicateur)

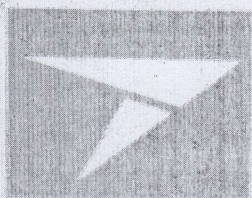
5 - Pour les séries E 48 et E 96 seulement. Tolérance

COULEUR	Chiffre significatif	Multiplicateur	TOLÉRANCE
		10^{-2}	$\pm 10\%$
		10^{-1}	$\pm 5\%$
	0	1	
	1	10	$\pm 1\%$
	2	10^2	$\pm 2\%$
	3	10^3	
	4	10^4	
	5	10^5	$\pm 05\%$
	6	10^6	
	7	10^7	
	8	10^8	
	9	10^9	

0

4

11, Chemin de Ronde - 78 - Le Vésinet - Tél. 966 51 00 & 976 01 23



Sovcor

Résistances à couche d'oxyde d'étain

**STABILITÉ
FIABILITÉ**

Autres fabrications

Condensateurs à diélectrique verre

Condensateurs à diélectrique verre céramisé

Potentiomètres bobinés

MODÈLE SOVCOR	MODÈLE CCTU	Pn W	TOL. %	C. T. 10-6/°C	GAMME OHMIQUE
Usage courant à 70 °C					
C3	RC8	1/8	2-5	± 200	10 Ω - 150 K Ω
CO7H3	RC21	1/4	2-5	± 100	10 Ω - 301 K Ω
C20S	RC31	1/2	2-5	± 100	10 Ω - 1 M Ω
C32	RC41	1	2-5	± 150	10 Ω - 1 M Ω
C42S		2	2-5	± 150	10 Ω - 1,5 M Ω
SO7	RC2	1/4	2-5	± 200	10 Ω - 301 K Ω
S20S	RC3	1/2	2-5	± 200	10 Ω - 1 M Ω
HAUTE STABILITE A 70° C					
NA50	RS48K	1/16	1	± 100	100 Ω - 150 K Ω
NA55	RS55D	1/8	1	"	10 Ω - 301 K Ω
NA60	RS61D	1/4	1	"	10 Ω - 1 M Ω
NA65	RS66D	1/2	1	"	10 Ω - 1 M Ω
SC4	RS58K	1/8	1	"	10 Ω - 301 K Ω
SC5	RS63K	1/4	1	"	10 Ω - 1 M Ω
NY4	RS58Y	1/8	1	± 50	49,9 Ω - 301 K Ω
NY5	RS63Y	1/4	1	"	49,9 Ω - 1 M Ω
TRES-HAUTE STABILITE A 125° C					
NC4	RS56C	1/10	1	± 50	49,9 Ω - 301 K Ω
NC5	RS60C	1/8	1	"	49,9 Ω - 1 M Ω

Pièces homologuées suivant CCTU 04-04 et 04-03