

CAPITOLUL 2

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE UTILIZATE ÎN CIRCUITELE DE PUTERE

2.2. Diodele utilizate în circuitele electronice de putere

Diodele utilizate în circuitele electronice de putere se împart în câteva grupe mai importante după tehnologie:

- semiconductoare pe siliciu, standard (cu joncțiune p-n);
- Schottky, metal-semiconductor;
- SiC, din carbonat de siliciu;

și modul de utilizare:

- redresoare (Rectifier);
- de comutație (Switching);
- stabilizatoare.

Diodele se mai împart și după limitele unor parametri. Sunt diode de mică, medie, mare și foarte mare putere, sau de tensiune mică, mare (High-voltage) și foarte mare. Dacă e vorba despre viteza de comutație sunt:

- de uz general (General Purpose), sau de rețea;
- rapide (Fast), care se caracterizează prin timpi mici de tranziție;
- ultrarapide (UltraFast), care se caracterizează prin timpi foarte mici de tranziție.

Mai sunt prezente în circuitele de putere și elemente optoelectronice: fotodiodele, mai ales în varianta de celule fotovoltaice pentru panourile solare dar și LED care sunt fabricate acum și în variante de putere (câțiva W, dar sunt mai eficiente de trei ori față de lămpile fluorescente și de 12 ori față de cele cu filament), diode de putere emițatoare în infraroșu sau diode laser de putere. Aceste elemente optoelectronice sunt în dezvoltare rapidă, folosind și tehnologii noi cum este Galium-Arsen dar nu numai.

2.2.1. Diode redresoare

Sunt diode de uz general în toată gama de puteri (W – MW) și tensiuni (sute V – zeci KV) și se numesc astfel fiindcă sunt utilizate obișnuit în circuite de redresare alimentate de la rețea (50 sau 60Hz dar și 400Hz pentru rețele speciale), deci la frecvență joasă.

Cei mai importanți parametri ai unei diode redresoare sunt curentul direct mediu (I_{FAV} – Forward Average Current) și tensiunea de lucru inversă maximă (U_{RWM} – Reverse Working Maximum) și într-o prezentare scurtă se poate spune de exemplu (pentru 1N4007): diodă de 1A și 1000V.

Parametrul fizic care limitează în fond utilizarea unei diode este temperatura maximă a joncțiunii astfel că performanțele limită depind decisiv și de sistemul de răcire. Este nevoie ca utilizatorul să cunoască nu numai curentul maxim ci și temperatura maximă a mediului și a joncțiunii în condițiile cele mai defavorabile și a alegerii unui anumit sistem de răcire.

Parametrii sunt de multe ori precizați împreună cu condițiile de test cum sunt temperatura și nu au denumiri sau acronime standardizate, astfel că pot să existe diferențe în funcție de producător.

Realizare constructivă

Pentru ca o joncțiune p-n să suporte tensiune inversă mare materialul semiconductor trebuie să fie slab dopat, iar pentru ca să aibă tensiune mică în conducție, deci pierderi mici și curent maxim mare acesta trebuie să fie puternic dopat. Aceste cerințe divergente au fost rezolvate prin introducerea unui strat suplimentar n slab sau foarte slab dopat între straturile p și n puternic dopate, astfel că structura unei diode de putere arată ca în figura 2.8:

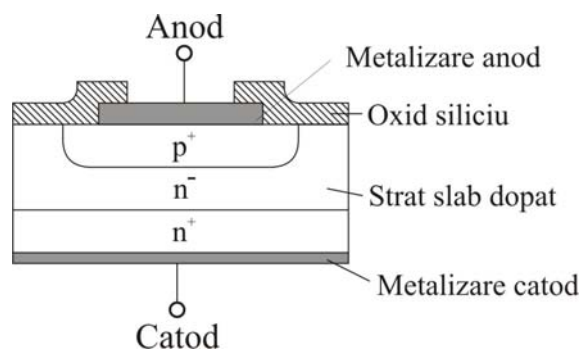


Fig. 2.8. Structura unei diode redresoare.

Stratul intermediar este mai apropiat de materialul intrinsec, motiv pentru care structura mai este numită și PIN (p-intrinsec-n).

Stratul de oxid de siliciu protejează dioda la tensiuni inverse mari unde pot apare efecte de margine care micșorează nivelul limită.

Parametrii diodelor redresoare

Pentru cazul **polarizării inverse** se definesc mai multe tensiuni limită, enumerate în ordine crescătoare (figura 2.9):

- tensiunea maximă în regim de curent continuu, U_R , este cea mai mică;
- tensiunea maximă de lucru, U_{RWM} ;
- tensiunea maximă de lucru, repetitivă, U_{RRM} ;
- tensiunea maximă de lucru nerepetitivă U_{RSM} ;
- tensiunea de străpungere U_{BR} (Breakdown), care este cea mai mare.

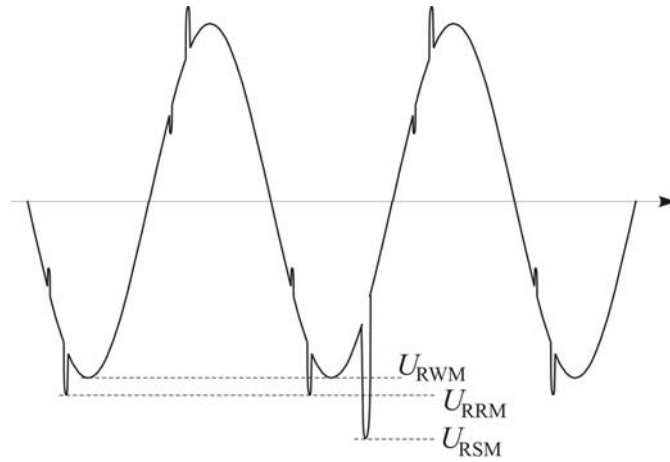


Fig. 2.9. Tensiunile limită inverse în cazul diodei redresoare.

Alt parametru pentru acest caz este:

- curentul invers I_R , precizat eventual la două temperaturi.

Pentru **polarizare directă** se definesc curenții:

- curentul direct mediu I_{FAV} ;
- curentul efectiv I_{RMS} (efectiv – radical din media pătratică - Root Mean Square);
- curentul de suprasarcină definit de obicei pentru o semiperioadă sinusoidală I_{FSM} (Forward Surge Maximum)

Curentul mediu și cel efectiv se calculează pentru formele de undă necesare cu formulele cunoscute (anexa), în continuare fiind date exemple pentru două cazuri curenți.

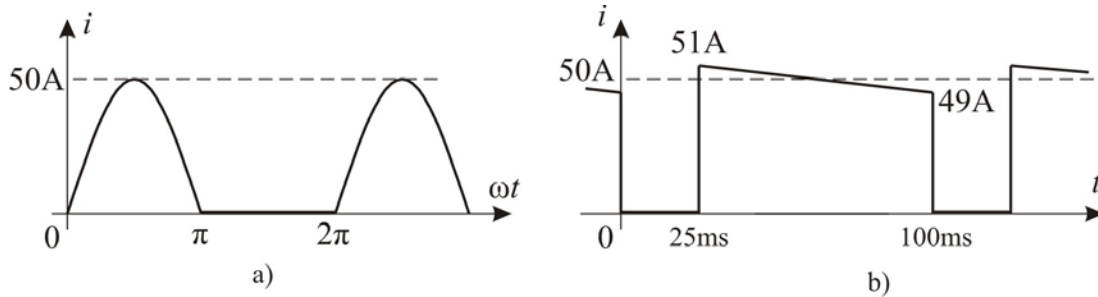


Fig. 2.10. Exemple de forme de undă.

Pentru unda semisinusoidală:

$$I_{FAV} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} 50 \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{50}{\pi} A \approx 15,9 A \quad (2.2)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} 50^2 \cdot \sin^2(\omega t) \cdot d\omega t} = 25 A \quad (2.3)$$

Pentru unda sub formă de impulsuri:

$$I_{FAV} = \frac{1}{100} \int_0^{75} \left(51 - \frac{2}{75} t \right) dt = 37,5 A \quad (2.4)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{100} \cdot \int_0^{75} \left(51 - \frac{2}{75} t \right)^2 dt} = 43,3 A \quad (2.5)$$

Alți parametri corespunzători zonei de polarizare directă sunt:

- tensiunea directă, U_F , precizată la un anume curent direct;
- un parametru proporțional cu energia, $I^2 t$, t fiind intervalul unei semiperioade, 10 sau 8,3 ms, parametru după care se alege siguranța de protecție a dispozitivului.

Parametrii termici principali sunt temperaturile maximă și de stocare, puterea disipată, P_D și rezistența termică jonctiune-capsulă $R_{\theta jc}$ sau jonctiune-ambient $R_{\theta ja}$.

2.2.2. Diode rapide

Dacă frecvența de lucru crește peste 400Hz diodele redresoare au pierderi mari din cauza fenomenelor de comutație (figura 2.6).

La comutația directă timpii sunt mult mai mici decât la comutația inversă astfel ca aceasta din urmă contează la pierderi și parametrii principali sunt cei care definesc acest regim (recovery characteristics în foile de catalog în engleză). În figura 2.11 sunt formele de undă și mărimile principale la comutația inversă a unei diode.

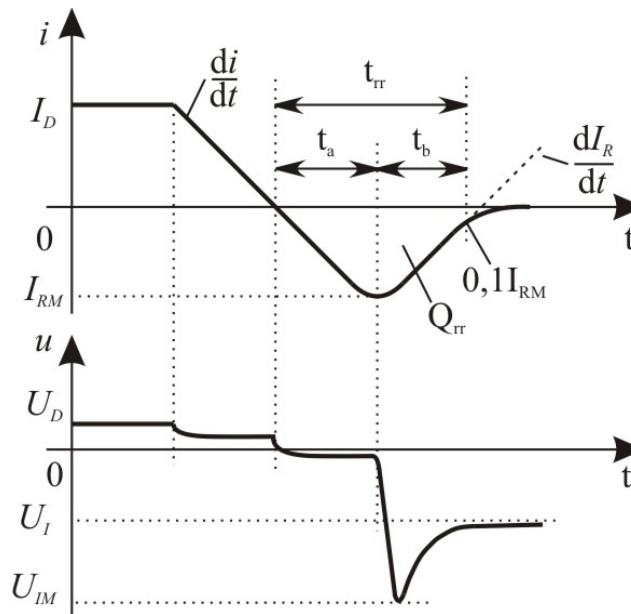


Fig. 2.11. Forme de undă și mărimi principale la comutația inversă a diodei.

Cel mai important este timpul de revenire, t_{rr} (reverse recovery time), funcție de care se împart diodele după viteza de comutație. O diodă este rapidă dacă timpul de revenire este sub 500 ns (pentru diodele redresoare el este de ordinul μs – zeci μs), iar pentru timpi sub 100 ns diodele sunt numite ultra-rapide.

Al doilea este curentul invers maxim, I_{RM} care depinde de curentul direct dar și de panta de scădere a acestuia, $\frac{di}{dt}$ și de temperatura joncțiunii.

Cele două sunt legate de sarcina care este evacuată din joncțiune în cursul comutației inverse prin relația simplificată:

$$Q_{rr} = \frac{t_{rr} I_{RM}}{2} \quad (2.6)$$

sarcină egală cu suprafața cenușie.

Dupa atingerea curentului invers maxim acesta scade (în valoare absolută) spre zero astfel că timpul de revenire are două componente, t_a , durata creșterii curentului spre valori negative și t_b , durata descreșterii curentului spre zero.

Panta descreșterii este importantă fiindcă supratensiunea inversă este proporțională cu ea și funcție de această pantă diodele sunt clasificate în două categorii:

- diode cu revenire soft (*soft recovery*);
- diode cu revenire abruptă (*abrupt recovery*);

și se definește un factor de revenire (*Recovery Softness Factor*):

$$R_{SF} = \frac{t_b}{t_a} \quad (2.7)$$

Dacă revenirea este abruptă timpul este mai scurt dar pe lângă valoarea mare a tensiunii inverse apare pericolul unor oscilații specifice de comutație inversă (figura 2.12). Fenomenele pot fi eliminate cu circuite speciale de protecție la supratensiuni care însă măresc pierderile totale și încarcă circuitul astfel că sunt preferate diodele rapide cu comutație soft.

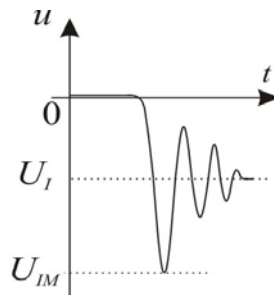


Fig. 2.12. Oscilații specifice comutației inverse.

2.2.3. Diode Schottky

Pentru diodele de putere semiconductoare condițiile:

- tensiune maximă;

- viteza de comutație inversă mare;
- pierderi mici în conducție;

nu pot fi îndeplinite simultan, cerințele constructive fiind divergente. Prin tehnologii speciale se realizează însă diode rapide sau ultrarapide.

O soluție diferită este dioda Schottky care utilizează proprietățile contactului metal-semiconductor.

Contactul metal-semiconductor se comportă obișnuit asemănător cu o joncțiune semiconductoare și este denumit și barieră sau contact Schottky. Dependenta curent tensiune este prezentată în figura 2.13. Dacă însă doparea semiconductorului este foarte înaltă efectul Schottky este neglijabil și contactul se comportă ohmic (figura 2.13). Semiconductorul utilizat curent este siliciul, dar sunt realizate diode Schottky cu GaAs sau SiC.

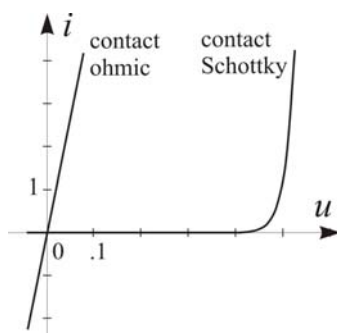


Fig. 2.13. Contact ohmic și contact Schottky.

Simbolul și structura diodei Schottky sunt prezentate în figura 2.14. La anod contactul este Schottky, iar la catod ohmic.

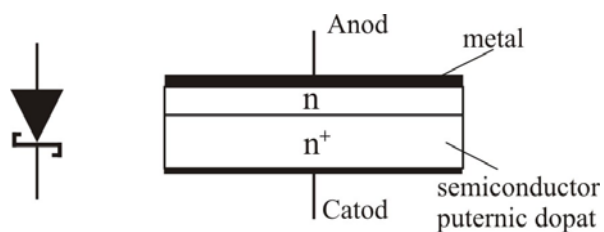


Fig. 2.14. Simbolul și structura diodei Schottky.

Avantajele diodelor Schottky sunt timpul de revenire foarte mic în condițiile în care comutația este soft și tensiunea directă mică (la diode cu tensiunea inversă de 30V poate fi sub 0,35V). Dezavantajele sunt nivelul mare al curentului invers și tensiunea mică de străpungere (sub 100V la diodele cu Si, dar care crește până la 1200V diodele realizate cu GaAs sau SiC).

Timpul foarte mic de comutație face ca dioda Schottky să se utilizeze mai ales în circuite de tensiune mică și frecvență ridicată cum sunt convertoarele de tensiune continuă utilizate în sursele de comutație. Tensiunea directă mică impune dioda Schottky în circuite alimentate la tensiuni mici, unde diferența tensiunilor de

deschidere contează, cum sunt schemele de protecție la inversarea legăturilor sau la conectarea paralel de siguranță a mai multor surse pe o aceeași sarcină (figura 2.15).

Utilizate ca diode inverse în combinații punte și semipunte de tranzistoare ele micșorează sensibil pierderile, o dată pierderile proprii diodelor dar și pierderile prin tranzistoare.

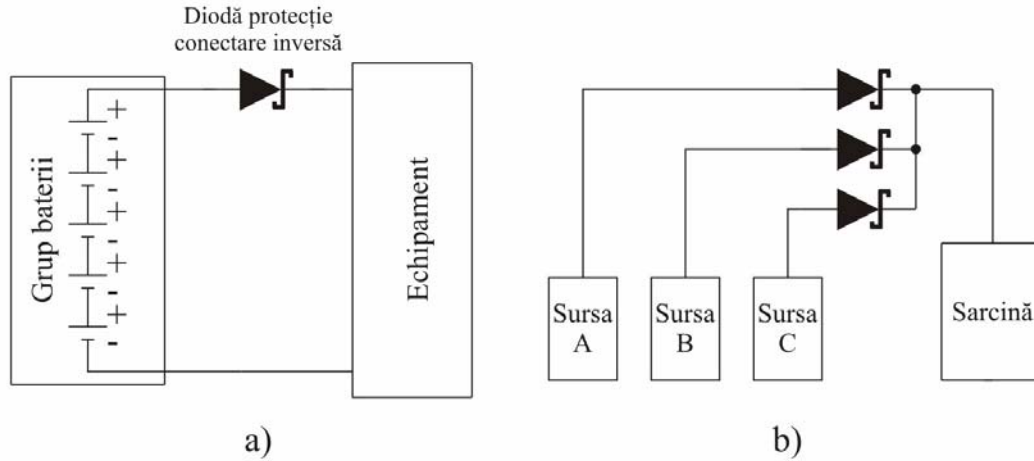


Fig. 2.15. Aplicații diode Schottky: a) diodă protecție conectare inversă echipament; b) diode folosite pentru conectarea paralel de siguranță a mai multor surse.

2.2.4. Dioda Zener

Este o diodă construită pentru a fi utilizată în zona de străpungere inversă. Simbolurile utilizate pentru dioda Zener și caracteristica grafică sunt prezentate în figura 2.16.

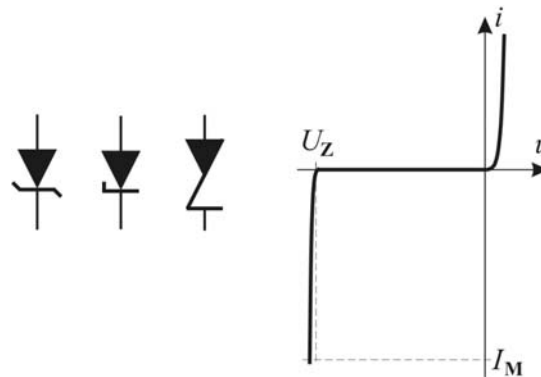


Fig. 2.16. Dioda Zener.

În polarizare directă este similară diodelor redresoare. În polarizare inversă dioda se străpunge la o tensiune numită tensiune Zener, U_Z , constantă pentru o anumită diodă. În zona de străpungere curentul crește până la o valoare maxim admisibilă, i_M dar tensiunea rămâne aproape constantă. Rezistența dinamică R_Z în zona de străpungere este foarte mică, ohmi-zecimi de ohm. Proprietatea de a menține constantă tensiunea pe o plajă mare de curenți face ca dioda să fie utilizată îndeosebi în circuitele stabilizatoare de tensiune.

Pe lângă tensiunea Zener parametrul cel mai important este puterea disipată maximă, P_D , diodele fiind în serii de aceeași putere, cu diferite tensiuni Zener. Mai sunt câțiva parametri care sunt prezentați de producători în foile de catalog iar în tabel este o secțiune dintr-o astfel de foaie pentru o serie de diode de 1W:

Tip	V_Z (Nom)	I_{zt}	R_{zt}	R_z la 1mA	Curent invers μA	Tensiunea la curent invers	Curent de vârf (mA)	Curent maxim (mA)
1N4728	3.3	76	10	400	150	1	1375	275
1N4730	3.9	64	9.0	400	100	1	1190	234
1N4732	4.7	53	8.0	500	10	1	970	193

Tensiunea nominală este dată la o valoare a unui curent de test, I_{zt} și tot la acest curent se dă și rezistența dinamică. O a doua rezistență dinamică este dată pentru un curent mic, de 1mA. Următoarele două mărimi caracterizează dioda în zona de polarizare inversă înainte de valoarea de străpungere și apoi sunt curenții de vârf (durata scurtă) și curentul maxim de funcționare în regim continuu.

Funcție de producător pot apare și alte date, cum este de exemplu plaja de variație a tensiunii Zener în jurul valorii nominale sau coeficienții de temperatură.

Tensiunea Zener variază cu temperatura dar coeficientul de variație depinde de valoarea tensiunii, fiind negativ pentru tensiuni mici de aproximativ 5V și pozitiv peste această valoare (figura.2.17).

Pentru aplicații de precizie sunt realizate diode compensate, cu coeficient foarte mic de temperatură.

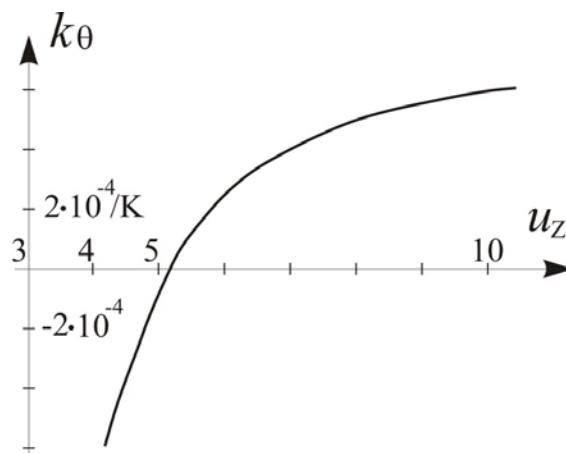


Fig. 2.17. Dependența coeficientului de variație în raport cu tensiunea.

În circuitele de putere este utilizată mai ales pentru protejarea dispozitivelor la supratensiuni tranzitorii care se produc din cauze diverse:

- motoare cu perii, care produc scântei;
- fenomene atmosferice;
- relele;
- circuite de comutație la puteri mari cu tiristoare;

- deconectări ale sarcinilor inductive;
- arderea siguranțelor

Cauza cvasi-comună este de fapt variația rapidă a curentului printr-o componentă inductivă conform relației cunoscute:

$$u = L \frac{di}{dt} \quad (2.8)$$

Sunt mai multe soluții pentru aceste protecții:

- diode Zener de putere;
- varistoare, dispozitive neliniare din pulberi sinterizate (prezentate la elemente rezistive neliniare) sau SiC;
- celule de seleniu;
- spațiu de scânteiere;
- circuite declanșate.

Dioda Zener este cea mai aproape de varianta de protecție ideală, are răspuns rapid, pierderi mici și limitare netă a tensiunii, dezavantajele fiind că nu suportă supracurenți, tensiunile individuale sunt relativ mici și soluția este mai scumpă. În figura 2.18 a) este prezentată combinația de diode Zener serie utilizată pentru protecții la supratensiune și dependența curent-tensiune.

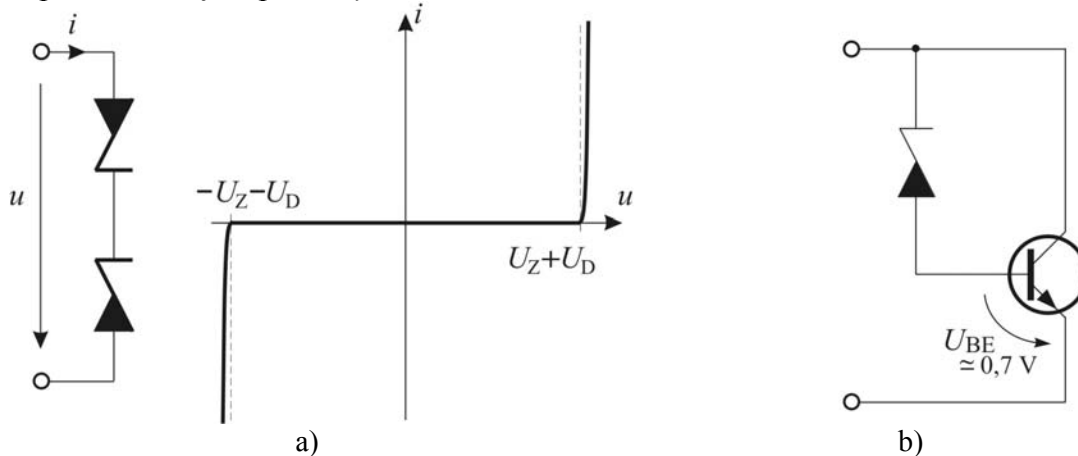


Fig. 2.18. Utilizări ale diodelor Zener:

- a) protecții la supratensiune și dependența curent-tensiune;
- b) Metadă de mărire a puterii diodei Zener.

În figura 2.18 b) este prezent modul prin care poate fi mărită puterea unei diode Zener cu ajutorul unui tranzistor. Dependența curent-tensiune este similară cu aceea a diodei. Tensiunea Zener este aici mărită cu tensiunea bază-emitor a tranzistorului iar curentul maxim se multiplică cu factorul de amplificare în curent al tranzistorului.

2.2.5. Comparație a diodelor de putere și module de diode

În tabelul următor sunt prezentați, pentru comparație, parametrii importanți ai diferitelor categorii de diode de putere.

Tipul diodei	Tensiune străpungere	Curent mediu (putere)	Tensiune directă	Timp comutație
Redresoare de înaltă tensiune	30kV	~500mA	~10V	~100nS
Redresoare de uz general	~5kV	~10kA	0.7 - 2.5 V	~25μS
Rapidă	~3kV	~2kA	0.7 - 1.5 V	<5uS
Schottky	~100V	~300A	0.2 - 0.9 V	~30nS
Zener	~300 V	~75 W	-	-

Producatorii livrează pe lângă diode individuale și combinații de diode conectate în module (figura 2.19)

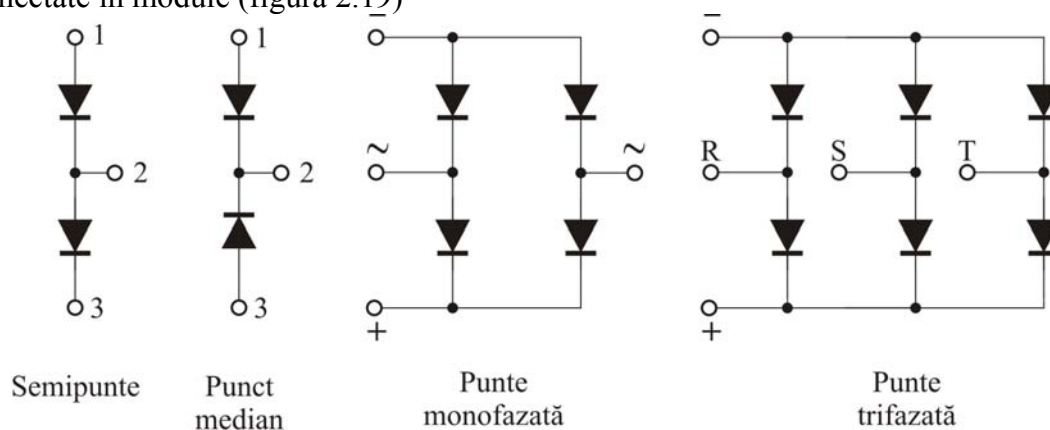


Fig. 2.19. Module cu diode.

2.3.7. Comutație și saturație pentru tranzistorul bipolar

Pentru ca tranzistorul să se comporte cât mai aproape de un contact ideal închis, adică rezistență zero după comutația directă, el trebuie să fie adus în regim de saturație.

Pentru cazul schemei de comutație cu tranzistor în conexiune EC alegerea elementelor pentru a fi îndeplinită această condiție se face printr-un calcul simplu (figura 2.28).

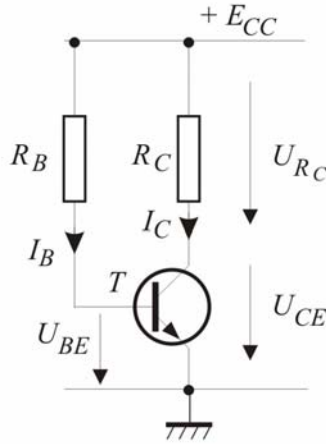


Fig. 2.28. Amplificator conexiune EC.

Condiția ca tranzistorul să fie la limita de intrare în saturație este ca tensiunea U_{CE} să fie mai mică decât tensiunea $U_{BE} \approx 0,7V$. Se poate neglija această tensiune de $0,7V$ cât și tensiunea U_{CE} atunci când tranzistorul este în saturație (prin comparație cu tensiunea de alimentare E_{CC} mult mai mare) și se va considera condiția de saturație îndeplinită dacă curentul de colector provoacă o cădere de tensiune pe R_C egală cu tensiunea de alimentare. Vom nota acest curent I_{Csat} și rezultă relația:

$$I_{Csat} R_C = E_{CC} \quad (2.13)$$

Atingerea curentului de saturație depinde de nivelul curentului de bază. Neglijând $U_{BE} \approx 0,7V$, mult mai mică decât E_{CC} avem:

$$I_B R_B = E_{CC} \quad (2.13)$$

La limita de intrare în saturație există relația principală dintre curenții unui tranzistor :

$$I_{Csat} = \beta I_{Bsat} \quad (2.14)$$

Pentru saturație sigură trebuie să avem îndeplinită condiția:

$$I_B > I_{Bsat} \quad (2.15)$$

Dacă condiția de saturație (2.14) este îndeplinită la limită, $I_B = I_{Bsat}$, se spune că tranzistorul este în saturație incipientă. Cu cât curentul de bază este mai mare decât această limită cu atât saturația tranzistorului este mai “adâncă”.

Pentru a fi aproape de contact ideal închis nu are mare importanță dacă tranzistorul este la limită sau în saturație accentuată, dar pentru regimul de comutație are. Timpul de stocare, care mărește timpul de comutație inversă este direct dependent de gradul de saturație astfel că ideal ar fi ca întotdeauna comutația directă să se facă doar la limita de intrare în saturație, lucru dificil în practică deoarece depinde de factorul de amplificare în curent, diferit chiar la tranzistoare din același lot.

Pentru a evita saturația profundă s-a impus utilizarea diodelor Schottky. Acestea au o tensiune de deschidere mai mică decât joncțiunile p-n pe siliciu și dacă sunt conectate ca în figura 2.29 pot evita intrarea în saturație a tranzistorului și deci duc la timpi de comutație mai mici.

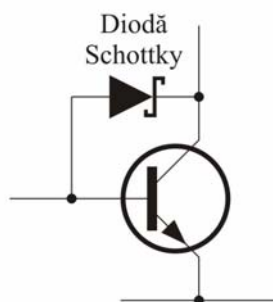


Fig. 2.29. Tranzistor cu diodă Schottky pentru evitarea saturației.

2.4 Tranzistoare bipolare de putere

Tranzistorul bipolar de putere are în structura sa, ca și dioda de putere, un strat de material semiconductor slab impurificat care-i dă posibilitatea să suporte, în stare de blocare, tensiuni de valoare mare (figura 2.30)

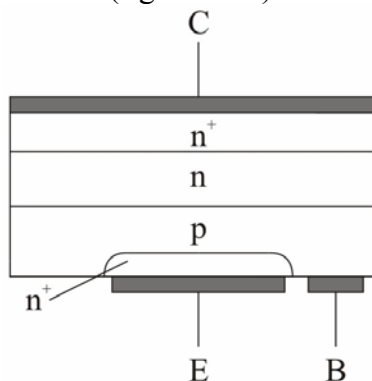


Fig. 2.30. Structura tranzistorului bipolar de putere.

Factorul de amplificare al tranzistorului de putere este mult mai mic decât cel al tranzistoarelor de mică putere, fiind de ordinul zeci, iar la tensiuni foarte mari sau frecvențe mari poate fi între 4 și 10. Deci, pentru controlul unui curent de 100A este nevoie de un curent de bază de până la 25A, o valoare mare care implică un circuit de comandă complex și scump. Un alt dezavantaj, tranzistorul bipolar nu are capacitatea de a suporta supracurent

Avantajul principal este că tensiunea în stare de conducție este mică și nu se modifică mult cu curentul, spre deosebire de tranzistoarele unipolare, deci pierderile de conducție sunt mai mici.

Pierderile principale sunt la comutație, cele de la blocare fiind mult mai mari și depind de cei doi timpi (figura 2.27), timpul de stocare și timpul de cădere. În mod

obișnuit timpul de stocare este mai lung decât cel de cădere, dar tensiunea mai mică în perioada de stocare face ca pierderile să fie comparabile în cele două semi-intervale.

Parametrii importanți ai unui tranzistor bipolar de putere sunt:

- U_{CEO} –tensiunea maximă colector-emitor cu baza în gol
- U_{CBO} –tensiunea maximă colector-emitor cu emitorul în gol
- U_{BEO} –tensiunea maximă bază-emitor cu colectorul în gol
- I_C –curentul maxim de colector
- P_D – puterea disipată maximă
- t_s – timpul de stocare
- t_f – timpul de cădere
- h_{FE} – factorul de amplificare în curent

Pentru tranzistoarele de putere punctul de funcționare trebuie sa fie în orice condiții în interiorul unei arii de funcționare sigură, SOA (Safe Operating Area) în planul caracteristicilor de ieșire

Sunt definite două arii distincte, prima fiind pentru condițiile în care baza este direct polarizată, numită arie de funcționare sigură în polarizare directă, FBSOA (Forward Bias Safe Operating Area), prezentată în figura 2.31.

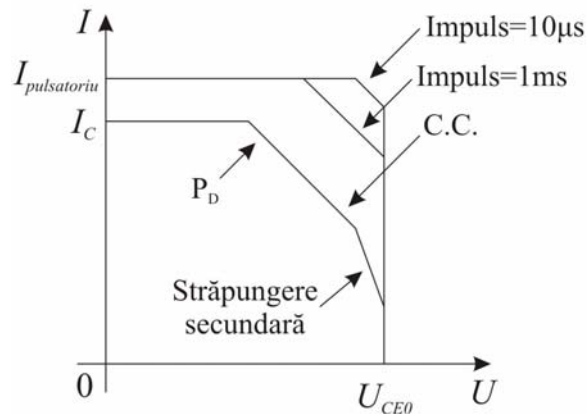


Fig. 2.31. Aria de funcționare sigură în polarizare directă.

Limitele sunt o dată limitele zonei active, aici primul cadran, apoi limitele maxime pentru tensiunea colector-emitor și curentul de colector. Mai există o limită dată de puterea disipată maximă, P_D , numită și hiperbola de disipație plus o limită caracteristică zonei de tensiune mare de sub hiperbola de disipație denumită a străpungerii secundare, fenomenul care apare mai ales în cazul unor sarcini inductive fiind distructiv.

Sunt în general conturate arii distincte pentru funcționarea în curent continuu sau pentru funcționarea în impulsuri.

A doua arie de siguranță este pentru condițiile în care baza este invers polarizată, cu tranzistorul încă în conducție, pe perioada comutației inverse, numită arie de funcționare sigură în polarizare inversă, RBSOA (Reverse Bias Safe Operating Area), prezentată în figura 2.32.

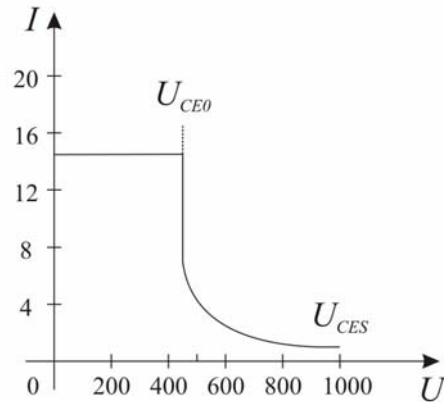


Fig. 2.32. Arie de funcționare sigură în polarizare inversă.

2.4.1. Tranzistorul Darlington

Un tranzistorul Darlington e compus din doua tranzistoare, unul principal, de putere mai mare și un al doilea de comandă, de putere mai mică (figura 2.33 a). Schema internă a unui tranzistor Darlington existent pe piața poate fi mai complicată și cuprind diode de protecție la tensiune inversă și rezistențe, o variantă fiind prezentată în figura 2.33 b).

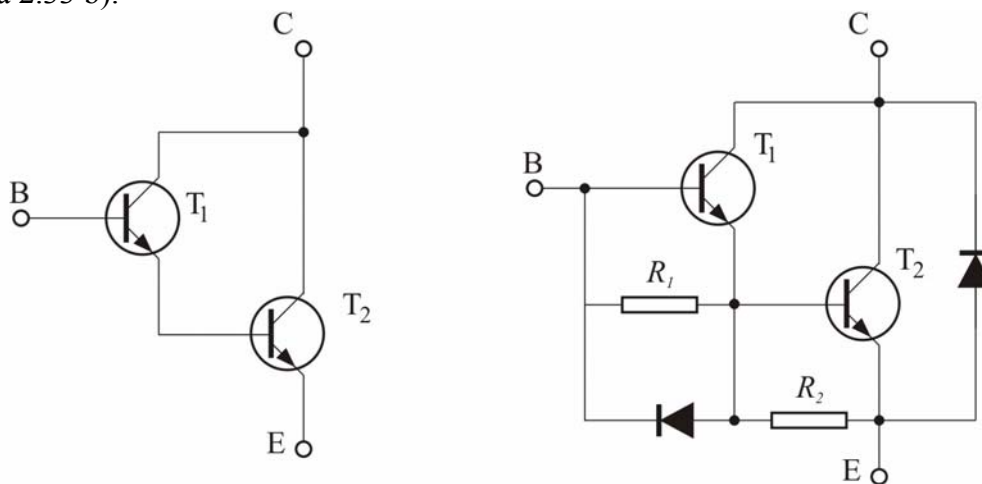


Fig. 2.33. Tranzistorul Darlington: a)conexiune; b) Schema internă.

Avantajul principal este ca oferă un factor de amplificare mult mai mare decât tranzistorul individual și deci curent mic și circuit mai simplu de comandă

Dezavantajele sunt o tensiune mai mare în conducție cu 0,8- 1V și timp de comutație inversă mai mare, deoarece tranzistorul principal începe blocarea după ce primul s-a blocat.

2.5.3. Tranzistorul MOS de putere

Față de tranzistoarele MOS de mică putere tranzistoarele MOS de putere sunt realizate într-o structură specială care cuprinde și stratul suplimentar slab dopat care permite funcționarea la tensiune de blocare înaltă (figura 2.39 a), pe de altă parte, pentru a putea suporta curenți mari, sunt foarte multe celule similare conectate în paralel (structură HEXFET). Construcția implică și existența unei diode parazite care apare și în simbolul tranzistorului MOS de putere, figura 2.39 b). Dispozitivul MOSFET are din acest motiv o capacitate asimetrică de blocare a tensiunii. Dioda integrată este caracterizată de o conducție lentă și de aceea, în aplicațiile curente, este conectată o diodă rapidă externă.

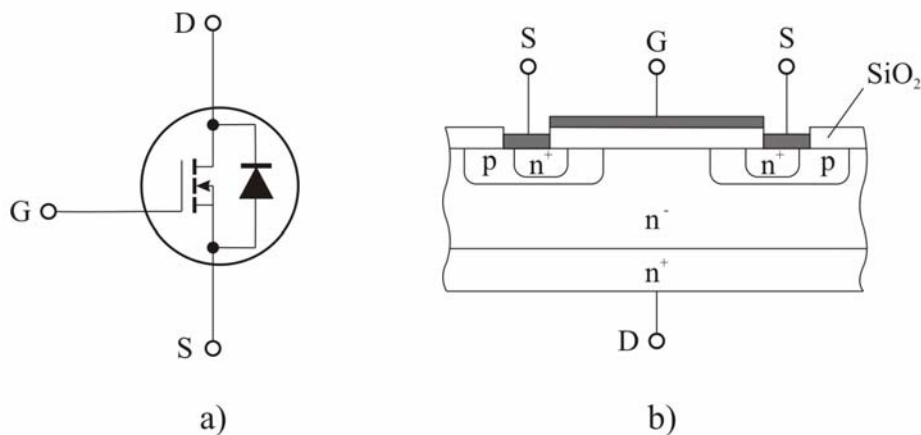


Fig. 2.39. Tranzistorul de putere MOS: a) simbol; b) structura.

Caracteristica tensiune-curent a tranzistorului are două regiuni distincte: una în care rezistența $R_{DS(ON)}$ este constantă și a doua în care curentul este constant. Parametrul $R_{DS(ON)}$ al tranzistoarelor de tip MOSFET este important deoarece determină pierderile în conducție. Coeficientul de temperatură pozitiv al rezistenței face ca operațiile cu MOSFET-uri desfășurate în paralel să fie mai ușor de realizat.

În timp ce pierderile în conducție ale tranzistoarelor MOSFET sunt semnificative pentru dispozitive folosite la tensiuni mari, timpii de comutație sunt foarte mici, cauzând pierderi mici de comutație. Tranzistoarele acestea sunt foarte utilizate pentru scheme de comutare la tensiuni joase, puteri mici și frecvențe mari de ordinul sutelor de KHz.

Parametrii principali ai tranzistorului de putere MOS:

- V_{Th} - tensiunea de prag, (Threshold Voltage) este tensiunea aplicată între drenă și sursă, grila în scutcircuit, pentru care se obține un curent de drenă de 1 mA;
- $R_{DS(ON)}$ - rezistența drenă-sursă în conducție (ON);
- V_{DSS} - tensiunea maximă drenă sursă.

Comportarea în regim de comutație a tranzistoarelor MOSFET este influențată de elementele capacitive parazite, prezente în circuitul său echivalent simplificat (figura 2.40).

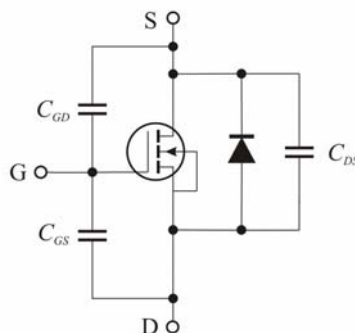


Fig. 2.40. Capacități parazite ale tranzistoarelor MOS.

Aceste capacități pot fi caracterizate astfel:

- C_{gs} are o valoare mare, practic nu variază cu tensiunea aplicată;
- C_{gd} are o valoare mică, este puternic neliniară;
- C_{ds} are o valoare intermediară, este puternic neliniară.

2.6. Dispozitive multistrat

Dispozitivele multistrat sunt printre cele mai utilizate dispozitive în electronica de putere. Ele sunt formate din mai mult de trei straturi de material semiconductor. Primele au fost dispozitivele cu patru straturi, dioda pnpn și tiristorul, dar apoi s-au realizat o multitudine de dispozitive cu structura mai complexă.

2.6.1. Dioda pnpn

Dioda pnpn este un dispozitiv format din patru straturi alternate de material semiconductor și are în consecință trei jonctiuni $p-n$ (figura 2.41). Terminalele sunt anodul, conectat la zona exterioară de tip p și catodul, conectat la zona exterioară de tip n . Ca și în cazul diodei semiconductoare, dacă tensiunea u_{AK} este pozitivă atunci dioda este polarizată direct, iar dacă este negativă dioda este polarizată invers.

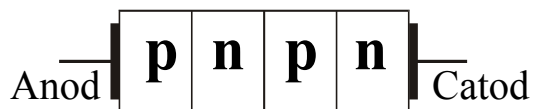


Fig. 2.41. Structura diodei pnpn

La nivel mic al tensiunii la bornele diodei, oricare ar fi polaritatea acesteia, dioda are cel puțin o jonctiune polarizată invers și curentul este practic zero. Dioda este blocată și este echivalentă cu un contact deschis.

Dacă dioda este polarizată direct jonctiunea centrală este polarizată invers iar cele două jonctiuni laterale sunt polarizate direct. Jonctiunea centrală se străpunge dacă tensiunea depășește o valoare maximă directă și dioda intră în conducție. Tensiunea la bornele diodei scade la o valoare mică, în jurul a 1,5 volți. Tensiunea pe

dioda în conducție este neglijabilă în majoritatea situațiilor și dioda este echivalentă cu un contact închis.

Dacă dioda este polarizată invers cele două jonctiuni laterale sunt polarizate invers. Dioda este blocată. Jonctiunile acestea se străpung dacă tensiunea atinge o valoare maximă inversă, dar tensiunea la bornele diodei nu se micșorează și dioda se distruge prin supraîncălzire. Cum evoluează curentul prin dioda în funcție de tensiunea la borne se poate urmări pe caracteristica grafică din figura 2.42.

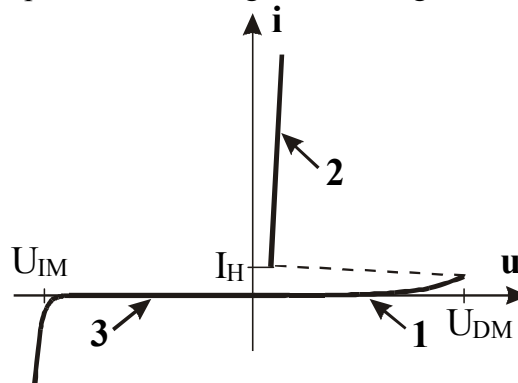


Fig. 2.42. Caracteristica grafică a diodei pnpn.

Dioda are trei zone de funcționare:

1. Polarizată direct, blocată, zona în care tensiunea u pe dioda este pozitivă dar nu depășește tensiunea directă maximă sau pragul de deschidere și curentul este neglijabil.

2. Polarizată direct, în conducție, zona în care dioda ajunge dacă se depășește tensiunea directă maximă. Tensiunea pe dioda scade brusc la o valoare mică, neglijabilă, iar curentul este mai mare decât un curent minim numit curent de menținere i_H . Dioda este echivalentă cu un contact închis și valoarea curentului depinde doar de circuitul în care este legată dioda.

3. Polarizată invers, blocată, zona în care tensiunea u pe dioda este negativă dar nu depășește tensiunea inversă maximă și curentul este neglijabil.

Trecerea în starea de conducție se face prin depășirea tensiunii directe maxime. Trecerea inversă, din starea de conducție în starea de blocare are loc atunci când curentul prin dioda scade sub curentul de menținere, I_H . În practică, pentru blocarea diodei se inversează tensiunea la borne.

2.6.2. Tiristorul

Structura și simbol

Tiristorul are aceeași structură ca dioda pnpn, dar are în plus un electrod conectat la zona interioară de tip p , electrod denumit grila sau poartă. Simbolul și structura tiristorului sunt prezentate în figura 2.43.

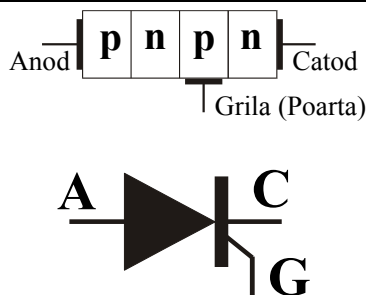


Fig. 2.43. Structura și simbolul tiristorului.

Grila este un electrod de comanda iar spatiul de comanda este spatiul grila-catod. Dacă grila este inactiva (în gol, nepolarizata) atunci tiristorul se comporta identic cu dioda pnpn. Grila are rol de comanda doar în situația în care tiristorul este polarizat direct și este blocat (stins).

Caracteristici grafice

Când grila este polarizată direct, tensiune pozitivă grila-catod, atunci în grila se injectează un curent de grila. Acest curent micșorează pragul la care se face trecerea în conducție (aprinderea) tiristorului, după cum se poate observa urmărind caracteristicile grafice ale tiristorului (figura 2.44). Există o familie de caracteristici, dependentă de valoarea curentului de grila. Cu cât curentul de grila este mai mare, cu atât tensiunea de aprindere este mai mică. Începând de la un curent denumit curent minim pentru aprindere sigură, i_m , tiristorul se comporta ca o dioda și se aprinde îndată ce tensiunea anod-catod a depășit o tensiune de deschidere care este în jurul valorii de 1,5 volți, în continuare aceasta rămânând aproximativ constantă o dată cu creșterea curentului anodic,

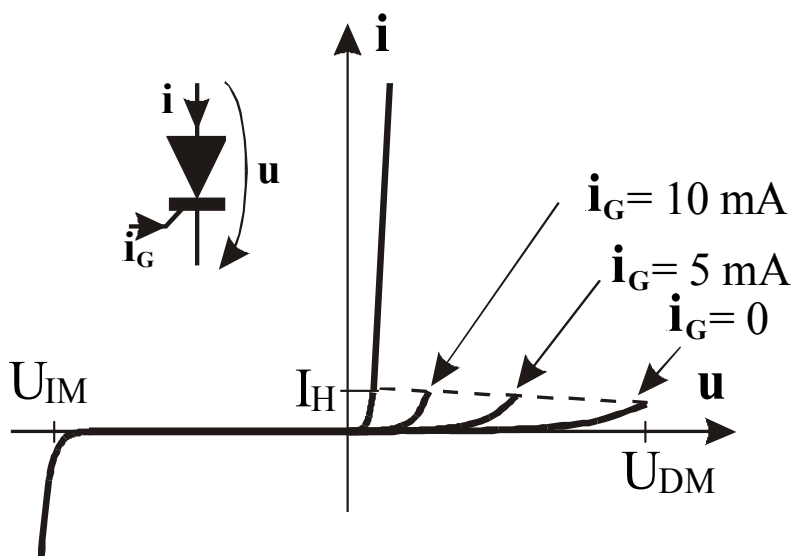


Fig. 2.44. Caracteristicile grafice ale tiristorului.

Aprinderea

În funcționare normală tiristorul se aprinde prin comanda pe grila. Pentru aceasta trebuie ca tiristorul să fie polarizat direct, $u_{AC} > 0$ și curentul de grilă să fie mai mare decât valoarea minimă pentru aprindere sigură.

O dată aprins, dacă curentul anodic este mai mare decât curentul de menținere atunci tiristorul rămâne aprins și în lipsa curentului de comandă. Din acest motiv tensiunea de comandă grila catod și implicit curentul de grilă este, în cazul obișnuit, sub formă de impulsuri scurte, de ordinul microsecundelor.

Mai există situații nedorite care pot provoca aprinderea tiristorului chiar în lipsa impulsurilor de comandă. Tiristorul se poate aprinde accidental în trei cazuri:

1. Tensiunea anod-catod depășește tensiunea maximă și tiristorul se aprinde la fel ca dioda pnpn. Tensiuni parazite de valoare ridicată și durată scurtă se întâlnesc adeseori în mediul industrial și ele pot provoca aprinderi accidentale și funcționarea defectuoasă a schemelor cu tiristoare. Prevenirea se face prin utilizarea schemelor de protecție la supratensiuni.

2. Creșterea temperaturii poate duce la mărirea nivelului curentilor reziduali și apoi la aprinderea accidentală a tiristorului.

3. Un ultim caz de aprindere accidentală apare atunci când tensiunea anod-catod la bornele tiristorului crește cu viteza prea mare. Există o viteză de creștere, du/dt , critică. Dacă viteza de creștere este depășită, chiar fără să se ajungă la tensiunea maxim admisibilă, tiristorul se aprinde. Fenomenul are drept cauză existența capacităților electrice ale joncțiunilor tiristorului prin care apare curent proporțional cu du/dt .

Stingerea

Trecerea tiristorului din starea de conducție în starea de blocare se mai numește și stingerea tiristorului. Stingerea se face ca și la dioda pnpn în momentul în care curentul anodic scade sub o valoare denumită curent de menținere, I_H . Metoda curentă utilizată pentru a forța scăderea curentului este inversarea polarității tensiunii anod-catod sau, cu alte cuvinte, aplicarea la bornele tiristorului a unei tensiuni de polarizare inversă.

Trebuie reținut faptul că electrodul de comandă, grila, nu are rol în stingerea tiristorului. Întreruperea curentului de poartă nu conduce la stingerea tiristorului. Nici inversarea tensiunii de comandă și a sensului curentului de comandă nu provoacă stingerea tiristorului.

Încă o chestiune are mare importanță în privința stingerii tiristorului. Simplă inversare a tensiunii la bornele tiristorului nu provoacă automat și stingerea acestuia. Mai trebuie îndeplinită o condiție și anume aceea că pentru stingerea sigură a unui tiristor este nevoie ca tensiunea de polarizare inversă a tiristorului să fie în plus menținută cel puțin un interval de timp. Acest interval de timp se numește timp de revenire.

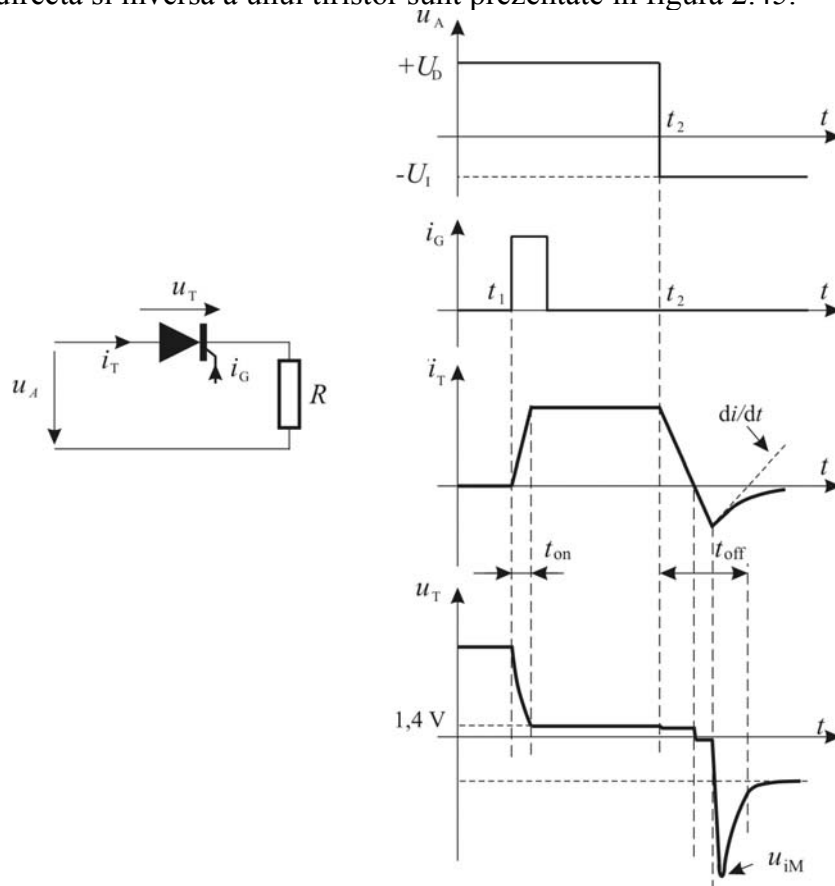
Regimul de comutație

Atât aprinderea cât și stingerea tiristorului se fac cu viteză ridicată și constituie în fond un regim de comutație al tiristorului. Amplitudinea curentului prin tiristor nu poate fi controlată. Tiristorul are comportarea unui comutator, totul sau nimic, și

schema echivalenta simplificata este, ca si un cazul diodei, un comutator care poate fi deschis sau inchis.

Ca și în cazul celorlalte dispozitive prezentate pana acum exista cativa parametri care descriu calitatile de comutator ale tiristorului.

Evoluția mărimilor principale (tensiunea pe tiristor, curentul prin tiristor) la comutatie directa si inversa a unui tiristor sunt prezentate în figura 2.45.



2.45. Comutația tiristorului.

Parametri și clasificare

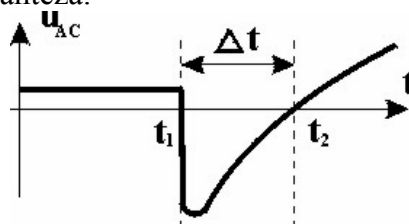
Parametrii principali ai unui tiristor sunt, ca si in cazul diodei, curentul maxim, I_M si tensiunea maxima U_M . Este vorba de curentul maxim pentru tiristorul in conductie, depasirea lui insemnand distrugerea tiristorului prin supraincalzire si tensiunea maxima atat la polarizare directa cat si la polarizare inversa care sunt egale pentru majoritatea tiristoarelor, $U_{DM} = U_{IM}$. Depasirea tensiunii maxime in cazul polarizarii directe a tiristorului conduce la aprinderea acestuia fara comanda iar depasirea tensiunii maxime în cazul polarizarii inverse a tiristorului conduce la strapungerea si de obicei la distrugerea acestuia.

O a doua categorie de parametri sunt legati de viteza de variatie in timp a tensiunii si a curentului prin tiristor.

Primul este viteza critica de crestere a curentului prin tiristor, di/dt_{crit} . Atunci cand tiristorul este aprins, curentul creste cu o anumita panta, du/dt . Depasirea vitezei critice de crestere a curentului are drept rezultat supraincalzirea locala a structurii tiristorului si distrugerea acestuia.

Al doilea este viteza critica de crestere a tensiunii la bornele tiristorului polarizat direct dar in stare de blocare, du/dt_{crit} . Daca se depaseste viteza critica tiristorul se aprinde fara comanda.

In sfarsit, o a treia categorie de parametri sunt legati de fenomenul de comutatie a tiristorului (figura 2.45). Cei mai importanti sunt timpul de aprindere, t_{on} si timpul de stingere, t_{off} . Timpul de aprindere este similar celui de la dioda. In privinta timpului de stingere este necesara o paranteza.



2.46. Tensiunea pe tiristor la blocare.

Atunci cand un tiristor aprins se blocheaza, in numeroase situatii tensiunea la bornele acestuia are evolutia din figura 2.46. In conductie tensiunea pe tiristor este pozitiva, de valoare mica. In momentul blocarii la bornele tiristorului se aplica o tensiune negativa, momentul t_1 , care revine la valori pozitive in momentul t_2 . Tiristorul este mentinut sub o polarizare inversa intervalul de timp $t_1 - t_2 = \Delta t$. Acest interval de timp trebuie sa fie mai lung decat timpul de stingere al tiristorului. In caz contrar tiristorul nu se stinge si se reaprinde o data cu revenirea tensiunii la valori pozitive, momentul t_2 .

După valorile parametrilor principali tiristoarele se clasifica in:

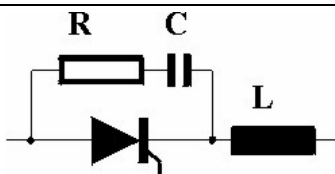
- tiristoare de mica putere, cu I_M în plaja 1..10 A și U_M de sute de volti;
- tiristoare de putere, cu I_M in plaja zeci-sute amperi si U_M de sute - mii de volti;
- tiristoare de mare putere, I_M mii-zeci de mii amperi si U_M de mii – zeci de mii de volti.

O a doua clasificare imparte tiristoarele dupa valoarea timpului de stingere:

- tiristoare lente sau de retea, cu timp de stingere mai mare decat 50 microsecunde, tiristoare utilizate in aplicatii la frecventa retelei, 50 Hz sau putin peste;
- tiristoare rapide, cu timp de stingere in plaja 5-50 microsecunde, utilizate in aplicatii la frecvente de pana la 50 KHz.

Protecția

Pentru a evita rgimuri de avarie provocate de aprinderea accidentala a tiristoarelor sau pentru a evita distrugerea lor tiristoarele sunt insotite de elemente de protectie. Cele mai utilizate elemente de protectie sunt destinate sa micsoreze vitezele de crestere ale tensiunii si curentului sub valorile critice. Pentru limitarea vitezei de crestere a curentului se utilizeaza o bobina serie cu tiristorul iar pentru limitarea vitezei de crestere a tensiunii se utilizeaza un grup serie RC legat in paralel pe tiristor (figura 2.47).



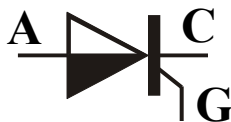
2.47. Tiristor cu circuitul de protecție.

2.6.3 Alte dispozitive multistrat

Exista un numar important de alte dispozitive multistrat. Cele mai utilizate sunt prezentate in continuare.

Tiristorul asimetric (ASCR)

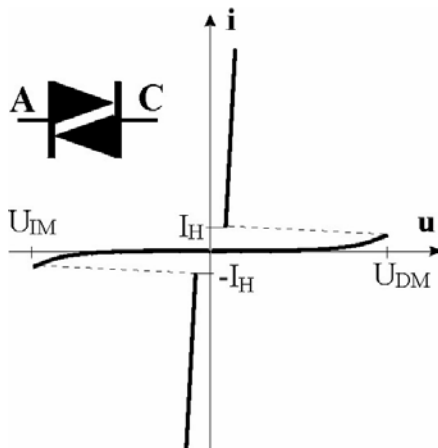
ASCR (Asynchronous Silicon Controlled Rectifier) este un tiristor care are tensiunea maxima in polarizare inversa, U_{IM} mult mai mica decat tensiunea maxima in polarizare directa, U_{DM} . Simbolul este prezentat in figura 2.48. Avantajul principal al acestui tip de tiristor este acela ca timpul de revenire este mult mai mic decat al unui tiristor simetric. Sunt utilizate in circuite de frecvente mari si au obisnuit conectata o dioda antiparalel.



2.48. Tiristorul asimetric

Diacul

Diacul este un dispozitiv necomandat bidirectional cu doua terminale. Este un dispozitiv simetric. Simbolul si caracteristica statica curent – tensiune sunt prezentate în figura 2.49. Diacul se aprinde atunci cand tensiunea, fie in polarizare directa fie in polarizare inversa, depaseste o valoare maxima. Diacul se aprinde si, functie de polaritatea tensiunii, permite curent in ambele sensuri. Stingerea are loc la fel ca la tiristor, prin inversarea tensiunii la borne



Triacul

Triacul acul este un dispozitiv comandat bidirectional. Simbolul este prezentat în figura 2.50. Triacul se aprinde prin comanda pe poarta, fie în polarizare directă fie în polarizare inversă. Aprinderea se poate face fie cu impulsuri pozitive fie cu impulsuri negative, indiferent de polaritatea tensiunii anod-catod. Stingerea are loc la fel ca la tiristor, prin inversarea tensiunii la borne.



2.50. Triacul.

Tiristorul cu poarta izolată (MCT)

Tiristorul cu poarta izolată, MCT (MOS Controlled Thyristor) este un dispozitiv asemănător tiristorului dar care are o structură de tranzistor de tip MOS la grila prin care sunt aplicate impulsurile de aprindere. Avantajul principal este puterea foarte mică necesară pentru comanda aprinderii ceea ce simplifică mult schemele de comandă. Simbolul său este prezentat în figura 2.51.

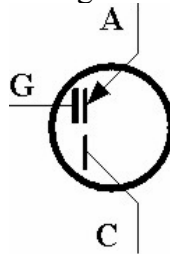
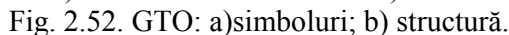


Fig. 2.51. Tiristorul cu poartă izolată.

Tiristorul cu stingere pe poarta (GTO)

GTO (Gate Turn Off) este un tiristor care poate fi stins prin comanda pe poarta. El are o structură de tiristor dar poarta este realizată printr-o tehnologie numită interdigitală. Structura și simbolurile sunt prezentate în figura 2.52.



Cu aceste tiristoare schemele de putere ale circuitelor se simplifică mult, în schimb sunt mai pretentioase schemele de comandă deoarece pentru stingerea unui GTO este nevoie de un curent pe poarta important, care este doar de cateva ori mai mic decat curentul principal.

Tensiunile și curenții maximi sunt similari tiristorului iar GTO poate suporta tensiuni maxime bipolare de ordinul kV și curenți de kA.

Pentru intervalul de blocare se definesc trei timpi importanți (suma lor este timpul de blocare) și anume:

- Coadă este un fenomen care produce pierderi mari deoarece tensiunea atinge obisnuit valori mari pe perioada acesteia.

- G_{off} , factorul de câștig în curent la blocare pe poartă – raportul dintre curentul maxim și curentul invers pe poarta, I_{GRM} , pentru blocare sigură;
- U_{RGM} , tensiunea de poartă inversă maximă;
- di_{GR}/dt , viteza maxima de variație a curentului invers pe poartă.

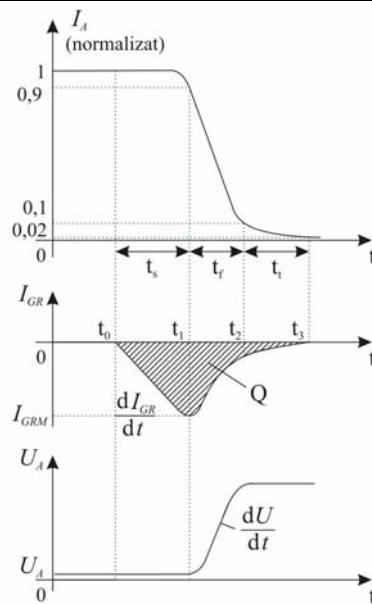
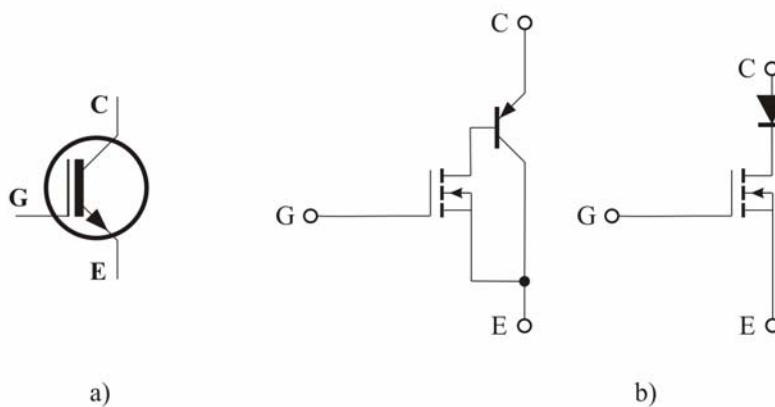


Fig. 2.53 Comutația tiristorului cu stingere pe poartă.

Tranzistoare bipolare cu comandă prin câmp, IGBT.

Tranzistoarele bipolare cu poartă izolată (IGBT) combină comanda în tensiune a tranzistoarelor MOS cu pierderile mici în conducție ale tranzistoarelor bipolare. Ele sunt mai rapide față de tranzistoarele bipolare la un nivel mai mare de curent și tensiune. Echilibrul între viteza de comutare, pierderea în conducție și comportarea la suprasolicități face ca IGBT-urile să fie utilizate foarte mult, tendința fiind de a înlocui atât tiristoarele cât și MOSFET-urile de putere cu IGBT-uri în afară de aplicațiilor de frecvențe mai mari sau ale celor de tensiuni și curenți foarte mari.

Schematic IGBT este un N-MOSFET comandat de un transistor bipolar pnp într-o configurație Darlington (figura 2.54)


 Fig. 2.54. Tranzistorul bipolar cu comandă prin câmp:
a) simbol; b) scheme echivalente;

În figura 2.55 este prezentată caracteristica de ieșire a tranzistorului bipolar IGBT.

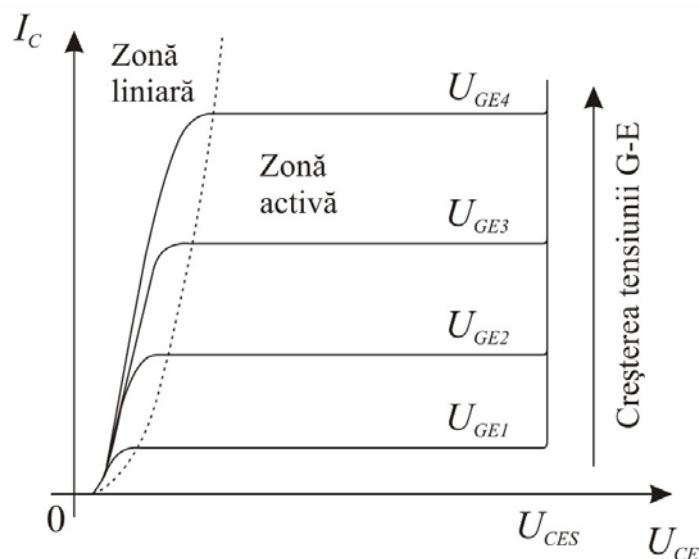


Fig. 2.55. Caracteristica de ieșire a tranzistoarelor IGBT.

Comparație MOSFET-IGBT

Tranzistoarele MOSFET și IGBT sunt folosite pe scară mare în aplicațiile actuale de electronică de putere. Odată cu trecerea timpului, respectând

Ambele tipuri de tranzistoare au fost dezvoltate la începutul anilor 80, dar sunt încă privite de multe persoane ca „tehnologii noi”. Din punct de vedere al performanței tranzistoarele IGBT și MOSFET sunt similare, ambele fiind controlate în tensiune, aprinderea și stingerea realizându-se controlând tensiunea joncțiunii grilă-sursă. Ambele au impedanțe mari ale grilei, sunt capabile de comutație la frecvențe mari și suportă curenți mari ai drenei. Cu toate că tranzistoarele MOSFET au căderi directe de tensiune mari și tensiuni de străpungere mici (<1200V) comparându-le cu tranzistoarele IGBT, cele din urmă au următoarele dezavantaje:

- frecvențe de comutație mai mici decât tranzistoare MOSFET, ce se datorează în parte curentului de coadă ce apare la stingerea dispozitivului electronic (figura 2.56).
- pierderi de comutație mai mari datorită curentului de coadă;
- posibilitatea aprinderii datorită unei pante de curent prea mari.

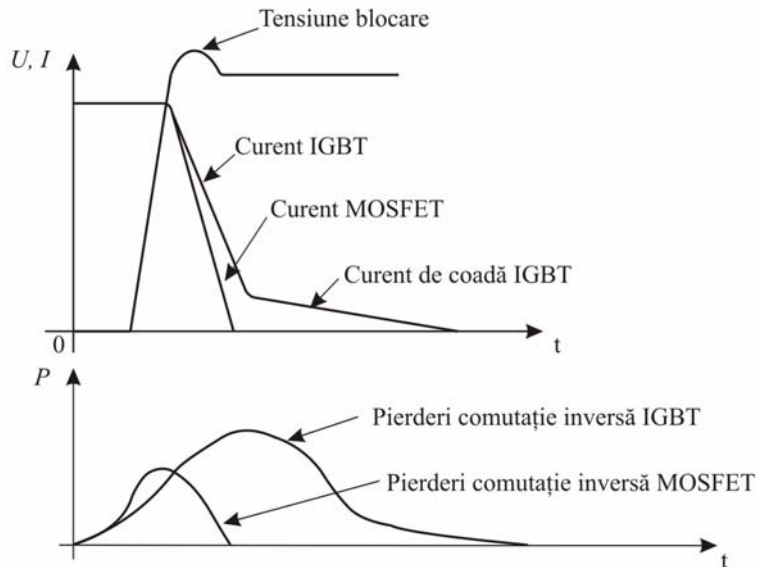


Figura 2.56. Comportamentul în comutație al tranzistoarelor MOS și IGBT.

Diferențele între tranzistoarele IGBT și MOSFET sunt:

- în conducție tranzistorul MOSFET este echivalent cu o rezistență R_{ON} și tensiunea pe dispozitiv crește proporțional cu curentul.
- tensiunea directă maximă pe dispozitiv, în mod uzual în cazul MOS este de 500-600V, iar la IGBT poate ajunge până la 2000-3000V.
- panta graficului tensiune curent (caracteristica de ieșire a tranzistorului) este aproape verticală în cazul IGBT, iar în cazul MOS este mai lină datorită rezistenței interne.

Asemănările între tranzistoarele IGBT și MOS:

- ambele se comandă în tensiune și datorită impedanței de intrare foarte mari, cum am amintit mai sus, puterile de comandă sunt foarte mici.

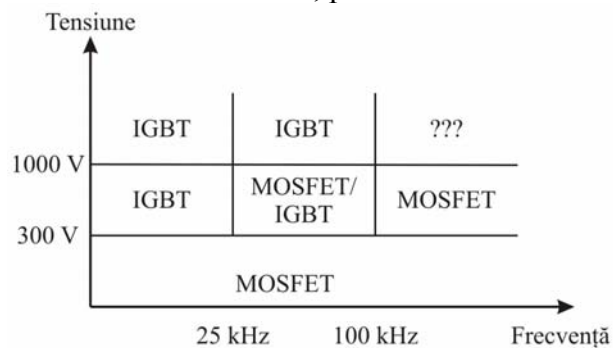


Fig. 2.57. Domeniul de aplicabilitate MOS și IGBT.

IGBT se folosesc în aplicații care presupun:

- procese cu ciclu de funcționare redus;
- frecvențe joase (sub 20 kHz);
- variații mici ale sarcinii;
- tensiuni mai mari de 1000V;

- temperatură a joncțiunii mai mare de 100°C ;
 - puteri mai mari de 5 kW;
- printre acestea fiind:
- controlul masinilor electrice cu rotorul în scurtcircuit;
 - surse neîntreruptibile (UPS) ce au o sarcină constantă și o frecvență joasă de operare;
 - instalații de sudură;
 - iluminat de putere mică și frecvență mică, sub 100 kHz.

Tranzistoarele MOS de putere se folosesc în aplicații care presupun:

- frecvență mare (peste 200 kHz);
 - variații mari ale sarcinii;
 - cicluri de funcționare lungi;
 - tensiune joasă;
 - puteri sub 5kW;
- printre acestea fiind:
- conversie curent continuu/curent continuu;
 - surse în comutație;
 - invertoare de frecvențe mari.

Celule bidirectionale

Sunt foarte folosite dispozitive performante unidirectionale (IGBT, tranzistoare MOS de putere, diode) în combinații care permit o funcționare bidirecțională. Variantele principale sunt prezentate în figura 2.58.

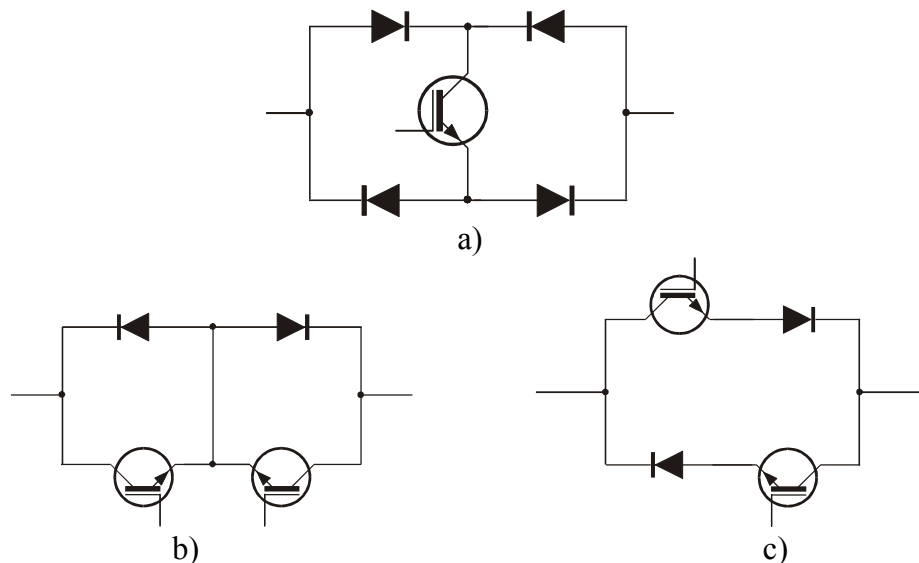


Fig. 2.58. Celule bidirectionale: cu un singur dispozitiv unidirecțional (a); cu două dispozitive și punct comun pentru comandă (b); cu două dispozitive și comanda separată (c).

În cazul celulei cu un singur dispozitiv direcțional, avantajul folosirii unei astfel de scheme este existența unui singur circuit de comandă, iar ca dezavantaje: pierderile mari în conducție (existența a 3 dispozitive în paralel); nu există control independent al direcției curentului.

Avantajele folosirii celului din figura 2.58 b), sunt:

- controlul independent al direcției curentului;
- pierderi mai mici (doar 2 dispozitive în serie);
- controlul funcție de același potențial (V_E).

Dezavantaje:

- fiecare celulă necesită sursă proprie izolată.

Pentru celula cu două dispozitive și comandă separată, avantajele sunt:

- control independent;
- pierderi mai mici (2 dispozitive în serie);
- se pot alimenta mai multe celule cu o sursă izolată.

Dezavantaj:

- controlul se realizează în funcție de potențiale diferite V_{E1} V_{E2} .