

## Capitolul 1

### DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE FOLOSITE ÎN ELECTRONICA DE PUTERE

#### 1.1. Tranzistorul bipolar de putere

În acest paragraf, vor fi prezentate câteva aspecte introductive referitoare la tranzistorul bipolar (TB) de putere, tehnologia și structura sa. În paragrafele următoare, vor fi prezentate o serie de caracteristici specifice și precauții care se iau la circuitele cu tranzistoare bipolare de putere.

##### 1.1.1. Caracteristicile principale ale TB de putere

Tranzistorul bipolar de putere este folosit aproape exclusiv ca un comutator. De aceea, caracteristicile sale se dau pentru starea de conducție, pentru cea de blocare, precum și pentru regimul tranzitoriu al comutației între stările *saturat-blocat*  $t_f$  și *blocat-saturat*  $t_s$ .

Mărimile maxime absolute  $V_{CES}$  și  $V_{CEO}$  sunt relevante în funcție de aplicația respectivă. Astfel, la un convertor în semipunte, valoarea  $V_{CEO}$  reprezintă mărimea de referință, în timp ce, la un convertor forward, important este  $V_{CES}$ . De asemeni, constantele de timp din circuit (de exemplu, snubber-ul) pot determina care din timpii de comutație sunt cei mai relevanți pentru proiectare. Aceste mărimi sunt considerate pentru o anumită valoare a curentului de colector, numită *curentul de saturație al tranzistorului*  $I_{Csat}$ . Acesta este considerat, în mod obișnuit, ca fiind curentul la care lucrează tranzistorul. Dacă curentul de lucru depășește această valoare, atunci puterea disipată va fi prea mare, iar dacă se lucrează la valori mai mici, atunci timpii de comutație pot deveni prea mari, și în plus, există pericolul ca tranzistorul să nu fie saturat corespunzător și deci pierderile de putere să devină

inacceptabile. Valoarea curentului de bază, corespunzătoare saturației, este notată  $I_{Bsat}$  și este, de asemenea, un parametru important pentru proiectare. Valoarea sa depinde de tranzistor, de tipul aplicației în care este folosit și nu are o definiție anume.

### 1.1.2. Realizarea tranzistorului bipolar de putere

O schiță a unui tranzistor funcționând la tensiuni mari, realizat într-o capsulă izolată (nu s-a reprezentat și capsula din plastic), este prezentată în Fig.1.1. Se pot observa cele trei terminale, între care două sunt legate prin fire la cipul tranzistorului. Al treilea terminal este lipit de suprafața pe care s-a realizat tranzistorul și permite, în acest fel, o preluare eficientă a căldurii de la cip către exterior. Caracteristicile tranzistorului sunt determinate, în principal, de realizarea cipului propriu-zis. O secțiune printr-un cip poate fi văzută în Fig. 1.2. Se observă că partea cea mai importantă o reprezintă zona  $n^-$ , care va determina și tensiunea până la care rezistă tranzistorul. Imediat dedesubt, se află stratul  $n^+$ , care realizează un contact termic cu exteriorul. Regiunile de tip  $p$ , de bază și respectiv de emitor, au prevăzute contacte metalice. Remarcăm faptul că aria activă, aflată sub emitor, determină caracteristicile importante ale tranzistorului.

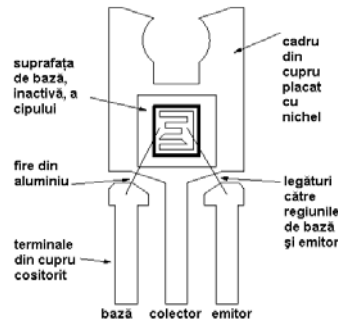


Fig. 1.1. Vedere de ansamblu asupra TB de putere.

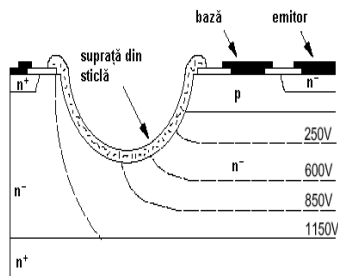


Fig. 1.2. Secțiune printr-un tranzistor de putere. Se observă corespondența dintre lățimea zonei  $n^+$  și tensiunea  $V_{CE0}$ .

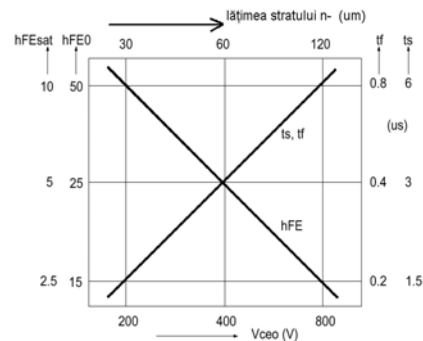


Fig. 1.3. Timpii de comutație și  $h_{FE}$  în funcție de  $V_{CE0}$ .

Există diferite procedee tehnologice de realizare. De exemplu, unul dintre ele pornește, în principiu, de la un strat  $n^-$  peste care este difuzat dedesubt un strat  $n^+$ , apoi se realizează baza  $p$ , respectiv emitorul  $n^+$ .

Suprafața din sticlă ajută la o distribuție cât mai uniformă a liniilor de câmp electric prin colectorul tranzistorului. În Fig 1.3, este prezentată o caracteristică pentru timpii de comutație și parametrul  $h_{FE}$ , în funcție de valoarea maximă a tensiunii  $V_{CEO}$ .

### 1.1.3. Distribuirea sarcinii și fenomenele de comutație într-un TB de putere

Pe durata stării de conducție, există trei distribuiri de sarcină distincte, care ne vor ajuta să înțelegem evoluția curenților prin dispozitiv. Mai întâi, avansarea joncțiunii  $J_{BE}$  în zona  $p$  creează o zonă de golire în jur, aceasta provocând o ridicare a energiei barierei de potențial și electronii vor curge spre bază. La TB de putere, acest efect este mult mai semnificativ față de cele de mică putere. Sarcina astfel apărută în exces spre bază este notată  $Q_b$  și se găsește în principal sub emitor. Această sarcină excedentară influențează și joncțiunea  $J_{BC}$ . Sarcina în exces  $Q_c$  mai depinde și de comportamentul sarcinii exterioare din colector (de regulă, aceasta este inductivă), care determină variația  $I_C$ . Concentrația diferită între sarcina din apropierea emitorului și sarcina din colector, precum și începutul polarizării directe a  $J_{BC}$  determină o mișcare a sarcinii  $Q_d$  de la bază spre colector, în sens invers curențului  $I_C$ . Acest fenomen este recunoscut, în sens clasic, ca fiind saturarea tranzistorului.

Se disting patru faze distincte în procesul de blocare al tranzistorului:

1) după aplicarea tensiunii negative în bază (exemplul este pentru tranzistoare **npn**), efectul va apărea și asupra joncțiunii  $J_{BC}$ . Sarcina  $Q_d$  se va disipa întrucât tensiunea induce goluri din exteriorul bazei, iar electronii se

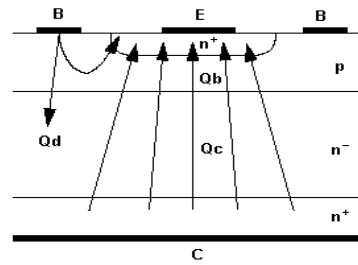


Fig. 1.4. Distribuirea sarcinii în TB de putere, pe durata stării de conducție.

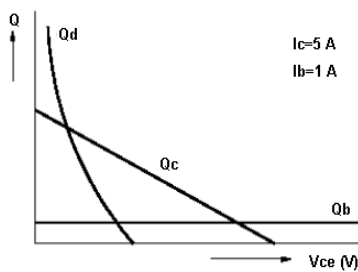


Fig. 1.5. Dependența celor trei concentrații de sarcină față de  $V_{CE}$ .

vor duce spre colector, mărind puțin  $I_C$ . Întrucât  $V_{BE} < 0$ , curentul de sarcină mai este menținut doar de sarcina astfel stocată. Intervalul este cunoscut ca fiind timpul de stocare ( $t_s$ );

2) în această stare, scad drastic  $Q_b$  și  $Q_c$  deci și  $I_C$ .

Totodată,  $Q_d$  scade, întreținând un curent negativ în bază. Acest timp este cunoscut ca fiind timpul de cădere a curentului  $I_C$  ( $t_f$ );

3) în această fază, apare o rezistență a stratului sărăcit de electroni, aflat sub emitor, și golirea sarcinii este continuată prin forțarea unui curent negativ exterior. Mecanismul este numit blocarea în avalanșă a  $J_{BE}$ ;

4) mecanismul blocării (stările 1-3) poate fi ajutat cu o mică inductanță în bază, polarizată invers la 5V. Acest curent invers de bază va goli sarcina din vecinătatea bazei, dar o anumită sarcină reziduală va rămâne în vecinătatea colectorului. Această sarcină  $Q_r$  trebuie eliminată din exterior, înainte de blocarea completă a tranzistorului. Prezența ei se poate observa ca o „coadă” a curentului  $I_C$ , înainte de căderea completă a acestuia la zero în Fig. 1.7.

Pentru blocarea tranzistorului, există circuite de blocare „hard” și „soft” prezentate în Fig.1.8. Pentru aplicații uzuale, până la 50 kHz, bobina din baza circuitului de blocare „soft” se calculează cu relația :

$$L_B = \frac{12}{I_C} \mu\text{H} \quad (1.1)$$

Tranzistorul blocat se comportă ca o rezistență de valoare relativ ridicată în colector. Pentru a realiza o cădere de tensiune  $V_{CE}$  de valoare mică, se injectează un curent în bază, ceea ce va umple regiunea colectorului cu perechi electroni-goluri. Inițial, acestea vor veni în principal de la bază, provocând o mică supracreștere a curentului  $I_B$ .

În Fig. 1.9, se observă regimul tranzitoriu de supracreștere a curentului  $I_C$ , datorită rezistenței din regiunea colectorului.

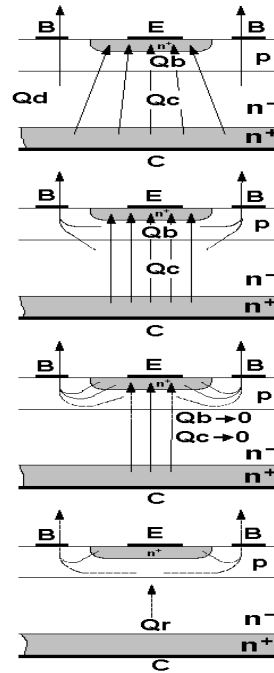


Fig. 1.6. Comutarea inversă la TB de putere.

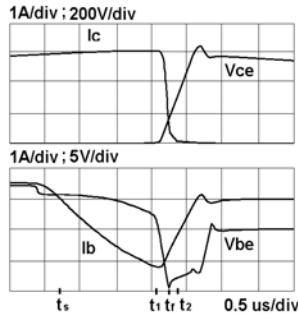


Fig. 1.7. Momentele de timp  $t_s$ ,  $t_1$ ,  $t_r$ ,  $t_2$ , corespunzătoare golirii sarcinilor  $Q_d$ ,  $Q_c$ ,  $Q_b$ ,  $Q_r$ .

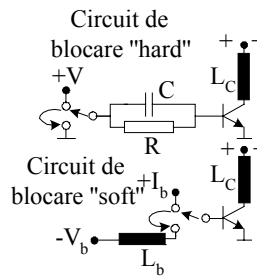


Fig.1.8. Circuite de blocare rapidă a TB de putere.

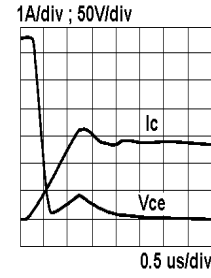


Fig.1.9. Regimul tranzitoriu al comutării directe.

#### 1.1.4. Aria de operare sigură "SOA" și protecția TB lucrând în comutație

Un tranzistor bipolar de putere are nevoie de anumite protecții pentru a asigura limitarea nivelurilor de tensiuni sau curenți care apar, la valorile maxime admise. Dacă se depășește nivelul maxim de curent, în mod normal, aceasta nu conduce la distrugerea tranzistorului. De altfel, cele mai multe componente semiconductoare sunt capabile să conducă supracurenți, pe intervale scurte de timp, fără să se distrugă. Va apărea totuși o supraîncălzire a joncțiunii, ceea ce, în timp, va deteriora dispozitivul.

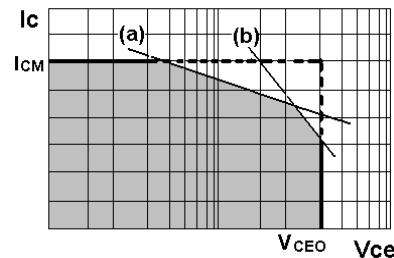


Fig. 1.10. Aria de funcționare sigură (SOA).

În contrast cu aceasta, este strict interzisă depășirea valorilor de tensiuni prescrise în catalog ( $V_{CE0}$ ) și ( $V_{CES}$  sau  $V_{CBO}$ ). Întrucât, la comutație,  $J_{BE}$  trece printr-un regim nedistructiv de multiplicare în avalanșă, tensiunea ( $V_{EBO}$ ) nu are o limită precizată de producător. Depășirea ( $V_{CE0}$ ) și ( $V_{CES}$ ) provoacă curenți de valori mari, neuniformi, concentrați în secțiuni mici de semiconductor, ceea ce, chiar și pentru câteva nanosecunde, duce la distrugerea locală a dispozitivului. Acest fenomen este denumit străpungerea secundară a tranzistorului.

Aria de funcționare sigură (SOA) este limitată superior de valoarea ( $I_{CM}$ ) și, la dreapta, de valoarea ( $V_{CEO}$ ). Dreptele (a) și (b) din Fig. 1.10 reprezintă transpunerile logaritmice, respectiv transpunerea curbelor străpunerii secundare și transpunerea puterii disipate maxime ( $P_{dM}$ ). Putem exemplifica necesitatea unui circuit de protecție al unui tranzistor care are în colector o sarcină inductivă printr-un exemplu numeric (circuitul din Fig 1.11):

$$e_{ai} = L \frac{dI}{dt}; \quad V_{CE} = E_C + e_{ai} \quad (1.2)$$

Pentru o inductanță  $L=20\mu H$ , un curent de saturație  $I_C=1A$  și pentru un timp de blocare de  $t_{off}=0.1 \mu s$ , avem, în momentul comutației, o valoare a tensiunii autoinduse de bobină de  $e_{ai}=200V$ . Așadar, această valoare se adună la tensiunea de alimentare producând, în lipsa unei protecții, depășirea valorii ( $V_{CEO}$ ) și distrugerea tranzistorului. Circuitul din Fig. 1.11 este un exemplu de tranzistor având protecție maximă. Grupul  $D_6-R_6$  limitează tensiunea din colector la:

$$V_{CEM} = E_C + V_{D_6} + R_6 I_{CM};$$

$$V_{CEM} \leq V_{CEO} \quad ; \quad t_a \approx 3 \frac{L_6}{R_6 + r_{L_6}} \quad (1.3)$$

unde  $t_a$ , reprezintă timpul de anulare a curentului inductiv (aproximativ egal cu de trei ori constanta de timp  $\tau$  a circuitului de descărcare).

Grupul  $D_5-R_5-C_5$  asigură o limitare "rapidă" a tensiunii în colector, în timp ce grupul  $D_4-R_4-C_4$  va prelua în continuare energia, tensiunea de pe  $C_4$ , ajutând la comutarea directă a tranzistorului. În alte aplicații, pentru o

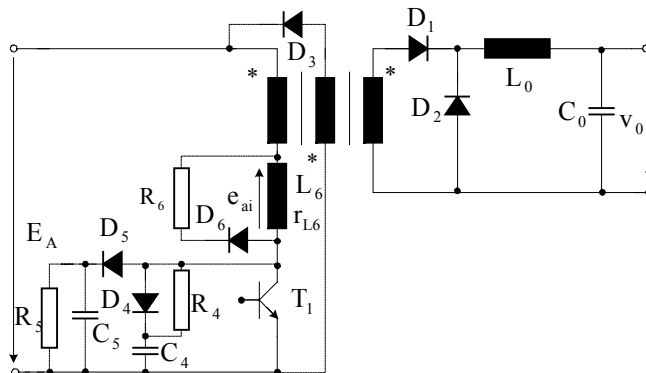


Fig. 1.11. Rețea de protecție maximă al unui tranzistor care are în colector sarcini inductive.

reducere a timpului de anulare, rezistența  $R_6$  poate fi înlocuită cu o diodă Zener, caz în care avem:

$$V_{CEM} = E_C + V_{D6} + V_Z \quad (1.4)$$

## 1.2. Tiristorul și triacul

Termenul de tiristor este denumirea generică a unui dispozitiv semiconductor comutator, format din cel puțin patru straturi suprapuse **pnpn**. Există o mare varietate de dispozitive care au această structură (tiristor de tip diodă, triodă, tetradă etc.). Această componentă rămâne unul din cele mai folosite dispozitive semiconductoare în electronica de putere. În cele ce urmează, vor fi prezentate structurile și principalele caracteristici ale acestora.

### 1.2.1. Structura și caracteristicile de bază ale tiristorului și ale triacului

Cea mai simplă structură de tiristor, și de altfel cea mai întâlnită, este cea de triodă-tiristor ca în Fig. 1.12, cunoscută în literatura străină și sub prescurtarea *SCR* (Silicon Controlled Rectifier). Cele trei terminale ale tiristorului se numesc anod A, catod C și poartă G. Cea mai complexă structură de tiristor este cea de triodă-tiristor bidirecțională, sau, cum este cunoscută, structura de *triac*. Acesta (prezentat în Fig. 1.18), spre deosebire de un SCR, este un dispozitiv bidirecțional în curent, fiind astfel un important comutator de putere în curent alternativ. Ambele dispozitive sunt componente bipolare, care au o cădere de tensiune, în starea de conducție, foarte redusă, dar, datorită purtătorilor de sarcină minoritari, care trebuie eliminați înainte ca dispozitivul să se blocheze, timpul de comutație este relativ lung. Acest fapt, limitează frecvența de lucru a aplicațiilor cu tiristoare. Triacurile sunt folosite, aproape exclusiv, în surse de 50 sau 60 Hz, iar unele aplicații, în aeronautică, extind domeniul aplicațiilor până la 400 Hz.

### 1.2.2. Modul de funcționare al tiristorului

Funcționarea tiristorului poate fi urmărită din Fig. 1.12 - 1.14. Dacă potențialul catodului este mai mare decât cel al anodului, atunci joncțiunile  $J_1$  și  $J_3$  sunt polarizate invers, iar dispozitivul rămâne blocat. Când tensiunea  $V_{AC}$  devine pozitivă, cele două joncțiuni vor fi polarizate direct, dar  $J_2$  va fi polarizată invers și tiristorul rămâne tot în starea „blocat”. Dacă tensiunea inversă aduce  $J_2$  în starea de străpungere prin avalanșă, atunci dispozitivul va

conduce ca o simplă joncțiune polarizată direct. Modelul cu două tranzistoare poate fi folosit pentru a explica intrarea în conducție a structurii **pnpn**. Colectorul lui  $T_1$  asigură un curent de bază pentru  $T_2$  și curentul de bază a lui  $T_1$  este format din curentul de colector al lui  $T_2$  împreună cu un curent din exterior, injectat în poartă.

Dacă avem o amplificare supraunitară pe bucla de reacție pozitivă bază – colector între  $T_1$  și  $T_2$ , acestea se vor satura și spunem că tiristorul s-a aprins prin străpungere directă. Aceste condiții se îndeplinesc, fie la atingerea pragului  $V_A = V_{BO}$  pentru  $I_G = 0$ , fie la valori mai mici ale tensiunii  $V_A$ , o dată cu creșterea  $I_G$ .

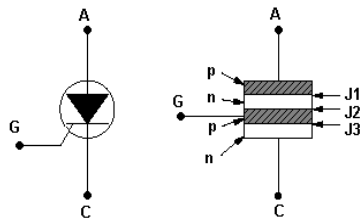


Fig. 1.12. Simbolul de circuit al tiristorului (SCR) și structura sa.

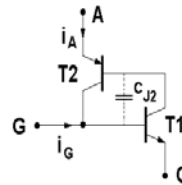


Fig. 1.13. Modelul tiristorului, cu cele două tranzistoare  $T_1$  și  $T_2$  și capacitatea parazită  $C_{J2}$ .

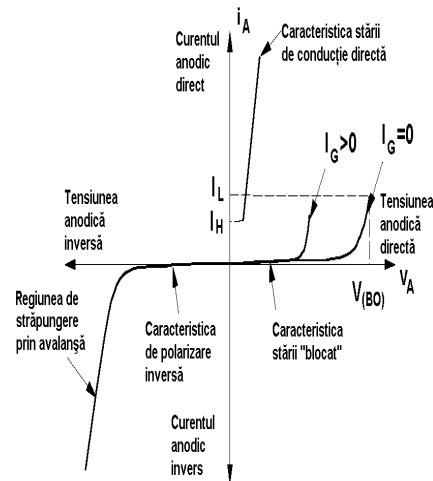


Fig. 1.14. Caracteristica statică a tiristorului.

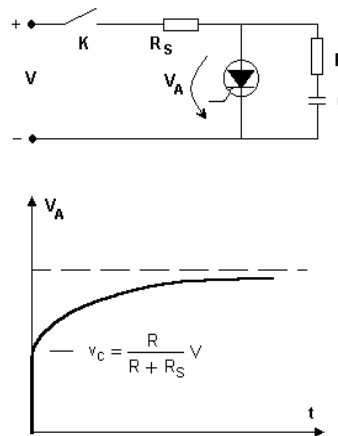


Fig. 1.15. Limitarea vitezei de creștere a tensiunii anodice cu ajutorul unui snubber R-C.



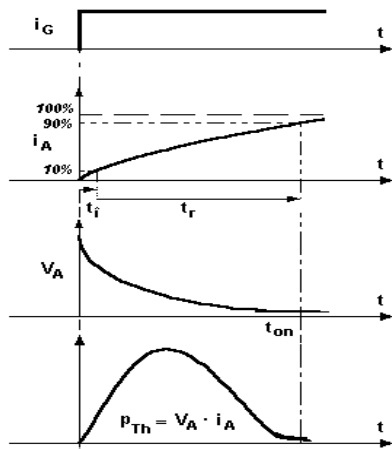


Fig. 1.16. Comutația directă a tiristorului. Se observă timpii care intervin  $t_{on}=t_i + t_r$ .

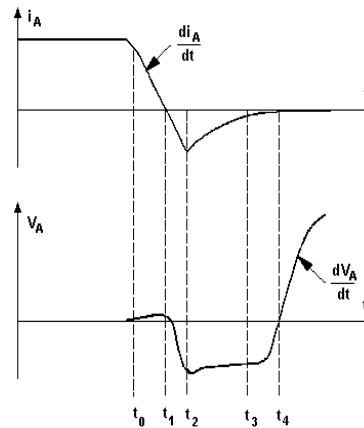


Fig. 1.17. Comutația inversă a tiristorului. Timpul de comutație inversă este  $t_q=t_4 - t_1$ .

După deschidere, curentul anodic este limitat doar de circuitul exterior. Așadar, datorită reacției pozitive, se realizează automenținerea în conducție a tiristorului, chiar dacă  $I_G$  dispăre, singura modalitate de stingere fiind aducerea curentului anodic sub pragul minim, de automenținere,  $I_H$

**Aprinderea tiristorului** poate fi realizată prin mai multe metode :

- *aprinderea prin atingerea pragului de străpungere pentru tensiunea anodică.* Această metodă de deschidere este în general evitată, întrucât timpul de scădere a tensiunii anodice mic (1/20 din timpul de comutație prin comanda pe poartă) face ca tiristorul să suporte un prag maximal de creștere a curentului anodic ( $di/dt$ ) mai redus;

- *aprinderea prin curenți de scurgere.* Datorită supraîncălzirii joncțiunilor, curentul de scurgere poate atinge acel prag de la care apare automenținerea în conducție. Depășirea temperaturii  $T_{j(max)}$  face ca tiristorul să nu poată bloca nici cel mai mic prag de tensiune anodică;

- *aprinderea prin efect  $dv/dt$ .* Capacitatea de barieră a joncțiunii  $C_{J2}$  crește o dată cu suprafața acesteia. Curentul prin această capacitate, care se închide prin bazele celor două structuri echivalente de tranzistoare, depinde atât de valoarea capacității, cât și de viteza de creștere a tensiunii anodice:

$$i_{CJ2} = C_{J2} \frac{dv_A}{dt} \quad (1.5)$$

Acest curent, precum și curenții care se închid prin capacitățile celorlalte joncțiuni pot determina amorsarea tiristorului. La câteva aprinderi repetate prin acest efect, tiristorul se poate distruge. Parametrul  $(dv_A/dt)_{critic}$  este prevăzut, în cataloage, de producător.

Sunt cunoscute mai multe circuite (snubber) pentru limitarea creșterilor bruște ale tensiunii anodice (fenomen destul de frecvent în circuitele de forță cu tiristoare). Se dau pentru circuitul uzual din Fig. 1.15, relațiile de dimensionare a elementelor R-C:

$$\left(\frac{dv_A}{dt}\right)_{max} < \left(\frac{dv_A}{dt}\right)_{critic} ; \frac{R}{R+R_S} V = \frac{V}{10} \Rightarrow R = \frac{R_S}{9} ; C > \frac{8IV}{100R_S \left(\frac{dv_A}{dt}\right)_{critic}} \quad (1.6)$$

Foarte mulți producători indică și valorile pentru componentele snubber-ului. Valorile uzuale sunt (R=10 - 100Ω ; C=0,1 - 5 μF).

- *aprinderea tiristorului cu un curent de comandă în poartă.*

În Fig. 1.16, este prezentat regimul tranzitoriu prin care curentul anodic crește în funcție de caracteristicile constructive ale dispozitivului. Astfel, timpul  $t_i$ , reprezintă perioada necesară polarizării directe a lui J<sub>2</sub>, și de deplasare a sarcinilor prin structurile T<sub>1</sub> și T<sub>2</sub>, în vederea obținerii reacției pozitive. Timpul  $t_r$ , este dat de durata necesară acumulării purtătorilor de sarcină în exces, în vederea asigurării curentului prin dispozitiv ( $t_{on} = I \div 5 \mu\text{sec}$ ). De fapt, intrarea în conducție a tiristorului se face într-o zonă îngustă din apropierea porții, numită zonă de conducție primară, care se propagă apoi în toată pastila de siliciu cu 100μm/sec. Dacă circuitul anodic permite o creștere cu viteză mare a curentului anodic, se poate ca, în zona de conducție, să se depășească densitatea admisă de curent, iar tiristorul se poate distruge prin *efect di/dt*.

**Comutația inversă forțată a tiristorului** se realizează prin polarizarea inversă anod-catod ( $v_{AC} < 0$ ), pentru scăderea curentului anodic sub limita de automenținere. Se observă în Fig. 1.17, faptul că, după momentul  $t_1$ , o dată cu tensiunea aplicată negativă, mai există și un curent invers care circulă prin dispozitiv. Acesta este format din purtătorii de sarcină concentrați în jurul joncțiunii J<sub>3</sub>, aceasta fiind și prima care este polarizată invers, datorită construcției. La momentul  $t_2$ , se atinge tensiunea de străpungere pentru J<sub>3</sub>, tensiunea pe dispozitiv rămânând constantă până la  $t_3$ , când sunt eliminați toți purtătorii, inclusiv din zona J<sub>1</sub>. Ca urmare, curentul anodic scade pronunțat, iar tensiunea pe dispozitiv crește brusc.

Dacă, după momentul  $t_2$ , s-ar aplica o tensiune pozitivă, tiristorul s-ar reaprinde fără curent de poartă, deci nu ar fi capabil să blocheze o tensiune anodică pozitivă. Abia după momentul  $t_4$ , el poate bloca o tensiune anodică pozitivă iar durata:

$$t_q = t_d - t_l \quad (1.7)$$

se numește timpul de revenire al tiristorului. În funcție de valoarea acestuia, există următoarea clasificare pentru tiristoare:

- ultrarapide  $t_q = (1 \div 5) \mu\text{s}$ ;
- rapide  $t_q = (5 \div 10) \mu\text{s}$ ;
- normale  $t_q = (10 \div 200) \mu\text{s}$ ;
- lente  $t_q > (200) \mu\text{s}$ .

Dacă tensiunea inversă atinge o anumită valoare, curentul invers prin tiristor începe să crească fără reducerea tensiunii pe dispozitiv, producându-se așa-numita *străpungere inversă*, fenomen care duce la distrugerea tiristorului.

### 1.2.3. Modul de funcționare al triacului

Acest dispozitiv a fost conceput pentru a înlocui, în mod economic, o structură de comutator bilateral în curent cu două tiristoare antiparalele:  $p_2n_1p_1n_3$  respectiv  $p_1n_1p_2n_2$  din Fig. 1.18 – 1.19. Polaritatea tensiunii aplicate pe dispozitiv este în mod obișnuit cu referința față de terminalul notat MT1, iar notația MT2+ semnifică un potențial superior primului terminal. Caracteristica statică din Fig. 1.20 este foarte apropiată de cea a tiristorului în conducție directă. Caracteristica de conducție inversă este în general aceeași, având ușor modificate valorile pentru curentul de automenținere, sau de comandă pe poartă  $I_H$ ,  $I_{GT}$  etc.

Dacă triacul este stins, el nu permite decât trecerea unui curent rezidual  $I_R$ . Dacă triacul este polarizat, fie „direct”, fie „invers”, el poate fi aprins cu un curent de poartă, fie „pozitiv”, fie „negativ” și rămâne în conducție până la scăderea curentului sub valoarea de automenținere  $|i_T| < |i_H|$ . De aceea, el se folosește numai la realizarea variatoarelor de tensiune alternativă de 50 Hz.

Așadar, el poate funcționa în cele patru cadrane descrise: (1+), (1-), (3-), (3+). Cele mai ușoare regimuri de aprindere (Fig. 1.21) se întâlnesc, în ordine, respectiv pentru modurile (1+), (3-), (1-), (3+). Dacă avem o sursă de comandă cu impulsuri unipolare, vom alege modurile (3-), (1-), evitând astfel ultimul mod, care este cel mai dificil din punct de vedere al mărimii curentului de poartă  $I_G$ .

Ca și tiristorul, triacul poate fi distrus prin *efect  $di/dt$*  și poate comuta necontrolat, în mod direct, prin *efect  $dv/dt$* , protecția realizându-se prin grupul R-C.

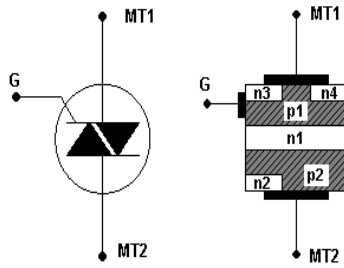


Fig. 1.18. Symbolul de circuit al triacului și structura sa.

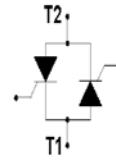


Fig. 1.19. Reprezentarea cu ajutorul a două tiristoare antiparalele pentru triac.

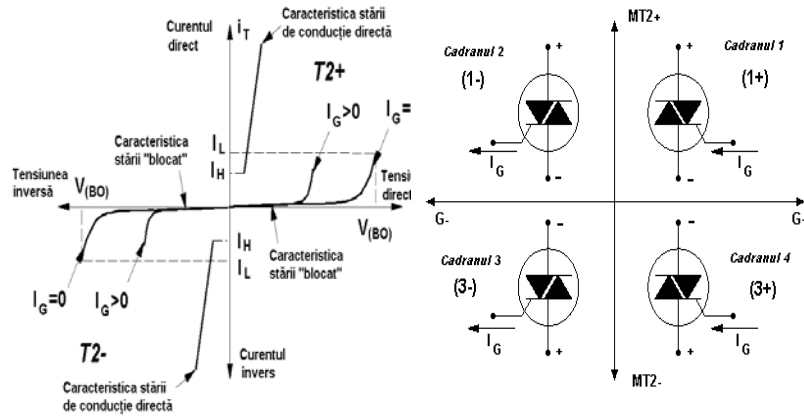


Fig. 1.20. Caracteristica statică a triacului.

Fig. 1.21. Cadranele de conducție comandată ale triacului.

#### 1.2.4. Parametrii de catalog. Determinarea pierderilor de conducție directă

În cataloage, se specifică parametrii pentru tensiuni și curenți între cele două terminale principale, valori pentru mărimile din circuitul de poartă, precum și caracteristici termice ale dispozitivului.

Astfel, sunt prezentate în Fig. 1.22 definițiile următoarelor mărimi:  $V_{DSM}$ ;  $V_{RSM}$ : tensiunea maximă nerepetitivă, care poate fi blocată de tiristor, la polarizare directă, respectiv la polarizare inversă.

$V_{DRM}$ ;  $V_{RRM}$ : tensiunea maximă repetitivă, care poate fi blocată de tiristor, la polarizare directă respectiv la polarizare inversă.

-  $V_{DWM}$ ;  $V_{RWM}$ :  
Tensiunile maxime repetitive,  
de lucru.

-  $I_{T(AV)}$ : curentul  
mediu prin tiristor. Se  
presupune că acesta conduce  
 $180^\circ$ , iar  $T_{amb} < 85^\circ C$ .

-  $I_{TRMS}$ : valoarea  
efectivă a curentului.

-  $I_{TRM}$ : curentul  
maxim repetitiv.

-  $I_{TSM}$ : curentul  
maxim nerepetitiv care poate  
aparea prin tiristor, pentru un  
interval de timp determinat.

Pentru circuitul de  
poartă se precizează  $I_{GT}$ ,  $I_{GM}$ ,  
 $V_{GT}$ ,  $P_{GM}$ , adică respectiv  
curentul de aprindere,  
valoarea maximă a curentului  
de poartă, tensiunea poartă-  
catod la aprindere, puterea  
maximă din circuitul de  
poartă. Putem estima puterea  
disipată pe un tiristor prin  
aproximarea caracteristicii  
sale directe cu ajutorul  
tangentei, în punctul de  
funcționare.

Puterea instantanee  
este:

$$p_d = v_A i_A \quad (1.8)$$

$$v_A = V_D + r_d i_A$$

(1.9)

Exprimăm puterea medie pe dispozitiv în funcție de rezistența dinamică  $r_d$ :

$$P_{d(AVR)} = V_D I_{A(AVR)} + r_d I_{A(RMS)}^2 \quad (1.10)$$

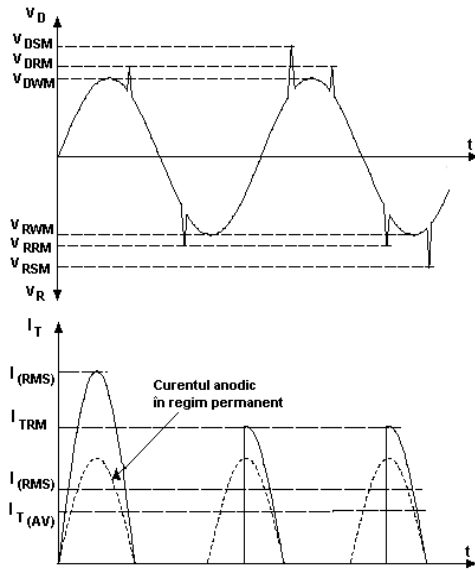


Fig. 1.22. Diagrame explicative cu formele de undă de tensiune și curent pentru un tiristor și valorile lor maxime din catalog.

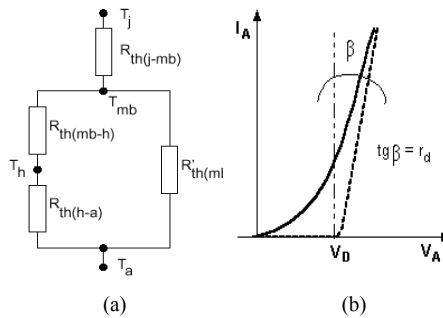


Fig. 1.23. (a) Circuitul termic al puterii disipate într-o capsulă de tiristor; (b) Aproximarea caracteristicii directe la un tiristor.

Circuitul termic pentru disiparea puterii include rezistențele care intervin între punctele de temperaturi  $T_j$ ,  $T_{mb}$ ,  $T_h$ ,  $T_a$ , adică respectiv ale joncțiunii, ale capsulei, ale contactului capsulă-radiator și mediului ambiant.

### 1.3. Tiristoare cu blocare pe poartă (GTO)

#### 1.3.1. Structura și particularitățile unui GTO

Tiristorul cu blocare pe poartă *GTO* (Gate Turn-Off Thyristor) este un dispozitiv cu structura PNPN, care poate fi amorsat ca un tiristor obișnuit, cu un curent pozitiv prin terminalul de comandă (poartă), dar, în plus, poate fi blocat, prin polarizare inversă a circuitului poartă-catod (cu "-" la G, "+" la C), ceea ce produce un curent negativ de poartă. Dispozitivul GTO combină avantajele de bază ale unui tiristor (suportă curenți și tensiuni ridicate) cu cele ale unui tranzistor (în primul rând, prin faptul că poate fi stins prin aplicarea unui curent negativ de poartă).

Posibilitatea de blocare a dispozitivului GTO conferă acestor o plajă mare de aplicații în domeniul electronicii de putere (invertoare, choppers, contactoare statice de c.c. etc.), ca urmare a simplificării circuitelor de forță.

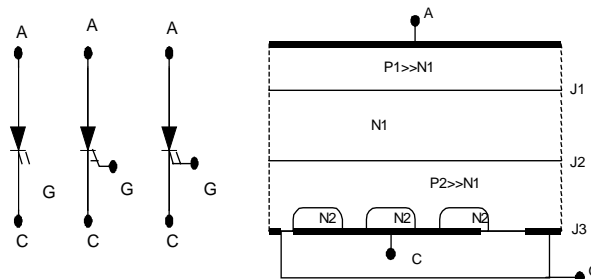


Fig. 1.24. Simboluri folosite și structura tiristorului GTO.

Unul dintre avantajele principale ale unui GTO, în comparație cu un tranzistor bipolar de putere, constă în puterea relativ redusă consumată pe poartă.

Acest fenomen se datorează faptului că GTO necesită curenți de comandă numai pe durata proceselor tranzitorii de comutație directă, respectiv inversă, nu și în starea de conducție.

În Fig. 1.24, sunt prezentate simbolurile și structura dispozitivului GTO. Straturile  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $N_2$  sunt puternic dopate în comparație cu  $N_1$ . Valoarea

tensiunii de blocare la polarizare directă este dată de grosimea stratului  $N_1$ . Catodul  $N_2$  este format din catozi elementari legați între ei printr-o suprafață metalizată. În aceste condiții, GTO poate fi privit, în ansamblu ca o structură multicelulară. O consecință imediată a unei asemenea structuri o reprezintă valorile destul de ridicate ale curenților  $I_{GT}$ ,  $I_L$  și  $I_H$ , care sunt aproximativ de 10 ori mai mari față de curenții din tiristoarele convenționale, ce au aceeași suprafață de cristal și aceeași tensiune de blocare.

### 1.3.2. Funcționarea GTO-ului. Caracteristica de comandă

Schema echivalentă a unui GTO este identică cu cea a unui tiristor convențional, fiind realizată cu ajutorul a două tranzistoare complementare. Intrarea în **conducție directă** este ca a unui tiristor obișnuit, ecuația curentului anodic fiind:

$$I_T = \frac{\alpha_n I_G + I_{CB0}}{1 - (\alpha_p + \alpha_n)} \quad (1.21)$$

În Fig. 1.25, este prezentată caracteristica de comandă.

La **comutație directă**, punctul de comandă trebuie să fie situat în zona A. Dacă valoarea lui  $V_{GT}$  este aceeași pentru GTO și tiristor convențional, valoarea lui  $I_{GT}$  a GTO-ului poate fi de 10 ori mai mare ( $V_{GT} = V_G(25^\circ\text{C})$ ;  $I_{GT} = I_G(25^\circ\text{C})$ ). Având în vedere structura multicelulară a GTO-ului, pentru o intrare sigură în conducție directă, circuitul de comandă trebuie să injecteze un curent de poartă de valoare aproximativ ( $5I_{GT}$ ) și viteza de creștere de ( $di_G/dt \geq 10\text{A}/\mu\text{s}$ ). În cazul în care nu sunt respectate aceste cerințe, există posibilitatea ca o parte din celulele GTO-ului să nu intre în conducție, acestea scurtcircuitându-se, și să determine creșterea periculoasă a curentului prin celulele amorțate, iar GTO-ul se poate distruge.

Comanda de **comutație inversă** (blocare) se realizează prin extragerea unui curent negativ de poartă:

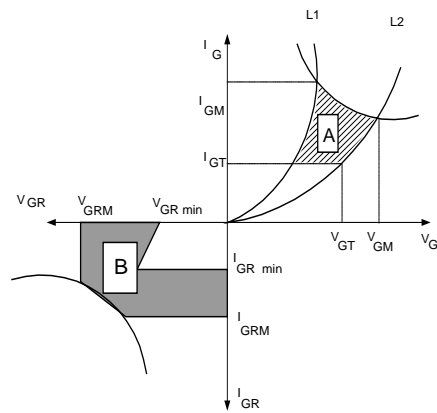


Fig. 1.25. Caracteristica de comandă.

$$I_G = -\frac{I_{CBO}}{\alpha_n} \quad (1.22)$$

În relația de mai sus exprimând  $I_{CBO}$  în funcție de curentul anodic  $I_T$ , curentul  $I_G$  devine :

$$I_G = -\frac{1 - (\alpha_p + \alpha_n)}{\alpha_n} I_T \quad (1.23)$$

Deci, pentru a obține o comutație inversă fermă , este necesar ca valoarea curentului ( $-I_G = I_{GR}$ ) să satisfacă inegalitatea:

$$I_{GR} \geq -\frac{1 - (\alpha_p + \alpha_n)}{\alpha_n} I_T, \quad I_{GR} \in [0.2 \quad 0.3] I_T \quad (1.24)$$

Valoarea negativă a sursei de tensiune pentru extragerea acestui curent nu trebuie să depășească valoarea maximă  $V_{GRM}$ . Caracteristica de comandă pentru acest mod de funcționare se află în cadranul trei, zona B și ea nu poate exista la un tiristor obișnuit. Pentru GTO de mare putere, curentul negativ de poartă poate atinge valori destul de mari, ajungând uneori la sute de amperi, ceea ce creează un dezavantaj major. GTO trebuie să aibă inductanța de poartă foarte mică (în domeniul nH). În Fig. 1.26 este prezentată forma de undă a curentului de comandă pentru GTO –BIW 58 în care avem intervalele de timp:

- $t_1$  timpul de comutație directă;
- $t_2$  timpul de conducție;
- $t_3$  timpul de comutație inversă.

### 1.3.3. Regimul de comutație la GTO

În prezent, există GTO care lucrează la tensiuni și curenți foarte mari, dar frecvențele lor de funcționare sunt limitate la 1kHz. Regimul dinamic al GTO la comutația directă este identic cu cel al tiristorului obișnuit, în schimb regimul dinamic la comutația inversă este diferit. În Fig. 1.27, este prezentată diagrama corespunzătoare pentru regimurile dinamice menționate. În cazul comutației inverse, timpii caracteristici sunt:

- *timpul de stocare*  $t_s$  (storage time), care caracterizează inerția GTO în răspunsul lor la curentul negativ de poartă. Este delimitat de momentul în care curentul invers pe poartă atinge valoarea  $0.1I_{GRM}$  și de cel în care curentul  $i_T$  ajunge  $0.9I_{TGQ}$  (90% din valoarea inițială). Căderea de tensiune pe GTO în acest interval,  $v_T$  rămâne neschimbată. Creșterea amplitudinii  $I_{GRM}$  și a ratei  $di_{GR}/dt$  pentru curentul de intrare conduce la micșorarea substanțială a lui  $t_s$ ;



- *timpul de cădere*  $t_f$  (fall time), care este definit ca intervalul de timp în care curentul anodic scade de la 0.9 la 0.1 din valoarea inițială corespunzătoare stării de conducție. Variația rapidă a curentului este însoțită de creșterea rapidă a tensiunii anodice. Puterea instantanee pe dispozitiv, pe durata  $t_f$ , poate atinge valori apreciabile, conducând uneori la distrugerea dispozitivului prin efect termic;

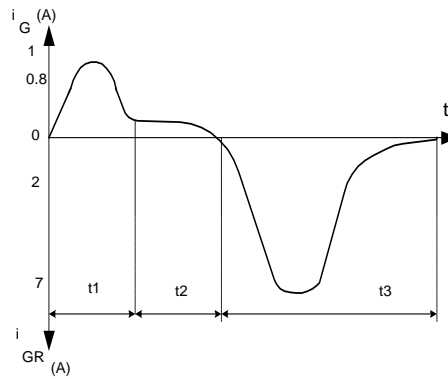


Fig. 1.26. Forma de undă a curentului de comandă.

- *timpul de încheiere*  $t_t$  (tail time), care este stabilit prin convenție, ca intervalul de timp în care curentul anodic scade de la 10% la 2% din valoarea sa corespunzătoare conducției directe. Timpul total de blocare este suma celor trei timpi:

$$t_{off} = t_s + t_f + t_t \quad (1.25)$$

Scăderea curentului de poartă pe măsura desfășurării procesului de blocare se datorează creșterii rezistenței interne poartă-catod de la aproximativ  $10\text{m}\Omega$ , la începutul lui  $t_s$ , până la câteva sute de ohmi la sfârșitul momentului  $t_t$ .

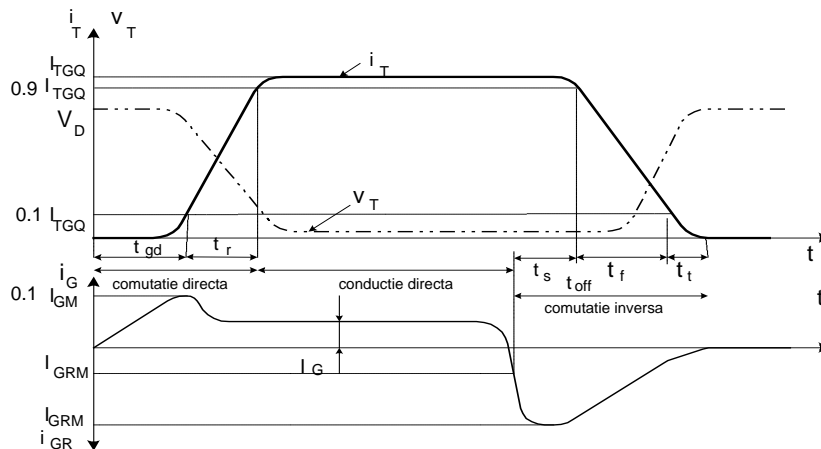


Fig. 1.27. Formele de undă corespunzătoare comutației directe, conducției și comutației inverse.

O problemă importantă care apare tot în cazul comutației inverse o reprezintă aceea în care tiristorul GTO lucrează cu sarcini care au un caracter puternic inductiv. În această situație, avem de-a face cu supratensiuni pe GTO de valori destul de mari, iar limitarea acestui efect se poate obține prin utilizarea circuitelor de protecție de tip "snubber" R-C-D.

### 1.3.4. Circuite de comandă

Proiectarea etajelor finale pentru comandă a porții, la comutația directă nu ridică probleme, etajele fiind asemănătoare cu cele care comandă tiristoarele convenționale. În schimb, circuitele de comandă pentru comutația inversă au o serie de particularități, cum ar fi :

- amplitudinea și durata impulsurilor negative de comandă în blocare trebuie să fie net superioare impulsurilor pozitive, de comandă în conducție;
  - rata de creștere a semnalului negativ ( $dv_{GR}/dt$ ,  $di_{GR}/dt$ ) trebuie să minimizeze timpul necesar stabilirii curentului  $I_{GR}$  la valoarea sa maximă  $I_{GRM}$ .
- Circuitele de comandă se pot împart în două categorii:

- circuite cu cuplaj direct ;
- circuite cu izolare galvanică ; acestea, față de primele circuite, realizează o separare între circuitul de forță și cel de comandă, izolare realizată fie cu transformatoare de impulsuri, fie cu optocuploare, și au rolul de a evita apariția accidentală în circuitul de comandă a tensiunilor mari (aceste tensiuni, sunt de obicei tensiunile de alimentare ale circuitului de sarcină).

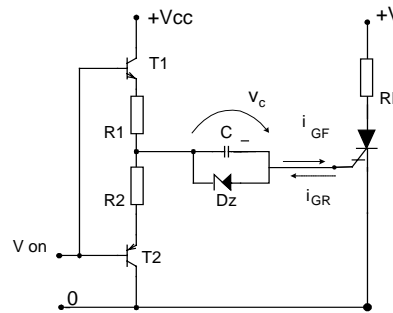


Fig.1.28. Circuit de comandă fără izolare galvanică.

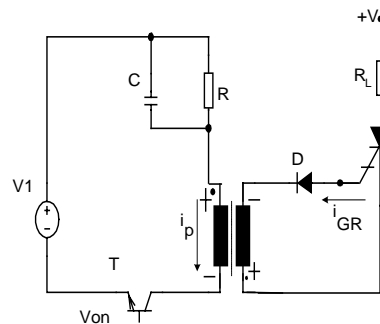


Fig.1.29. Circuit de comandă cu izolare galvanică.

În Fig. 1.28, este prezentată schema de comandă a GTO-ului cu cuplaj direct. Pentru tensiuni  $V_{on}$  pozitive, tranzistorul  $T_1$  conduce, iar  $T_2$  este blocat. Curentul furnizat de  $T_1$ , încarcă pe de o parte condensatorul  $C$  la tensiunea  $v_c(t)$  cu polaritatea din figură și asigură curentul  $i_{GF}$ , necesar comutației directe a GTO. Valoarea tensiunii de pe condensatorul  $C$  este limitată la valoarea  $V_z$ . La aplicarea tensiunii negative  $V_{on}$ , tranzistorul  $T_1$  se blochează, tranzistorul  $T_2$  intră în conducție și determină descărcarea condensatorului  $C$  prin  $T_2$  și joncțiunea poartă-catod a GTO-ului. Curentul  $i_{GR}$  de descărcare al condensatorului  $C$  determină comutația inversă a tiristorului GTO.

În Fig. 1.29, se prezintă schema de comandă a GTO cu izolare galvanică realizată cu ajutorul unui transformator de impulsuri.

Dacă tranzistorul  $T$  este blocat, tiristorul GTO este în conducție. Comanda de saturare a tranzistorului  $T$  permite trecerea curentului  $i_p$  în primarul transformatorului. Tensiunea indusă în secundar cu polaritatea din figură, determină conducția directă a diodei  $D$  și facilitează extragerea curentului  $i_{GR}$  din poarta GTO blocându-l. Prezența condensatorului  $C$  determină un supracurent pe poartă, atunci când se inițiază procesul de comutație inversă.

## 1.4. Tranzistorul MOS de putere

### 1.4.1. Simbol. Structură. Principii de funcționare

Structural, tranzistorul clasic de tip MOS este format dintr-un semiconductor de tip P, în care sunt difuzate două zone de tip N, de unde se extrag terminalele de drenă (D) și sursă (S), Fig. 1.30. În Fig. 1.31, sunt prezentate simbolurile tranzistorului MOSFET cu canal N.

Aplicarea unei tensiuni  $v_{GS}$  pozitive între grilă și sursă determină mărirea concentrației de purtători minoritari (electroni), în zona de joncțiune dintre semiconductorul P și stratul de oxid. Dacă valoarea tensiunii  $v_{GS}$  depășește valoarea tensiunii de prag  $V_{GSP}$ , în zona de joncțiune vor fi numai sarcini negative. Zona de tip N astfel formată constituie un canal ce leagă sursa S de drenea D. Curentul de drenă  $i_D$ , obținut prin aplicarea unei tensiuni pozitive între drenă și sursă  $v_{DS}$ , poate să treacă prin acest canal și, în aceste condiții, MOSFET-ul devine conductor. Configurația prezentată oferă curentului de drenă un traseu "orizontal", adică paralel cu suprafața cristalului.

Apariția MOS-ului de putere se datorează noilor tehnologii, care au permis să se ofere curentului de drenă  $i_D$  un traseu vertical, adică paralel cu

suprafața pastilei. La început, s-au realizat tranzistoare de tip VMOS, “V”-ul caracterizând traiectoria verticală a curentului și forma în “V” a tăieturii la suprafața cristalului. Structura unui tranzistor VMOS este prezentată în Fig. 1.32. La ora actuală, cei mai utilizați tranzistori sunt cei de tip DMOS, “D”-ul indicând procedeul de dublă difuziune, folosit în realizarea lor. În Fig. 1.33, este redată structura unei celule DMOS, pe ansamblu, un tranzistor fiind format din mai multe astfel de celule.

La MOS-urile de putere, drena este formată din două straturi N ( $N^+$  și  $N^-$ ). Într-o primă difuzie, se introduc porțiuni P în substratul  $N^-$ , iar în cea de a doua difuzie se introduc porțiuni  $N^+$  în substratul P (difuzat anterior).

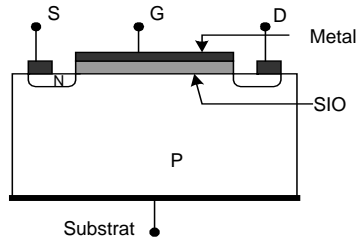


Fig.1.30. Structură clasică de tranzistor MOSFET.

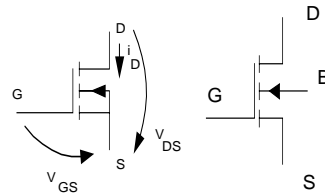


Fig.1.31. Simboluri pentru tranzistoare MOSFET.

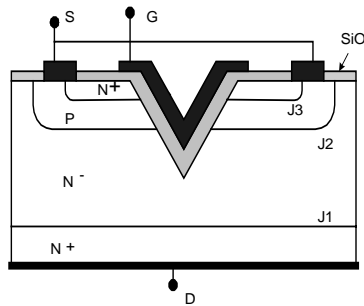


Fig. 1.32. Structura tranzistorului VMOS.

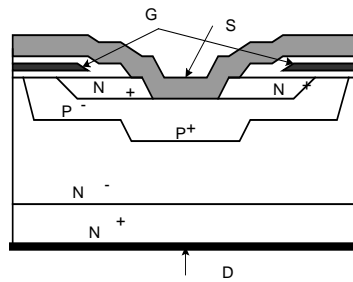


Fig. 1.33. Structura tranzistorului DMOS.

Aplicarea unei tensiuni pozitive  $v_{GS}$  superioare tensiunii de prag  $V_{GSP}$  determină apariția canalului de tip N prin care poate circula curentul de la drenă la sursă.

### 1.4.2. Caracteristici statice ale MOSFET-ului

#### Caracteristica de ieșire

În Fig. 1.34, este prezentată variația curentului de drenă  $i_D$  în funcție de tensiunea  $v_{DS}$  pentru diferite valori ale tensiunii  $v_{GS}$ . După cum am menționat anterior, pentru valorile lui  $v_{GS}$  mai mici ca  $V_{GSP}$ , curentul  $i_D$  este foarte mic. Pentru tensiuni  $v_{GS}$  mai mari ca  $V_{GSP}$ , curentul  $i_D$  începe să crească. În electronica de putere în general, tranzistorul lucrează ca un comutator.

#### Caracteristica de intrare

Din punct de vedere teoretic, grila fiind izolată, în regim static valoarea curentului care circulă între G și S este nulă. În realitate datorită structurii sale interne, prin MOS circulă un curent a cărei valoare este foarte mică de ordinul microamperilor. Caracteristica principală a MOS-ului o constituie impedanța foarte mare de intrare ( $M\Omega$ ).

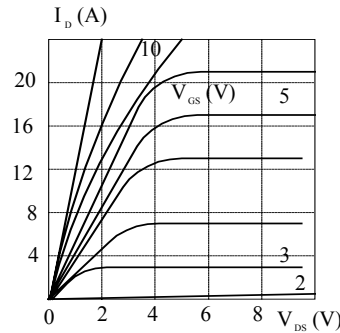


Fig. 1.34. Caracteristica  $I_D=f(V_{DS})$  cu  $T_j$ , parametru;  $V_{DS}=25V$ .

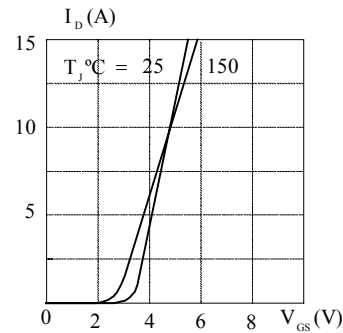


Fig.1.35. Caracteristica  $I_D=F(V_{GS})$  cu  $T_j$ , parametru;  $V_{DS}=25V$ .

În Fig. 1.35 este trasată caracteristica de transfer a curentului  $I_D$  în funcție de  $V_{GS}$  pentru  $V_{DS}$  constant. Se observă că atunci când tensiunea  $v_{GS}$  depășește valoarea tensiunii de prag  $V_{GSP}$  care este de obicei între 2 și 4V, curentul  $i_D$  crește rapid.

Creșterea temperaturii determină o scădere a tensiunii de

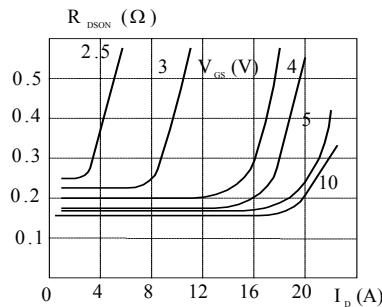


Fig. 1.36. Caracteristica  $R_{DSON}=f(I_D)$  cu parametru  $V_G$ ;  $T_j=25^\circ C$ .

prag  $V_{GSP}$ , dar, favorizează apoi creșterea mai lentă a curentului  $i_D$  în funcție de tensiunea  $v_{GS}$ .

*Rezistența aparentă în starea de conducție  $R_{DS(on)}$*

În Fig. 1.36, este prezentată variația rezistenței  $R_{DS(on)}$  în funcție de curentul  $I_D$  pentru diferite valori ale tensiunii  $v_{GS}$ :

$$R_{DS(on)} = \frac{v_{DS}}{i_D} \quad (1.26)$$

Structura multicelulară a MOSFET-ului de putere, permite punerea în paralel a tuturor rezistențelor celulelor, pe ansamblu obținându-se o valoare a lui  $R_{DS(on)}$  foarte mică.

*Diode și capacități parazite*

Structura internă a MOSFET-ului, succesiunea zonelor N, P și N<sup>-</sup> determină apariția unui tranzistor bipolar NPN parazit. Prin metalizarea sursei care se întinde peste zonele P și N difuzate, se scurtcircuetează  $J_{BE}$  a tranzistorului parazit, rămânând practic activă în aceste condiții  $J_{CB}$ , care determină apariția unei diode parazite, ce are drept anod, sursa S, iar catodul este drena D, ca în Fig. 1.37.a. Această diodă parazită se comportă ca o *diodă redresoare* și drept urmare, înrăutățește timpii de comutație ai MOSFET-ului.

Pentru înlăturarea acestui impediment în paralel cu dioda parazită se conectează o diodă rapidă  $D_2$ , ca în fig. 1.37.b, dioda  $D_2$  fiind implementată pe aceeași capsulă cu MOSFET-ul. Viteza de comutație a unui tranzistor MOSFET este limitată de capacitățile parazite  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$  și  $C_{DS}$ , (Fig. 1.38) unde:

- $C_{GS}$  este capacitatea stratului de oxid ce izolează grila și variază puțin cu tensiunea  $v_{DS}$ ;
- $C_{GD}$  formată în urma acumulărilor de sarcină în zona P sub grilă și este dependentă de tensiunea  $v_{DS}$ .
- $C_{DS}$  capacitatea drenă sursă și este inclusă de obicei în calcule în capacitatea  $C_{GD}$ . Influența capacității

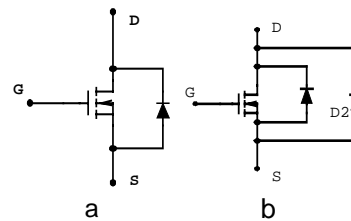


Fig.1.37. MOSFET cu (a) Diodă parazită (b) Diodă rapidă în paralel și dioda parazită.

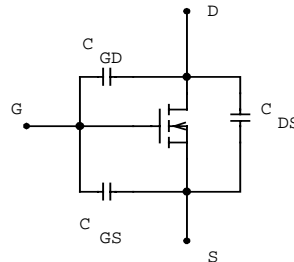


Fig.1.38. Capacitățile parazite ale MOSFET-ului

parazite în momentul comutației directe a MOSFET-ului este prezentată în continuare.

- capacitatea de intrare (ieșirea în scurtcircuit)  $C_{ISS}$  :

$$C_{ISS} = C_{GD} + C_{GS}$$

$$C_{ISS} \approx C_{GS} \quad (1.27)$$

- capacitatea de reacție grilă

- drenă  $C_{RSS}$ :

$$C_{RSS} = C_{GD} \quad (1.28)$$

- capacitatea de ieșire

(intrarea în scurtcircuit)  $C_{OSS}$ :

$$C_{OSS} = C_{GD} + C_{DS} \quad (1.29)$$

În Fig. 1.39 se prezintă modul

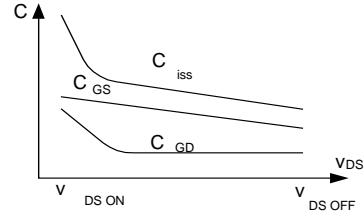


Fig. 1.39. Evoluția capacităților  $C_{ISS}$ ,  $C_{GS}$  și  $C_{GD}$  funcție de  $v_{DS}$ .

de variație al capacităților sus-menționate în funcție de tensiunea  $v_{DS}$ . Evoluția tensiunii  $v_{GS}$  în funcție de sarcina  $Q_G$  acumulată la comutația directă este ilustrată în Fig. 1.40. În această reprezentare, se disting trei zone și anume:

- în zona 0-1, MOSFET-ul este blocat, iar capacitatea de intrare  $C_{issOFF} \approx C_{GS}$  se încarcă sub tensiunea  $v_{DS}$ , având panta

$$\frac{1}{C_{issOFF}}$$

- în zona 1-2, tensiunea  $v_{DS}$  scade de la  $V_{CC}$  la  $v_{DSON}$ , iar tensiunea  $v_{GS}$  nu se modifică. Variația sarcinii contribuie la descărcarea capacităților  $C_{GD}$  și  $C_{DS}$

- în zona 2-3, capacitatea de intrare se încarcă până la intrarea în conducție directă a tranzistorului MOS; în aceste condiții capacitatea de intrare devine:

$$C_{issON} = C_{GS} + C_{GDON} \quad (1.30)$$

iar tensiunea  $v_{DS}$  scade până la valoarea: ( $v_{DSON} = R_{DSON}I$ ). Pentru un curent  $I$ , superior curentului  $I$ , caracteristica arată ca în varianta cu linie punctată, iar pentru o tensiune  $V'_{CC}$  superioară tensiunii  $V_{CC}$  caracteristica arată ca în varianta cu linie întreruptă.

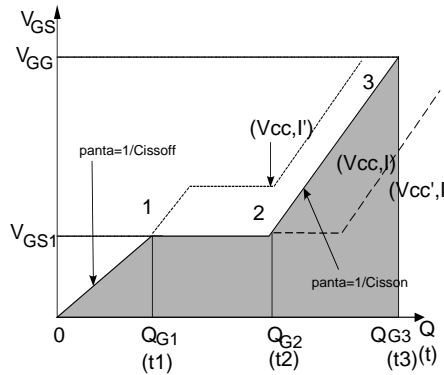


Fig. 1.40. Evoluția  $v_{GS}$  ( $Q_G$ ) la comutație directă.

### 1.4.3. Comutația directă a tranzistorului MOSFET

Se consideră circuitul din Fig. 1.41 și se presupune că valoarea curentului  $I$  este constantă pe durata unei perioade de comutație. Schemele echivalente ale circuitului și formele de undă corespunzătoare procesului de comutație directă sunt prezentate în Fig. 1.42, respectiv Fig. 1.43.

În primul interval de timp ( $0-t_1$ ), dacă este îndeplinită inegalitatea:  $0 < v_{GS} < V_{GSP}$ , capacitatea de intrare  $C_{iss}$  începe să se încarce prin  $R_G$ , iar tensiunea de comandă  $v_{GS}$  începe să crească de la 0 la valoarea determinată de  $V_{GG}$ . Expresiile tensiunii  $v_{GS}$  și curentului  $i_G$  sunt:

$$v_{GS} = V_{GG} \left( 1 - e^{-\frac{t}{R_G C_{GS}}} \right)$$

$$i_G = \frac{V_{GG}}{R_G} e^{-\frac{t}{R_G C_{GS}}} \quad (1.31)$$

În continuare, dacă  $V_{GSP} < v_{GS} < V_{GS1}$ , capacitatea  $C_{iss}$  continuă să se încarce, ajungând, la sfârșitul primului interval de timp când  $v_{GS}$  devine  $V_{GS1}$ , să aibă valoarea:  $C_{iss} = C_{issOFF} \approx C_{GS}$ .

Depășirea tensiunii de prag  $V_{GSP}$  determină o creștere rapidă a curentului  $i_D$ . Atât timp cât  $i_D < I$ , dioda  $D$  conduce, tranzistorul MOSFET va fi blocat, iar circuitul echivalent este cel din Fig. 1.43.a.

În momentul când  $t=t_1$ , curentul  $i_D$  atinge valoarea  $I$  și dioda se blochează. În aceste condiții tensiunea  $v_{GS}$  este:

$$v_{GS1} = V_{GG} \left( 1 - e^{-\frac{t_1}{R_G C_{GS}}} \right) \rightarrow$$

$$t_1 = R_G C_{GS} \ln \frac{V_{GG}}{V_{GG} - V_{GS1}} \quad (1.32)$$

Al doilea interval de timp începe la momentul  $t = t_1$ , când scăderea tensiunii  $v_{DS}$  determină descărcarea capacităților  $C_{GD}$  și  $C_{DS}$ . La momentul  $t=t_1$ , tensiunea  $v_{GS1}$  este constantă, iar curentul  $i_G$  este:

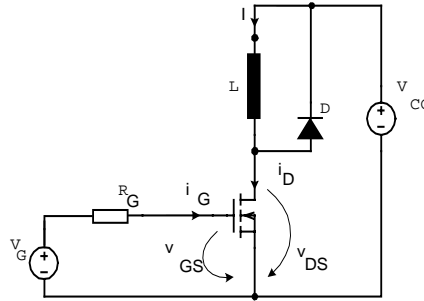


Fig.1.41. Circuit de comandă pentru analiza fenomenelor de comutație.



$$i_G = \frac{V_{GG} - V_{GS1}}{R_G} = \text{const} \rightarrow \quad (1.33)$$

$$i_G = -C_{GD} \frac{d(v_{DS} - v_{GS})}{dt}; i_G = -C_{rss} \frac{dv_{DS}}{dt}$$

Tensiunea  $v_{DS}$  descrește cu panta  $\frac{dv_{DS}}{dt}$ , circuitul echivalent este cel din Fig. 1.43.b. Sfârșitul celui de-al doilea interval de timp are loc la momentul  $t_2$ ; durata acestui interval fiind:

$$t_2 - t_1 = \frac{Q_{G2} - Q_{G1}}{i_G} \quad (1.34)$$

Momentul de timp  $t_2$  constituie începutul celui de-al treilea interval de timp în care MOSFET-ul intră în conducție. Din motive de securitate, pentru intrarea fermă în conducție a MOSFET-ului, tensiunea  $v_{GS}$  se crește până la valoarea  $V_{GG}$ . În aceste condiții, capacitatea de intrare  $C_{iss}$  continuă să se încarce, la sfârșitul intervalului atingând valoarea  $C_{issON}$ , iar tensiunea  $v_{GS}$

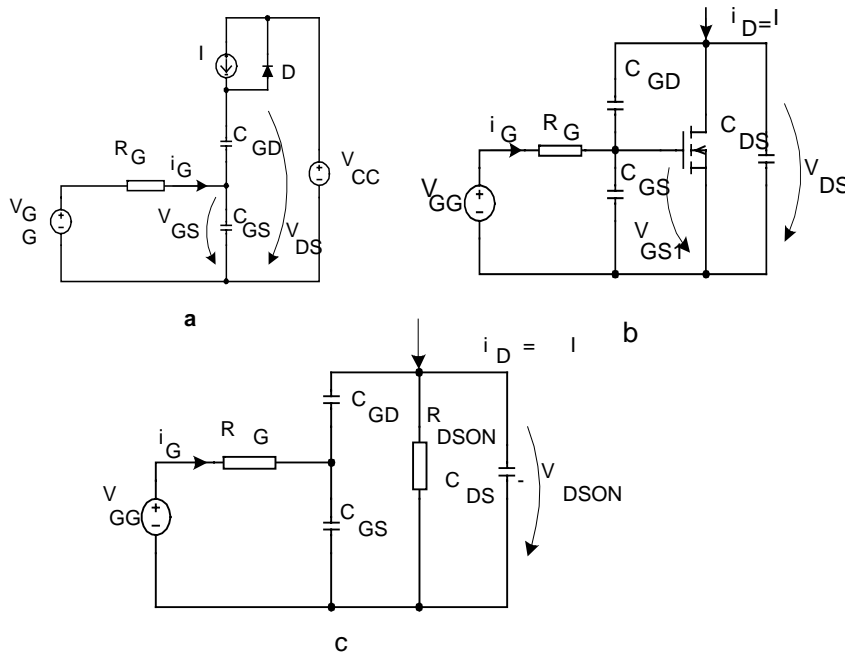


Fig.1.42. Schemele echivalente la comutația directă, a) intervalul 0-t1. b) intervalul t1-t2. c) intervalul t3-t4.

este:

$$v_{GS} = V_{GG} + (V_{GS1} - V_{GG}) e^{\frac{-t}{R_G C_{issON}}}$$

$$C_{iss} = \frac{Q_{G3} - Q_{G2}}{V_{GG} - V_{GS1}} = C_{issON} \quad (1.35)$$

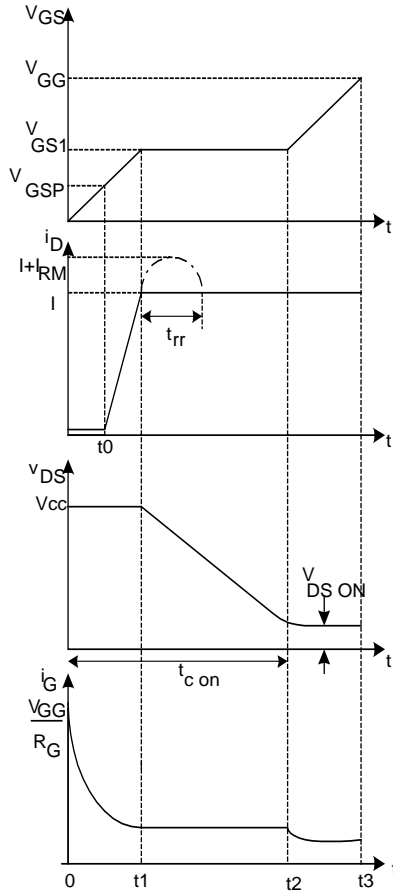


Fig.1.43. Formele de undă la comutația directă.

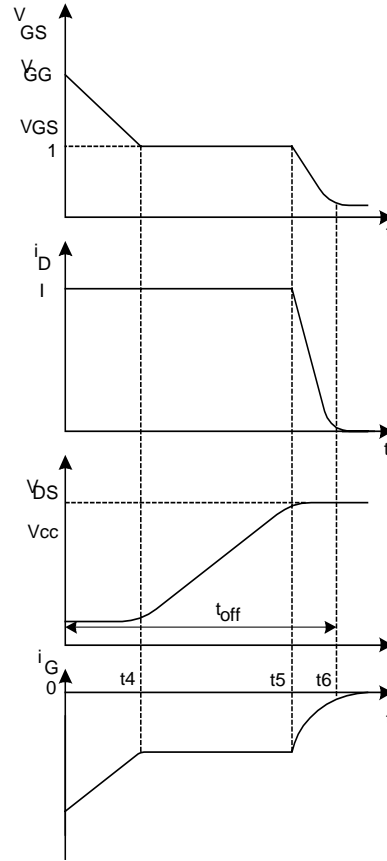


Fig.1.44. Formele de undă la comutația inversă.

și tensiunea  $v_{DS}$  devine  $V_{DSON}=R_{DSON}I$ , iar circuitul echivalent este cel din Fig.1.43.c.

#### 1.4.4. Comutația inversă a tranzistorului MOSFET

Pentru studiul comutației inverse, se folosește același circuit ca cel din Fig. 1.41. Formele de undă corespunzătoare comutației sunt prezentate în Fig. 1.44.

Inițierea comutației inverse se realizează prin scăderea tensiunii  $v_{GS}$  de la  $V_{GG}$  la zero. În prima etapă, se descarcă capacitatea de intrare prin rezistența  $R_G$ , curentul  $i_G$  fiind negativ. Această etapă durează până la momentul  $t_4$ .

A doua etapă începe de la  $t_4$  și se termină la timpul  $t_5$ ; în acest interval, tensiunea  $v_{DS}$  crește, dar curentul  $i_D$  rămâne egal cu  $I$  (dioda  $D$  fiind încă blocată).

A treia etapă începe de la  $t_5$  și se sfârșește la  $t_6$ , curentul  $i_D$  se anulează, iar dioda  $D$  devine polarizată direct și intră în conducție. La momentul  $t=t_6$ , tranzistorul este blocat, capacitatea de intrare continuă să se descarce până la anularea tensiunii  $v_{GS}$ . Capacitățile parazite au valori de ordinul a câtorva sute de pF, timpii de comutație ai MOSFET-ului sunt foarte reduși, iar frecvența de funcționare poate ajunge până la 10 MHz.

#### 1.4.5. Circuite de comandă a tranzistorului MOSFET

Comutarea unui MOSFET implică încărcarea, respectiv descărcarea capacității de intrare  $C_{iss}$ , capacitate ce este inclusă în cip. O tensiune pozitivă

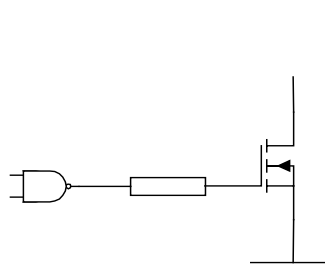


Fig.1.45. Circuit de comandă realizat cu CI CMOS.

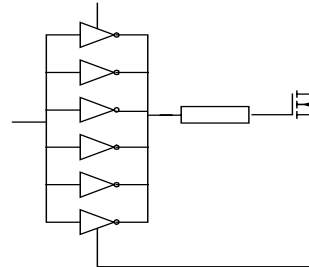


Fig.1.46. Circuit comandă MOSFET.

aplicată între poartă și sursă de până la 15V determină intrarea în conducție a MOSEFT-ului. Pentru micșorarea timpilor de comutație este necesar ca la comutația directă, cât și la cea inversă să se genereze impulsuri de curent, cu rolul de încărcare, respectiv, descărcare rapidă a capacității de intrare.

În Fig. 1.45, este prezentată cea mai simplă schemă de comandă a unui MOSEFT, realizată cu ajutorul unei porți logice. Pentru obținerea unor timpi de comutație mai mici, se utilizează un circuit de comandă implementat tot cu ajutorul unui CI CMOS, ca în Fig. 1.46.

Un alt circuit de comandă este prezentat în Fig. 1.47 și poartă denumirea push-pull. Dacă  $T_1$  este în conducție,  $T_2$  este blocat, curentul de colector al tranzistorului  $T_1$  determină încărcarea capacității de intrare a lui  $T_3$  și, implicit, comutația directă a acestuia. Pentru comutația inversă a MOSFET-ului se comandă  $T_2$ , tranzistorul  $T_1$  se blochează, iar curentul de colector a lui  $T_2$ , prin descărcarea capacității de intrare, va bloca pe  $T_3$ . Circuitul de comandă prezentat este fără izolare galvanică.

În Fig. 1.48 se prezintă o schemă de comandă a unui tranzistor MOSFET, folosind un transformator de impulsuri ce realizează izolarea galvanică între circuitul de forță și cel de comandă. Dacă tensiunea din secundarul transformatorului de impulsuri are semnul "+", la pinul notat cu "A" capacitatea de intrare a lui  $T_1$  se încarcă prin dioda parazită  $D$ , a lui  $T_2$ . Când tensiunea din secundar devine zero, capacitatea de intrare își continuă încărcarea cu ajutorul capacității  $C$  și, implicit, se realizează comutația directă a MOSFET-ului. Când pinul "B" devine pozitiv, tranzistorul  $T_2$  intră în conducție, polarizând invers poarta lui  $T_1$  și va determina descărcarea capacității de intrare și comutația inversă a MOSFET-ului  $T_1$ .

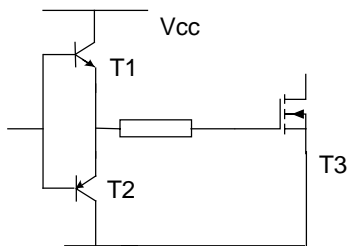


Fig.1.47. Circuit de comandă realizat cu tranzistoare în configurația push-pull.

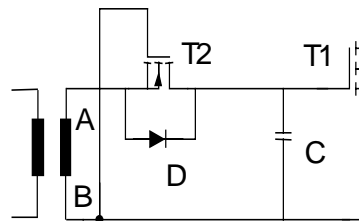


Fig.1.48. Circuit de comandă cu izolare galvanică.

### 1.5. Tranzistorul unijoncțiune (TUJ)

Tranzistoarele unijoncțiune au fost încă de la început utilizate cu rezultate foarte bune pentru construcția oscilatoarelor de relaxare, a

circuitelor de temporizare pentru comanda tiristoarelor și în alte aplicații care vor fi menționate în acest paragraf.

### 1.5.1. Proprietățile și caracteristicile TUJ-urilor în regim static

Fenomenele fizice care stau la baza funcționării tranzistoarelor unijoncțiune sunt dependente de structura folosită, de construcția și de tehnologia adoptată. În cele ce urmează, se va avea în vedere structura bară cu disc de ceramică din Fig. 1.50. Simbolul de reprezentare, tensiunile și curenții în tranzistorul unijoncțiune sunt arătate în Fig 1.49.

*Baza 1* este conectată la masă iar la *Baza 2* se aplică o tensiune pozitivă de polarizare  $v_{BB}$ , de valoare constantă. Pe emitor, se aplică o tensiune pozitivă în raport cu masa  $v_E$ , care se crește începând de la zero, trasându-se astfel caracteristica  $i_E = f(v_E)$ . Aspectul tipic al caracteristicii statice este reprezentat în Fig. 1.51.

La  $v_E = 0$ , în circuitul emitorului circulă un mic curent invers (punctul *A*). Când  $v_E$  crește,  $i_E$  descrește în valoare absolută până în punctul *B*, când se anulează. Folosind acum un generator de curent și crescând pe  $i_E$ ,  $v_E$  va crește de asemenea.

În punctul *P* (*punct de vârf*), tensiunea de emitor are o valoare maximă  $V_P$  denumită *tensiune de vârf*, iar curentul de emitor corespunzător este denumit *curent de vârf* ( $I_P$ ). Dacă se crește în continuare curentul de emitor, utilizându-se o sursă de curent, se constată o scădere a tensiunii de emitor până în punctul *V* (*punct de vale*) când  $v_E$  are un minim. Coordonatele punctului *V* sunt denumite *tensiune de vale* ( $V_V$ ), respectiv *curent de vale* ( $I_V$ ).

Pe caracteristica statică se remarcă trei regiuni cu particularități

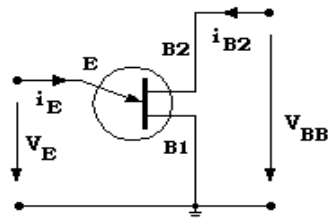


Fig. 1.49. Tensiunile și curenții TUJ-ului.

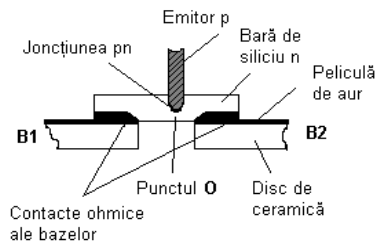


Fig. 1.50. Structura unui TUJ tip bară.

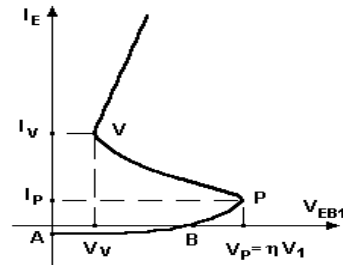


Fig. 1.51. Caracteristica statică  $I_E=f(u_e)$ .

deosebite: regiunea de blocare  $AP$ , regiunea de rezistență negativă  $PV$  și regiunea de saturație, situată la dreapta punctului  $V$ . Fenomenele fizice care au loc în interiorul barei de siliciu diferă de la o regiune la alta.

Considerăm un punct  $O$  din interiorul barei de siliciu, situat la nivelul emitorului. Dacă aplicăm o tensiune  $v_{BB}$ , între cele două baze în interiorul siliciului de tip **n**, se stabilește un câmp electric și atunci va circula un curent electric. Rezistențele barei cuprinse între punctul  $O$  și contactul bazelor se notează cu  $r_{B1}$  și  $r_{B2}$ , iar suma lor sau *rezistența interbază*, respectiv *raportul de divizare intrinsec* (în engleză: Stand-off ratio) sunt date mai jos:

$$r_{BB} = r_{B1} + r_{B2}; \quad \eta = \frac{r_{B1}}{r_{BB}} \quad (1.36)$$

În aceste condiții, tensiunea  $v_E$  între punctul  $O$  și contactul bazei 1 este ( $\eta v_{BB}$ ).

Se disting mai multe regimuri de funcționare:

- regimul de blocare (tăiere) apare atât timp cât  $v_E < (\eta v_{BB})$ . Astfel, joncțiunea **pn** este polarizată invers și în circuitul emitorului circulă curentul invers al joncțiunii, de valoare foarte mică. Pe măsură ce  $v_E$  crește,  $i_E$  scade în valoare absolută. În punctul  $B$ , tensiunea  $v_E = (\eta v_{BB})$  și cât timp  $v_E < (\eta v_{BB}) + V_D$ , prin joncțiunea **pn** vom avea un curent direct, crescător și de valoare relativ mică;

- regimul de rezistență negativă începe din punctul  $P$  în care  $v_E = (\eta v_{BB}) + V_D$ , iar curentul atinge valoarea  $I_P$ . Dacă creștem curentul peste valoarea  $I_P$ , o mare cantitate de goluri se injectează din emitor în bară. Sub acțiunea câmpului electric, golurile respective se deplasează spre contactul bazei 1, măbind conductivitatea sa între punctul  $O$  și baza 1 și, implicit, scăzând rezistența acestei porțiuni în raport cu valoarea din zona de blocare. Golurile se recombina cu un număr egal de electroni din circuitul exterior, la contactul bazei 1 pentru menținerea neutralității electrice a barei. Ca urmare a scăderii rezistenței barei între emitor și baza 1, scade și tensiunea  $v_E$  față de valoarea de vârf. Procesul descris, denumit *modulație de conductivitate*, continuă pe măsură ce curentul  $i_E$  crește și astfel apare regiunea de rezistență negativă, din Fig.1.51.

- regimul de saturație se instalează o dată cu creșterea curentului de emitor (peste 500mA), ca efect al scăderii mobilității purtătorilor de sarcină. Astfel, este compensată creșterea concentrației de purtători și conductivitatea va păstra o valoare relativ constantă. Panta drepte de pe caracteristică este cunoscută sub denumirea de *rezistență dinamică de saturație*. În această regiune, curentul  $i_{B2}$  devine neglijabil, iar caracteristica este asemănătoare cu cea a unei diode.

1.5.2. Scheme echivalente în regim static  
pentru modelarea unui TUJ

Pentru caracterizarea funcționării TUJ-ului în regim static, s-au propus mai multe scheme echivalente, la baza cărora stau fenomenele fizice și procesele menționate anterior. În general, se stabilesc scheme echivalente separate pentru cele trei regiuni de funcționare a TUJ-ului.

Schema echivalentă valabilă pentru zona de blocare (Fig. 1.52.a) cuprinde rezistențele ohmice ale porțiunilor barei situate între contactele bazelor și un punct  $O$  situat la nivelul emitorului (punct de injecție) și dioda corespunzătoare joncțiunii emitorului.

În zona de rezistență negativă, rezistența dintre punctul  $O$  și baza 1 se poate considera ca o sumă dintre o rezistență pozitivă  $r_S$  (rezistența de saturație) și o rezistență dinamică negativă  $r_N$ . Rezistența de saturație are o valoare independentă de  $i_E$ , pe când  $r_N$  variază când  $i_E$  crește. Atunci când concentrația de goluri ajunge la o valoare mare ( $10^6/\text{cm}^3$ ),  $r_N$  devine practic egală cu zero (punctul de vale). Urmează zona de saturație în care schema echivalentă ia forma din Fig. 1.52.b.

În zona de rezistență negativă, caracteristica statică este teoretic neliniară din cauza variației rezistenței  $r_N$  cu  $i_E$ . Practic, există o porțiune întinsă a caracteristicii, care poate fi considerată liniară, după care urmează zona profund neliniară din apropierea punctului  $V$ .

Un alt mod de a lua în considerare fenomenul de modulație a conductivității este montarea unui generator de curent în serie cu o rezistență, în paralel cu rezistența  $r_{B1}$ .

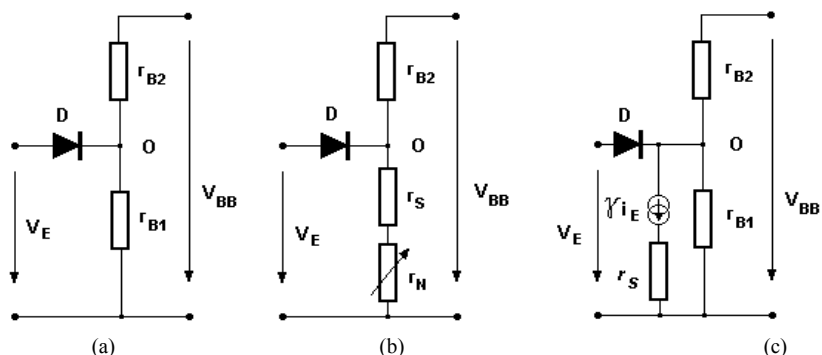


Fig. 1.52. Schemele echivalente respectiv pentru: (a)-zona de blocare; (b)-zona de rezistență negativă; (c)-ambele regimuri de funcționare.

Astfel, se ajunge la schema echivalentă din Fig. 1.52.c. Curentul dat de generator este considerat proporțional cu curentul de emitor ( $\gamma i_E$ ), iar  $r_s$  reprezintă rezistența ohmică între emitor și baza 1, care nu este influențată de modularea de conductivitate. Această schemă echivalentă este valabilă atât pentru zona de rezistență negativă, cât și pentru cea de saturație, cu alegerea convenabilă a coeficientului  $\gamma$ .

### 1.5.3. Oscilatoare de relaxare cu TUJ

Oscilatorul de relaxare este circuitul de bază în cele mai multe aplicații ale TUJ-ului. El este utilizat în circuite multivibratoare, circuite pentru comanda tiristoarelor etc. Schema de bază este prezentată în Fig. 1.53.

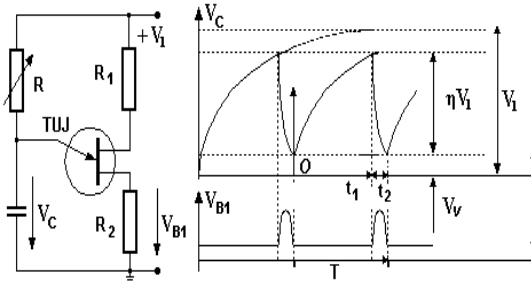


Fig. 1.53. Formele de undă asociate unui oscilator de relaxare cu TUJ.

Când se aplică tensiunea de alimentare

$V_1$ , condensatorul se încarcă exponențial prin rezistența  $R$ , până la valoarea de vârf  $V_p = \eta V_1$ . La această tensiune, jonctiunea  $EB_1$  este polarizată direct și rezistența dinamică devine negativă.

Prin descărcarea condensatorului prin  $EB_1$  pe rezistența  $R_2$ , va apărea un impuls pozitiv. Când tensiunea  $V_C$  scade la valoarea  $V_V$ , TUJ-ul trece în starea blocată. Condensatorul se va reîncărca și funcționarea se repetă. Pentru calculul perioadei de oscilație  $T$ , observăm că  $t_2 \ll t_1$ , deci vom considera  $T \approx t_1$ :

$$v_C(t) = V_\infty + (V_0 - V_\infty) e^{-\frac{t}{RC}} \quad (1.37)$$

$$V_0 = V_V ; V_\infty = V_1 \quad (1.38)$$

$$V_C(t_1) = \eta V_1 \quad (1.39)$$

Considerând și aproximația  $V_V \ll V_1$ , avem în continuare relațiile:

$$T = RC \ln \frac{V_\infty - V_0}{V_\infty - \eta V_1} ; T \approx RC \ln \frac{1}{1 - \eta} \quad (1.40)$$

Pentru proiectarea corectă a unui oscilator care să asigure condiția de oscilație, trebuie să fie îndeplinită fie condiția din graficul 1.54., în care



dreapta de sarcină intersectează caracteristica TUJ-ului în zona de rezistență negativă, fie condiția analitică:

$$tg\gamma_1 < tg\gamma < tg\gamma_2 ; \frac{I_P}{V_1(1-\eta)} < \frac{1}{R} < \frac{I_V}{V_1 - V_V} \quad (1.41)$$

Se observă, la oscilatorul din Fig. 1.53, că, pentru a modifica perioada de oscilație, trebuie să modificăm rezistența R, deci curentul de încărcare al condensatorului. O altă metodă ar putea modifica valoarea inițială  $V_0$ .

În Fig. 1.55, sunt prezentate câteva variante ale circuitului oscilator cu TUJ. Astfel, primul circuit din Fig. 1.55.a reglează perioada de oscilație prin intermediul unei tensiuni de comandă  $V_{com}$ , care stabilește valoarea inițială  $V_0$ , înaintea fiecărei noi încărcări prin rezistența R. Imediat după încărcarea instantanee de la începutul fiecărei perioade, dioda D va fi polarizată invers datorită potențialului în creștere pe emitorul TUJ-ului. Expresia perioadei de oscilație (1.40) va deveni:

$$\left. \begin{array}{l} V_0 = V_V \\ V_\infty = V_1 \end{array} \right\} T = RC \ln \frac{1 - \frac{V_{com}}{V_1}}{1 - \eta} \quad (1.42)$$

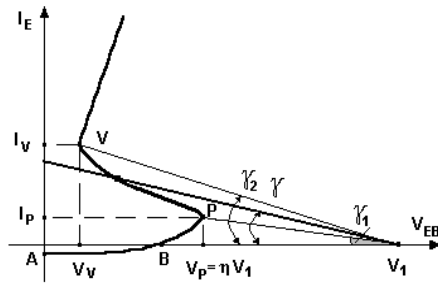


Fig. 1.54. Reprezentarea grafică a condiției de oscilație pentru un oscilator cu TUJ.

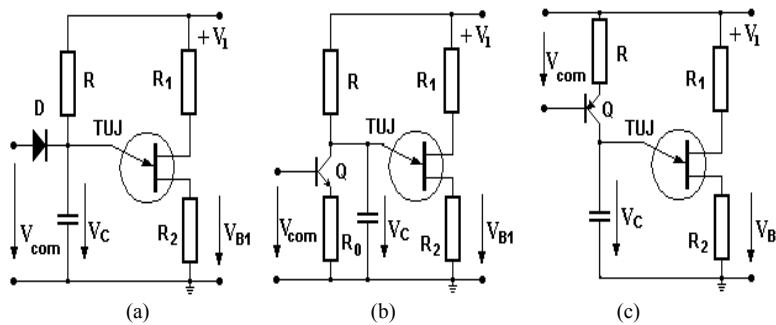


Fig. 1.55. Variante de oscilatoare cu TUJ, cu perioada reglabilă printr-o tensiune de comandă.

În Fig. 1.55.b, se prezintă o schemă cu control derivație al curentului de încărcare pentru condensator. În paralel cu condensatorul, avem o sursă de curent constant la nivelul colectorului tranzistorului Q.

Pentru simplificarea calculului pentru perioada de oscilație T, vom considera sursa de curent din colector ca fiind ideală, cu impedanță infinită și care conduce un curent constant:

$$i_Q = \frac{V_{com} - V_{BE}}{R} \quad (1.43)$$

După descărcarea condensatorului până la  $V_V$ , intră în conducție ca diodă joncțiunea  $J_{BC}$ , tranzistorul intrând în regim de saturație, iar condensatorul se va încărca instantaneu până la valoarea ( $V_0 = V_{com} - V_{BCsat}$ ). Constanta de încărcare rămâne RC, iar expresia din 1.40 va deveni:

$$\left. \begin{array}{l} V_0 \approx V_{com} \\ V_\infty = V_1 - \frac{R}{R_0}(V_{com} - V_{BE}) \end{array} \right\} \Rightarrow T = RC \ln \frac{R_0 V_1 - (R + R_0)V_{com} + R V_{BE}}{R_0 V_1 (1 - \eta) - R(V_{com} - V_{BE})} \quad (1.44)$$

În Fig. 1.55.c, se prezintă o schemă de comandă cu control serie al curentului de încărcare al condensatorului. Considerând colectorul tranzistorului ca o sursă ideală de curent, încărcarea condensatorului se va face liniar, rezultând expresiile:

$$\left. \begin{array}{l} v_c(t) = V_0 + \frac{1}{C} \int_0^t \frac{V_{com} - V_{BE}}{R_0} dt \\ V_0 = V_V; v_c(T) = \eta V_1 \end{array} \right\} T = \frac{R_0 C}{V_{com} - V_{BE}} (\eta V_1 - V_V) \quad (1.45)$$

## 1.6. Tranzistorul bipolar cu poartă izolată (IGBT)

### 1.6.1. Structura și funcționarea unui IGBT

IGBT-ul este un dispozitiv semiconductor ce are o structură multicelulară, fiecare celulă fiind realizată dintr-un tranzistor MOS ce comandă un tranzistor bipolar de putere. În Fig. 1.56, se prezintă o secțiune transversală pentru o celulă a IGBT-ului cu canal N (a), schema electrică (b), schema electrică simplificată (c) și simboluri (d). IGBT apare, la prima vedere, ca fiind identic cu un tranzistor MOSFET în varianta DMOS.

Noutatea pe care o introduce IGBT-ul o reprezintă utilizarea canalului de inversiune care se formează la interfața zonei P cu oxidul, în urma aplicării unei tensiuni pozitive pe poartă. În Fig. 1.56.b, se observă existența unui tranzistor  $T_2$ -(NPN), care se formează datorită dispunerii straturilor, și a unui tranzistor  $T_1$ -(PNP), care apare datorită succesiunii celor 3 zone de la colectorul C către emitorul E.

Tranzistoarele compuse  $T_1$ ,  $T_2$  formează un tiristor parazit, și care în caz de conducție determină funcționarea anormală a IGBT-ului. Pentru înlăturarea acestui neajuns, în fiecare celulă elementară  $P^+NPN^+$  se formează, în emitorul  $N^+$ , un șunt central prin intermediul căruia baza P este conectată direct la metalizarea emitorului printr-o rezistență  $R_b$ .

Șuntarea bazei P are ca efect micșorarea factorului de câștig în curent  $\alpha_{npn}$ . Introducerea prin difuzie a purtătorilor  $P^+$  în P, are drept scop reducerea rezistenței  $R_b$ , și a câștigului în curent  $\alpha_n$  a lui  $T_2$ . Aplicarea unei tensiuni  $V_{GE}$  între grilă și emitor, determină în MOSFET apariția canalului N, prin care se furnizează curent de bază pentru  $T_1$  și în consecință IGBT-ul intră în conducție. Dacă tensiunea  $V_{GE}$  este zero, canalul N va fi întrerupt,  $T_1$  se va bloca, determinând blocarea IGBT-ului.

Din cele menționate anterior putem trage concluzia că IGBT-ul este comandat la fel ca un MOSFET având toate avantajele acestuia, dar, datorită interdependenței celor două tranzistoare  $T_1$  și  $T_2$ , funcționarea sa este mai complicată. Pentru tensiuni  $V_{GE} < V_{GEP}$  (tensiunea de prag IGBT), absența stratului de inversiune face ca legătura între drenă și sursă să nu existe IGBT-ul fiind blocat.

Performanțele la blocare

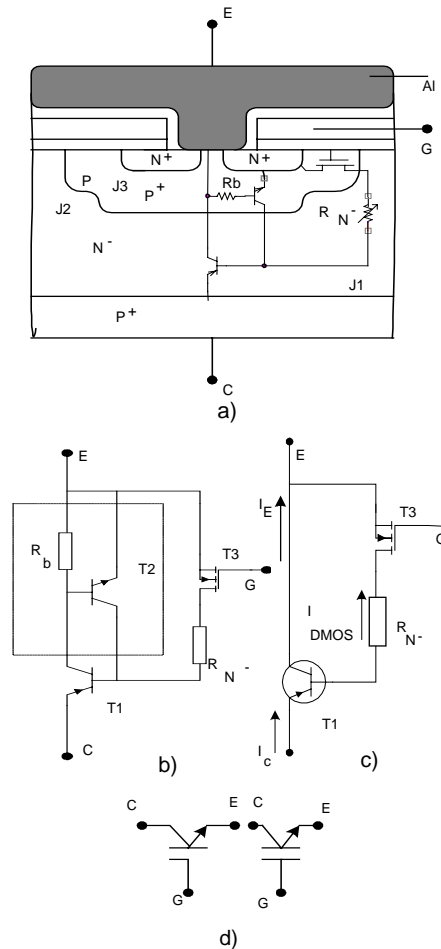


Fig. 1.56. a) structura IGBT cu canal n;  
b) schema electrică;  
c) schema electrică simplificată;  
d) simboluri.

ale IGBT-ului sunt date de caracteristicile stratului N<sup>-</sup>, adică de grosimea lui și de concentrația de impurități.

Pentru v<sub>CE</sub> mai mari ca zero, trebuie să se evite străpungerea joncțiunilor J<sub>2</sub>, J<sub>3</sub> din zona P, fapt ce impune ca lungimea canalului să fie minimă și este condiționată de distribuția impurităților P.

Apariția stratului de inversiune și implicit conducția dispozitivului are loc în momentul în care v<sub>GE</sub> > V<sub>GEP</sub>.

Rezistența, în starea de conducție a IGBT-ului, este mult mai mică decât a unui DMOS ce are aceeași suprafață de cristal și aceeași tensiune de blocare. Scăderea rezistenței este determinată de efectul de modulație al conductibilității zonei N<sup>-</sup>, efect datorat injecției purtătorilor minoritari din substratul P<sup>+</sup> în substratul N<sup>-</sup>. Consecința imediată a acestui deziderat, o prezintă funcționarea IGBT-ului la densități de curent mult mai ridicate (de exemplu, dacă densitatea de curent pentru un IGBT poate depăși 200A/cm<sup>2</sup>, pentru un MOSFET cu aceleași dimensiuni aceasta nu depășește 10A/cm<sup>2</sup>).

Ținând cont de Fig. 1.56.c, tensiunea de saturație colector-emitor V<sub>CES</sub> este:

$$V_{CES} = V_{BE} + I_{DMOS} (R_C + R_{N^-}) \quad (1.46)$$

unde:

- I<sub>DMOS</sub> - curentul de drenă al tranzistorului T3;
- R<sub>N<sup>-</sup></sub> - rezistența stratului N<sup>-</sup> modulat în conducție;
- R<sub>C</sub> - rezistența canalului MOSFET-ului.

Tensiunea V<sub>CES</sub> este mai ridicată ca valoare decât tensiunea de saturație a unui tranzistor bipolar, dar inferioară celei a unui MOSFET.

Curentul IGBT-ului este dat de relația:

$$I_C = I_{DMOS} + I_E$$

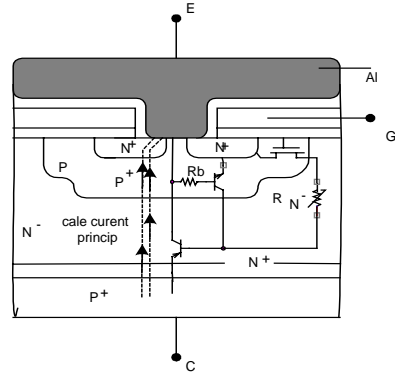


Fig.1.57. Structura IGBT-ului asimetric.

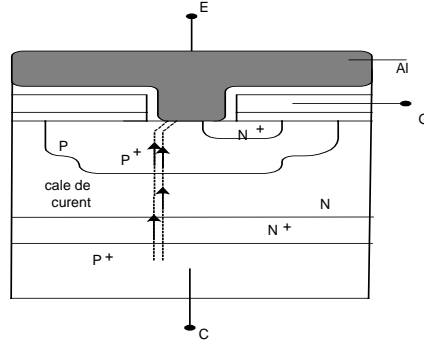


Fig.1.58. Structura îmbunătățită a unui IGBT.

$$I_{DMOS} = \frac{I_E}{h_{FET1}} \quad (1.47)$$

$h_{FET1}$  – reprezintă câștigul în curent al tranzistorului  $T_1$ . Combinând cele două relații de mai sus, se deduce expresia curentului  $I_C$ :

$$\begin{aligned} I_C &= I_{DMOS} + h_{FET1} I_{DMOS} \\ I_C &= I_{DMOS}(h_{FET1} + 1) \end{aligned} \quad (1.48)$$

La IGBT-urile moderne, se creează o cale preferențială, astfel încât cea mai mare parte a curentului  $I_C$  trece prin MOSFET.

Reducerea tensiunii  $V_{CES}$  se realizează prin scăderea curentului  $I_{DMOS}$ , deci prin creșterea lui  $h_{FET1}$ , dar atunci crește și posibilitatea de "zăvorâre" a tranzistorului parazit  $T_2$ .

Caracteristicile IGBT-ului pot fi îmbunătățite dacă se adaugă un strat tampon  $N^+$  între stratul  $P^+$  și zona de drenă  $N^-$ .

În Fig. 1.57, este prezentată structura unui IGBT ce conține stratul tampon  $N^+$ , acesta fiind cunoscut în literatura de specialitate ca IGBT asimetric. Stratul  $N^+$  este subțire (aproximativ 10  $\mu m$ ), el determinând scăderea câștigului în curent  $h_{FET1}$ , astfel tensiunea  $V_{CES}$  va crește, dar, în schimb, se evită posibilitatea de "zăvorâre", iar viteza de comutație la deschidere se reduce. Caracteristica de transfer și regimul dinamic la comutație sunt identice cu cele ale unui MOSFET.

### 1.6.2. Fenomenul de zăvorâre

Dacă tensiunea  $v_{GE} > V_{GEP}$ , stratul  $N^-$ , este bombardată de electroni emiși de emitor și goluri emise de colector, și în consecință, rezistivitatea acestei zone scade foarte mult. Traiectoriile acestor goluri, sunt direcționate în mare parte spre metalizarea emitorului, dar, o parte din ele ajung în zona stratului de inversiune. Aceste goluri dau naștere unui curent, iar cele ce străbat zona de inversiune vor favoriza circulația curent prin rezistența  $R_b$ .

Dacă curentul de colector  $I_C$  depășește o anumită valoare  $I_{CM}$ , atunci curentul de goluri ce străbate rezistența  $R_b$ , devine important și facilitează intrarea în conducție a tranzistorului  $T_2$ , implicit și a ansamblului  $T_1$ - $T_2$ , care formează un tiristor parazit. În acest caz, apare o "zăvorâre", în sensul că IGBT-ul intră într-o stare de conducție în care tensiunea  $v_{GE}$  devine inoperabilă, blocarea IGBT-ului realizându-se prin comutație forțată a curentului, ca la unui tiristor convențional. Dacă dispozitivul rămâne mult timp în această stare el se distruge prin efect termic.

Pentru eliminarea acestui neajuns există mai multe posibilități, amintind printre acestea următoarele :

1) modificarea rezistenței  $R_b$  (micșorare) prin modificarea geometriei stratului, realizată prin:

- dopajul puternic al zonei  $P^+$ ;
- alungirea și îngustarea zona  $P$ ;
- micșorarea distanțelor dintre celule.

2) mărirea curentului  $I_{CM}$ , fapt ce se poate realiza prin crearea unor căi preferențiale pentru curentul de goluri, sau chiar eliminarea unei regiuni  $N^+$  din emitor ca în Fig. 1.58.

### 1.6.3. Comanda IGBT-ului

IGBT- ul este un dispozitiv semiconductor care lucrează la tensiuni și curenți de valoare destul de ridicată (400A/1200V), iar în domeniul frecvențelor mergând până la 70 kHz. Dispozitivul lucrează în regim de conducție directă atât timp cât există o tensiune  $v_{GE}$  cuprinsă între +5V și +15V. Întreruperea curentului de colector, adică blocarea dispozitivului, se realizează prin aducerea la zero a tensiunii de polarizare a porții  $v_{GE}$ .

În regim permanent de conducție, IGBT-ul nu necesită un curent de poartă ridicat, deoarece acesta este comandat în tensiune, dar, având în vedere că IGBT-ul are în componența sa un MOSFET ce prezintă capacități parazite, este indicat ca, la comutația directă, respectiv inversă, să existe prin poartă impulsuri de curent de scurtă durată care să încarce, respectiv să descarce aceste capacități așa cum se arată în Fig. 1.59.

În Fig. 1.60, se prezintă o schemă de comandă a unui IGBT. Intrarea în conducție a lui  $T_1$  și blocarea lui  $T_2$  determină apariția unei

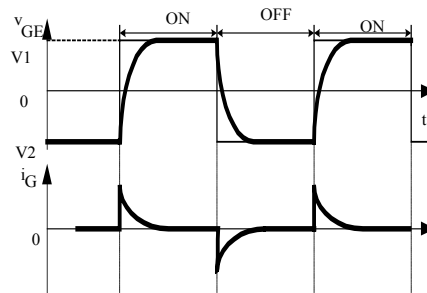


Fig.1.59. Tensiunea  $v_{GE}(t)$  și curentul  $i_G(t)$ .

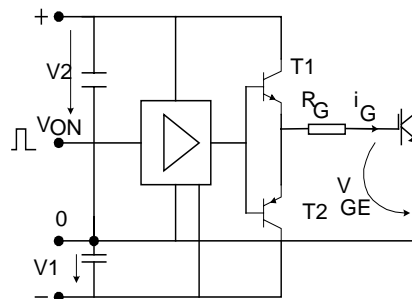


Fig.1.60. Schemă de comandă realizată cu componente discrete.

tensiuni  $V_{GE}$  pozitive și intrarea în conducție a IGBT-ului. Rezistența  $R_G$  limitează amplitudinea impulsurilor de curent pe poartă atât la conducție, cât și la blocare.

Marele avantaj pe care îl are IGBT-ul față de MOSFET este acela că poate realiza un control asupra dispozitivului cu ajutorul unei tensiuni negative poartă–emitor ( $V_{GE} < 0$ ). Astfel, la intrarea în conducție a lui  $T_2$  și blocarea lui  $T_1$ , tensiunea  $V_2$  cu polaritatea din Fig.1.60 se aplică între poartă și emitorul tranzistorului, forțându-l să comute invers.

Pentru obținerea unui randament mărit, se preferă comanda IGBT-ului pe poartă doar cu impulsuri pozitive (renunțându-se la impulsurile negative). În momentul în care  $V_{GE}$  atinge valoarea 0, controlul pe poartă dispare. Descărcarea capacității interne se realizează prin interconectarea porții și emitorului dispozitivului IGBT prin intermediul unui MOSFET comandat de CI TSC429, ca în Fig. 1.61.

În Fig. 1.62, se prezintă schema funcțională a CI TSC 429. Circuitul poate furniza semnale de până la 6A (valoare de vârf). Printre avantajele ce le oferă acest circuit integrat, amintim:

- energia disipată pe el este foarte mică și nu are nevoie de radiator;
- este ușor de utilizat în comandă, deoarece orice intrare are nivel logic cuprins între 2,4V și valoarea tensiunii de alimentare a CI;
- capsula integratului rezistă la factorii exteriori (umiditate, praf etc.).

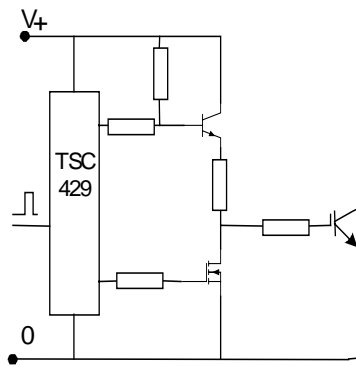


Fig.1.61. Schemă de comandă cu CI TSC 429.

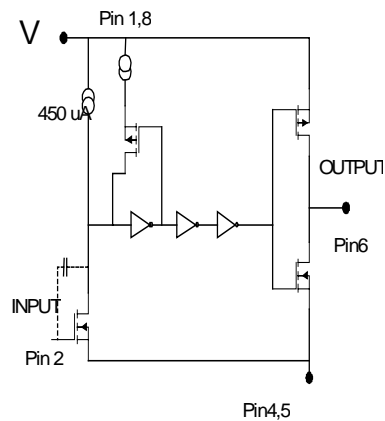


Fig.1.62. Schema internă a CI TSC 429.

### 1.7. Dispozitive semiconductoare de putere „Smartpower”. Module de putere inteligente (IPM) și integrarea funcțională

Dispozitivele de putere trebuie să fie capabile să funcționeze la curenți importanți (de la câțiva amperi până la câteva sute de amperi) și la tensiuni mari (de la 100V până la 2000V). Din acest motiv, arhitectura lor integrată se diferențiază de circuitele integrate clasice, deoarece au structuri cu conducție exclusiv verticală, în care curentul circulă vertical, între cele două fețe ale cip-ului.

Dacă evoluția circuitelor integrate clasice a solicitat tehnologii de gravură a plachetelor de siliciu și de realizare a geometriilor din ce în ce mai fine, tehnologia componentelor de putere a evoluat, prin progresele realizate, în direcția unui mai bun control al proprietăților de volum ale siliciului, cum ar fi stăpânirea difuziilor profunde ale dimensiunilor zonelor crescute epitaxial, ale periferiilor de înaltă tensiune și al controlului în profunzime al duratei de viață a purtătorilor.

Apariția tranzistoarelor VDMOS de putere a dus la o evoluție rapidă a tehnologiilor dispozitivelor de putere. Ameliorarea performanțelor privind timpii de comutație, căderea de tensiune la conducție, aria de funcționare sigură etc. au necesitat realizarea unor geometrii din ce în ce mai fine, fiind utilizate în acest scop cele mai recente tehnologii de gravură. Aceasta a permis ca, în apropierea arhitecturii de putere, să se poată integra circuite logice și/sau analogice de comandă, de protecție și diagnostic, care au condus la apariția componentelor de putere „inteligente”, în integrare monolitică, cunoscute sub denumirea de „smartpower”.

Adjectivul „inteligent” trebuie considerat în sensul din limba engleză, și anume dispozitiv care are posibilitatea „de a prelucra o anumită informație”,

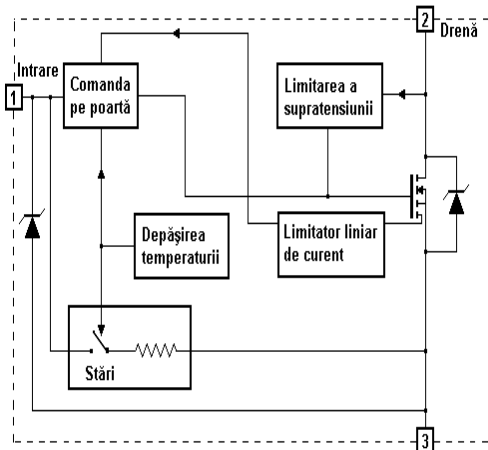


Fig. 1.63. Capsula (TO 218) a unui dispozitiv „smartpower” de tip MOSFET SGS Thomson și blocurile sale funcționale.



în acest caz cu referire la informațiile despre o stare de conducție sau una critică, periculoasă etc.

Un prim exemplu de dispozitiv “smartpower” este prezentat în Fig. 1.63. Acesta este un tranzistor MOSFET de putere SGS Thomson (în capsulă TO 218 cu 3 ieșiri) de 42V, 12mΩ, în care sunt integrate comanda corespunzătoare pe poartă, protecțiile și posibilitatea de a furniza prin intermediul conexiunii de poartă, o informație (diagnostic) asupra stării circuitului de putere.

Un alt exemplu, în care dispozitivul de putere propriu-zis este un IGBT, realizat de firma MITSUBISHI, este prezentat în Fig. 1.64.

Sunt prezente aceleași funcții de protecție și diagnostic, în plus fiind sesizată

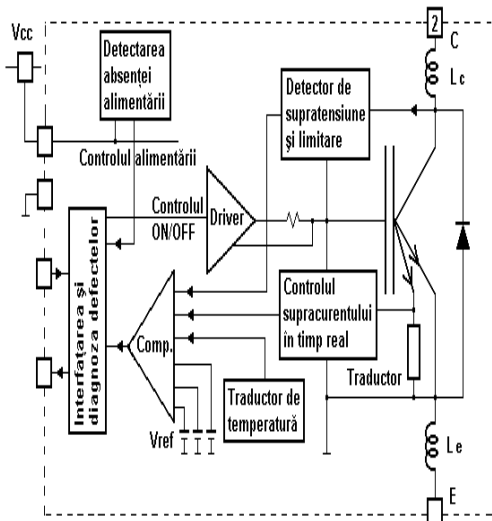
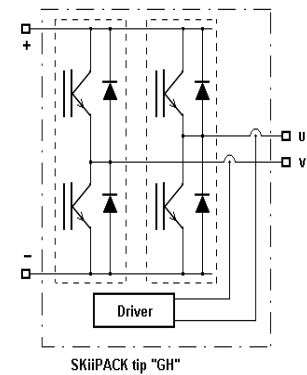
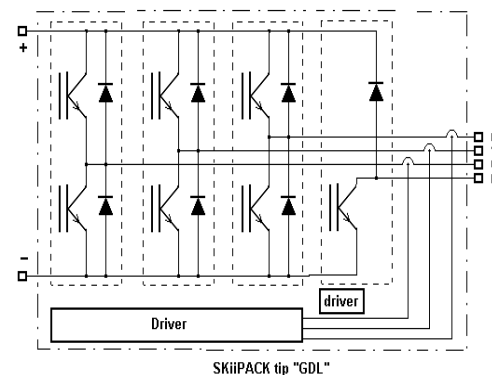


Fig.1.64. Diagrama internă a unui IGBT de tip “smartpower”, produs de firma Mitsubishi.



(a)



(b)

Fig. 1.65. Diagramele cu dispozitivele de putere și circuitele de comandă pentru modulele de tip SKiiPACK “GH” – (a), respectiv SKiiPACK “GDL” – (b), ale producătorului SEMIKRON.

și absența tensiunii de alimentare. Semnalizarea defectelor este realizată printr-o ieșire specială.

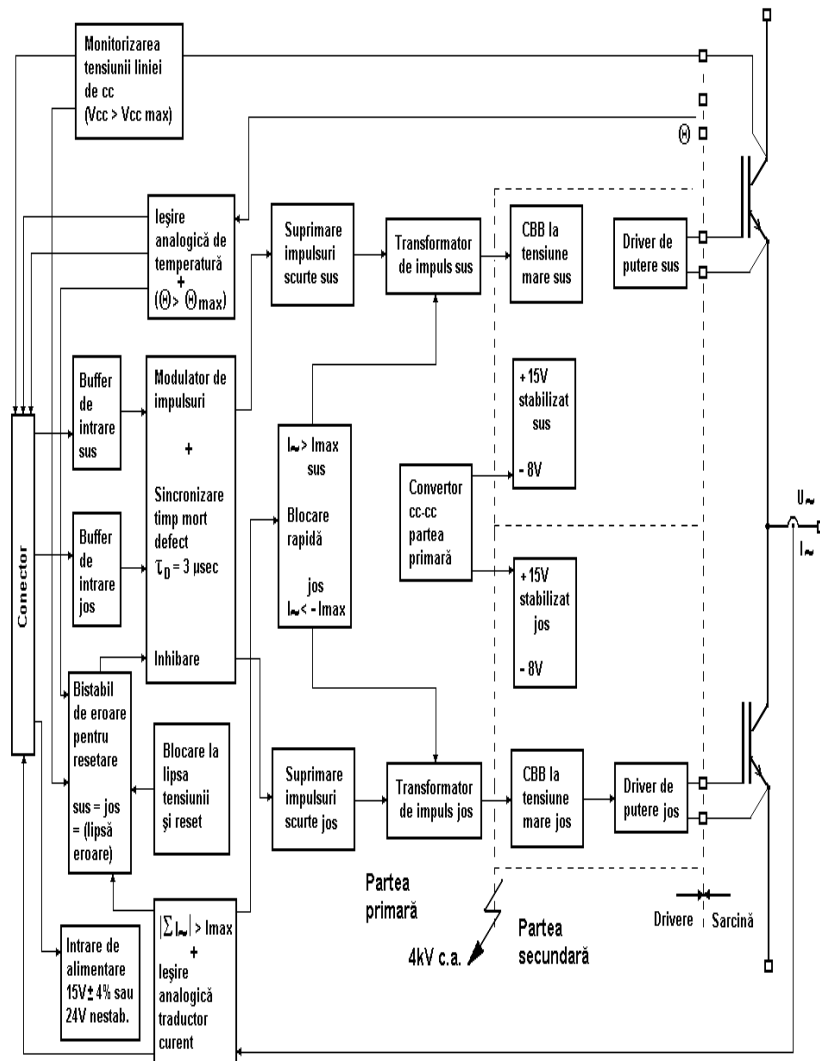


Fig. 1.66. Diagrama cu blocurile componente ale unui driver de tip SKiiPACK - semipunte.

Pe măsură ce procesele tehnologice privind integrarea în domeniul electronicii de putere au început să fie din ce în ce mai bine controlate, s-a putut trece la realizarea de module de putere inteligente (Intelligent Power Modules - IPMs), care conțin mai multe dispozitive de putere împreună cu

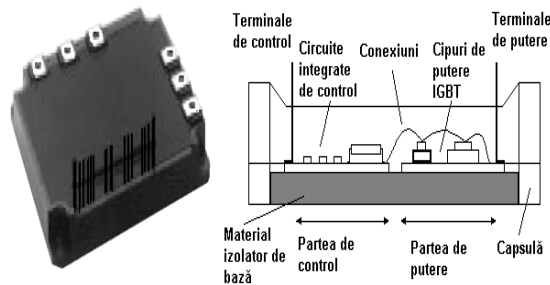


Fig. 1.67. Presentarea capsulei exterioare și diagrama în secțiune a modului Mitsubishi (PM200CSA060). Se observă terminalele exterioare pentru comandă și pentru liniile de putere.

circuitele aferente de comandă, protecție și diagnoză a funcționării. În prezent, aceste dispozitive sunt realizate pentru puteri relativ reduse, fie pe un singur cip, în cazul modulelor mai puțin complexe, fie pe mai multe cipuri, ca o versiune pentru electronica de putere a tehnologiei hibride. Aceste module sunt deja prezente în cataloagele producătorilor de dispozitive de putere.

Pentru exemplificare, vom prezenta două astfel de module echipate cu IGBT și diode antiparalele, împreună cu circuitele de comandă și de protecție aferente. Astfel, circuitul din Fig. 1.65.a este o punte monofazată, iar în Fig. 1.65.b se prezintă o punte trifazată împreună cu o ramură folosită la frânare. Modulele furnizează în exterior, sub formă de semnale analogice normalizate, valorile curentului

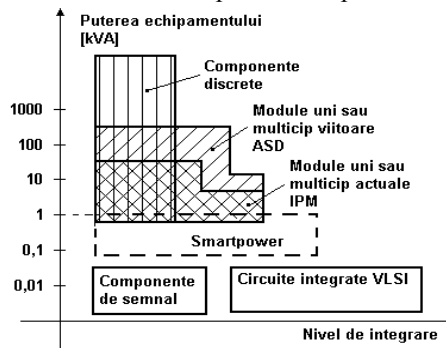


Fig. 1.68. Limitele de integrare pentru modulele integrate de putere.

alternativ, temperaturii radiatorului și tensiunii de pe linia de curent continuu, pentru a fi transmise altor bucle de reglare.

Schema bloc a driver-ului unei ramuri este dată în Fig. 1.66. Se constată posibilitățile deosebite oferite de schemă, precum și de flexibilitatea asigurată în conceperea diverselor scheme.

Următoarea treaptă (cea actuală) în tehnologia de integrare din electronica de putere o constituie integrarea funcțională, în care, în tehnologie

uni sau multicip se realizează partea de forță și partea de comandă destinate numai unei anumite aplicații și se prezintă utilizatorului sub formă complet încapsulată. Această capsulă are doar pinii semnalelor de comandă și intrările de putere ca în Fig. 1.67. Aceste produse se numesc “ASD” (Application Specific Discret).

Atunci când constrângerile de izolare galvanică sunt mult prea severe pentru a fi asigurate prin procedee de izolare utilizate în microelectronică, se recurge la o separare materială între componentele de putere și partea de prelucrare a semnalului. Legăturile între ele se pot face pe cale optică și este astfel convenabil să se integreze cu componenta de putere funcțiile de detecție, de validare și de amplificare ale comenzii. Pentru creșterea fiabilității, este util să se grefeze, pe componentele de putere, și funcțiile de protecție, pentru obținerea de dispozitive întrerupătoare autoprotejate. Majoritatea acestor funcții pot fi realizate prin componente MOS plasate pe suprafața dispozitivului de putere.

Integrarea funcțională urmărește realizarea unor sisteme în electronica de putere cu performanțe cât mai ridicate și o fiabilitate cât mai mare. În acest scop, s-a urmărit minimizarea pierderilor în dispozitivele de putere într-o aplicație dată, minimizând, în primul rând, rezistența la conducție. Creșterea fiabilității s-a obținut prin reducerea solicitărilor termice ale comutatoarelor la frecvențe ridicate (peste 500 kHz la sursele în comutație și peste 1 kHz la invertoarele MID).

Cele mai noi produse ASD au fost realizate pentru tracțiunea electrică. S-au obținut reduceri ale dimensiunilor de până la 1/3 din modulul anterior, cu performanțe superioare și cu o creștere rezonabilă a prețului de cost.

În Fig. 1.68, sunt prezentate limitele de integrare actuale și în perspectivă pentru electronica de putere. Dacă, în prezent, modulele IPM sunt disponibile pentru puteri atingând 50 kVA, în viitorul apropiat modulele ASD vor fi disponibile la puteri de peste 500 KVA. Pentru puteri mai mari, singura soluție previzibilă pe termen scurt rămâne utilizarea componentelor discrete.