

## 1.7 TRANZISTORUL MOSFET DE PUTERE.

Din multitudinea tranzistoarelor utilizând tehnologia *MOS* (metal-oxid-semiconductor) și efectul de câmp (*FET*), în electronica de putere se utilizează cele cu canal indus. Față de semiconductoarele de putere prezentate anterior tranzistorul MOSFET cu canal indus se caracterizează prin două diferențe esențiale:

- crearea canalului de conducție prin câmp electric, deci printr-o comandă în tensiune de putere redusă;
- asigurarea conducției în canal prin purtători de tip minoritar.

Exemplificarea acestor diferențe este prezentată prin structura simplificată din fig.1.75. Structura este formată din corpul  $p$ , cu o dopare de  $10^{17}/\text{cm}^3$ , în care se realizează două incluziuni  $n_1^+$  și  $n_2^+$ , înalt dopate,  $10^{19}/\text{cm}^3$ , numite dren ( $D$ ) și sursă ( $S$ ). Al treilea electrod, poarta  $G$ , este conectat la

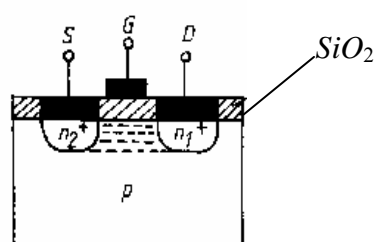


Fig.1.75 Principiu de realizare a unui MOSFET cu canal indus n.

corpul  $p$  printr-un strat izolant de oxid de siliciu ( $\text{SiO}_2$ ). Dacă se polarizează pozitiv poarta  $G$  în raport cu sursa  $S$ , în corpul  $p$  se creează un câmp electric pozitiv, care va atrage în zona porții purtători minoritari din  $p$ , electronii. Densitatea de purtători atrași va depinde evident de intensitatea câmpului electric creat. Sarcina realizată în acest mod formează așa numitul canal "n" indus. Dacă, în continuare, se polarizează pozitiv drenul  $D$  în raport cu sursa  $S$ , electronii din

stratul  $n_2^+$  vor fi împinși din stratul  $n_2^+$  și atrași de stratul  $n_1^+$ , formând un curent electric, care se închide prin canalul realizat în corp. Densitatea electronilor din canalul indus, fiind controlată de intensitatea câmpului electric produs de poartă, determină conductivitatea canalului, deci intensitatea curentului electric care se închide, în sens tehnic, de la dren la sursă. Având în vedere cele prezentate mai sus rezultă deosebirile funcționale:

- cădere mai mare de tensiune dren-sursă, ca urmare a densității reduse a purtătorilor de sarcină din canal;
- un timp de ieșire din conducție,  $t_{OFF}$ , redus;
- comanda pe poartă în tensiune.

### 1.7.1 STRUCTURĂ. POLARIZARE

O structură reală a unui *MOSFET* de putere cu canal indus n este prezentată în fig. 1.76. Față de structura de principiu din fig.1.75, apar unele diferențe:

- prezența stratului sărac,  $n^-$ , cu o dopare de  $10^{14} - 10^{15}/\text{cm}^3$ ;
- realizarea întrepesută a ansamblului corp-sursă, respectiv poartă-sursă, în scopul asigurării unei cât mai bune pătrunderi a câmpului electric în corp;
- realizarea de structuri de felul celei din fig.1.76, cu secțiune transversală redusă și conectarea, în același cip și pentru curenți mari, a mai multor asemenea structuri în paralel, prin intermediul metalizărilor.

Structura de tip cu canal indus "p", care se realizează mai rar, are aceeași construcție, fiind inversate doar tipurile straturilor, structura între dren și sursă fiind  $p_1^+ p^-$ ,  $n$ ,  $p_2^+$ .

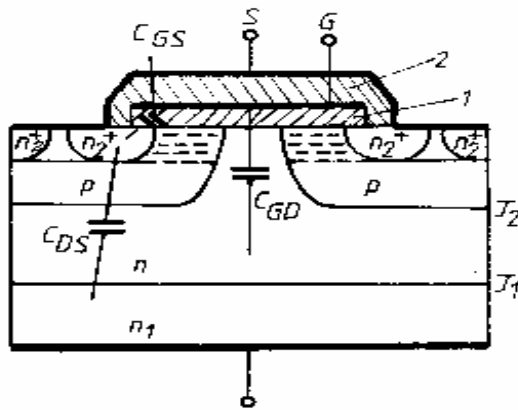


Fig.1.76 Structura unui MOSFET cu canal  $n$  indus.

Structura complicată a tranzistorului *MOSFET* de putere introduce o serie de efecte parazite. Cele mai notabile sunt capacitățile parazite din joncțiuni, fig.1.76 :

- capacitatea dren-sursă,  $C_{DS}$ ;
- capacitatea poartă-sursă,  $C_{GS}$ ;
- capacitatea poartă-dren  $C_{GD}$ .

De asemenea ansamblu  $n^- p n_2^+$  formează un tranzistor bipolar pnp parazit, iar  $pn^-$  o diodă parazită, care au influențe în regimurile de funcționare ale tranzistorului. În fig.1.77 sunt prezentate simbolurile uzuale pentru tranzistor cu canal  $n$  și cu canal  $p$ .

Polarizarea directă a tranzistorului înseamnă, pentru tranzistorul cu canal  $n$ , polaritatea plus pe dren. Joncțiunea polarizată invers este  $J_1$ ,  $n^- p$ , tensiunea depinzând de grosimea stratului  $n^-$ . Se realizează în mod obișnuit tranzistoare cu tensiuni până la 1000V. Polarizarea inversă, minus pe dren, va fi susținută de joncțiunea  $J_2$ ,  $n_2^+ p$ , fiind de ordinul a 10 ... 20V. Concluzia constă în aceea că tranzistorul *MOSFET* poate lucra numai cu alimentare în c.c. și polarizare directă. Tranzistoarele cu canal  $p$  au o funcționare identică, polarizările fiind de sens opus în raport cu cele de la tranzistorul cu canal  $n$ .

## 1.7.2 CARACTERISTICA STATICĂ.

Se consideră tranzistorul cu canal  $n$  indus din fig. 1.78. Caracteristicile statice, fig.1.79, se analizează împreună cu caracteristica de transfer, fig. 1.80. La nivelul caracteristicii de transfer se constată că pentru

$$V_{GS} < V_{GSP} \quad (1.100)$$

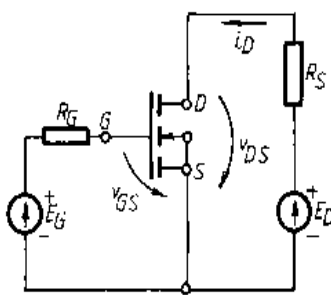


Fig.1.78 Schema de funcționare.

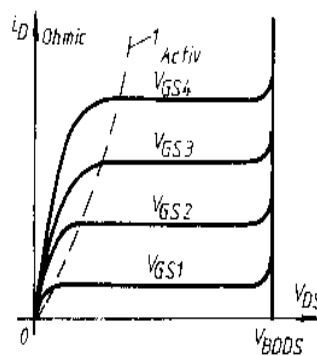


Fig.1.79 Caracteristica statică.

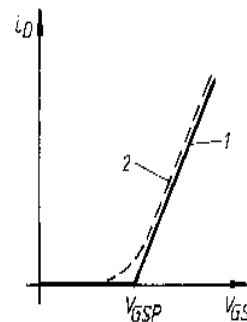


Fig.1.80 Caracteristica de transfer.

unde  $V_{GSP}$  se numește tensiune de prag, curentul de dren,  $i_D$ , este nul. Peste această valoare  $i_D$  este practic proporțional cu tensiunea poartă-sursă. În fig.1.80 caracteristica reală este prezentată cu linie întreruptă (2), iar cea idealizată cu linie plină (1). Tensiunea  $V_{GSP}$  este de ordinul volților.

Familia de caracteristici statice este concretizată prin mai multe zone:

- Dreapta  $V_{BDDS}$ , limitând tensiunea maximă admisă în sens direct. Depășirea acestei tensiuni produce creșterea curentului  $i_D$  și distrugerea, prin multiplicarea în avalanșă a purtătorilor de sarcină, a joncțiunii dren-corp. Fenomenul este asemănător primei străpungeri de la tranzistorul bipolar.
- Zona activă, caracterizată prin curenți de dren constanți și tensiuni dren-sursă variabile. Curentul de dren este puternic dependent de tensiunea poartă-sursă. În fig.1.79 tensiunile poartă-sursă sunt în raportul

$$V_{GS4} > V_{GS3} > V_{GS2} > V_{GS1} > V_{GSP} \quad (1.101)$$

De asemenea în această zonă sunt valabile relațiile pentru tensiunea dren-sursă

$$v_{DS} > v_{GS} - V_{GSP} , \quad (1.102)$$

iar pentru curentul de dren

$$i_D = k [V_{GS} - V_{GSP}]^2 , \quad (1.103)$$

unde  $k$  este o constantă a tranzistorului.

- Zona ohmică, caracterizată prin tensiuni dren-sursă mici, unde există relația

$$v_{DS} < v_{GS} - V_{GSP} . \quad (1.104)$$

În această zonă curentul de dren este dat de

$$i_D = k v_{DS}^2 . \quad (1.105)$$

Separația dintre cele două zone, dreapta 1, este caracterizată prin

$$v_{DS} = v_{GS} - V_{GSP} . \quad (1.106)$$

Din punct de vedere al electronicii de putere, unde tranzistorul este utilizat în regim de comutație, starea de blocare se obține prin

$$v_{GS} = 0 , \quad (1.107)$$

iar cea de conducție prin puncte de funcționare unde  $v_{DS}$  este minim, iar  $i_D$  maxim. Acest compromis se poate obține pe curba 1, de separație între cele două zone, activă și ohmică. Tensiunile  $v_{DS}$ , realizabile în condițiile de mai sus, sunt sensibil mai mari ca la tranzistorul bipolar, luând valori între 1,5 ... 3V. Zona ohmică nu trebuie confundată cu zona de saturație de la tranzistorul bipolar, fenomenul saturației neexistând la tranzistorul *MOSFET*.

### 1.7.3 CARACTERISTICI DINAMICE.

Pentru analiza caracteristicilor dinamice se consideră tranzistorul introdus în schema din fig.1.81, unde sarcina, de tip  $R+L$ , este asimilată unui generator de curent constant. Alimentarea circuitului de poartă se face prin așa numitul driver de poartă,  $DG$ . În figură s-au figurat capacitățile parazite  $C_{GD}$  și  $C_{GS}$ , care joacă un rol important în realizarea comutației tranzistorului.

Se presupune că driverul de poartă  $DG$  poate furniza un semnal treaptă,  $E_G$ , fig.1.82. Acest semnal nu este identic cu tensiunea  $v_{GS}$  ca urmare a prezenței condensatoarelor parazite  $C_{GD}$  și  $C_{GS}$ , care încep un proces de încărcare. În acest fel, deși s-a aplicat la intrare un semnal treaptă, tensiunea  $v_{GS}$  are o creștere exponențială cu o constantă de timp determinată de rezistența  $R_G$  din circuitul de poartă și cele două condensatoare parazite. Primul interval din procesul de intrare în conducție, fig.1.82, se numește timp de întârziere,  $t_d$ , fiind generat de faptul că

$$v_{GS} < V_{GSP}, \quad (1.108)$$

interval în care

$$i_D = 0 \quad (1.109)$$

și

$$v_{DS} = V_d. \quad (1.110)$$

După  $t_d$ , tensiunea poartă-sursă devine mai mare ca  $V_{GSP}$  și curentul de dren începe să crească cu un gradient  $di_d/dt$  determinat de sarcina  $R, L$ . Intervalul de timp în care curentul crește la valoarea de regim staționar  $I_0$  se numește timp de creștere a curentului  $t_{ri}$ . Pe intervalul  $t_{fv_1}$  începe scăderea tensiunii-dren sursă, ca urmare a faptului că tranzistorul se găsește în zona activă.

Micșorarea tensiunii  $v_{DS}$  este mai accentuată ca urmare a deschiderii, pentru timp scurt la sfârșitul intervalului  $t_{ri}$ , a diodei de regim liber  $n$ . Mai mult, urmează blocarea conducerii acestei diode, evidențiată prin curentul  $I_{RRM}$ , care se suprapune peste curentul de dren.

Pe următorul interval,  $t_{fv_2}$ , tensiunea dren-sursă scade mai lent ca urmare a trecerii tranzistorului în zona ohmică, în final atingându-se valoarea de regim staționar  $V_{DSON}$ . Pe intervalele  $t_{fv_1} + t_{fv_2}$ , practic încărcarea condensatoarelor încetează ca urmare a modificării capacității  $C_{GD}$ , variabilă în raport de tensiunea  $V_{DS}$ . La sfârșitul intervalului  $t_{fv_2}$  reîncepe încărcarea condensatoarelor parazite, până la atingerea stării finale.

Timpul de intrare în conducție este dat de

$$t_{ON} = t_d + t_{ri} + t_{fv_1} + t_{fv_2} \quad (1.111)$$

având valori de ordinul zecilor de nanosecunde, cel mult sute de nanosecunde, permițând funcționarea acestuia la frecvențe de ordinul sutelor de kHz.

În privința pierderilor de putere acestea sunt importante pe intervalul de comutație propriu-zis,

$$t_C = t_{ri} + t_{fv_1} + t_{fv_2}, \quad (1.112)$$

ca urmare a frecvenței mari de lucru, și provoacă un regim termic important. Ca urmare în cadrul regimului termic al tranzistorului acestea se iau în calcul, furnizorii oferind energia de pierderi pentru o comutație,  $E_{JC}$ , puterea calculându-se cu

$$P_C = E_{JC} \cdot f, \quad (1.113)$$

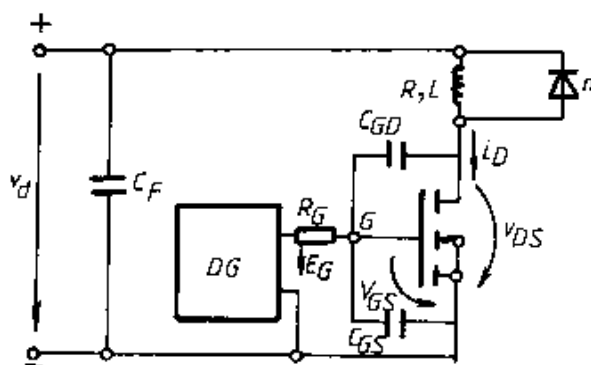


Fig. 1.81 Circuit pentru analiza regimurilor dinamice.

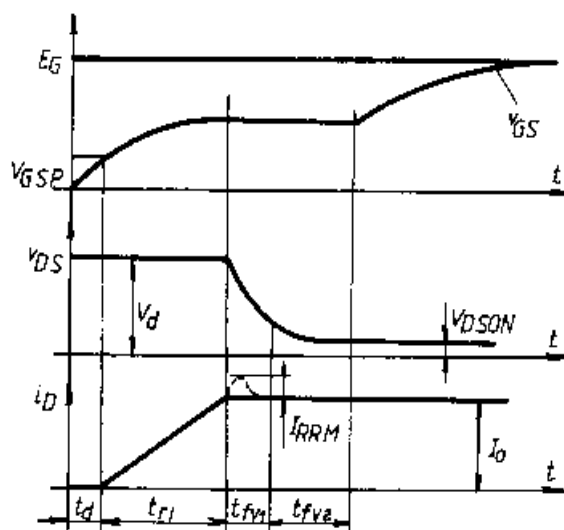


Fig.1.82 Intrarea în conducție.

unde  $f$  este frecvența de comutație.

#### 1.7.4 IEȘIREA DIN CONDUȚIE.

Pentru a se obține blocarea conducerii trebuie ca tensiunea poartă-sursă să fie

$$v_{GS} < V_{GSP}, \quad (1.114)$$

o valoare normală fiind

$$v_{GS} = 0, \quad (1.115)$$

care se poate realiza prin descărcarea condensatoarelor parazite  $C_{GD}$  și  $C_{GS}$ . Procesul de ieșire

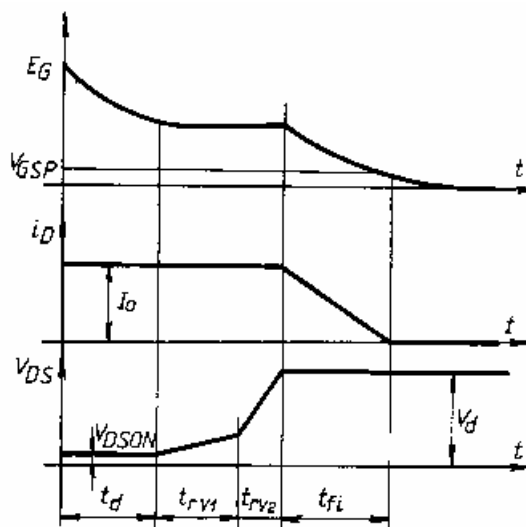


Fig.1.83 Ieșirea din conducție.

din conducție este unul invers celui de intrare în conducție fiind prezentat în fig.1.83.

Timpul de ieșire din conducție  $t_{OFF}$  este de același ordin de mărime ca  $t_{on}$ . Supratensiuni pot apare, ca urmare a sarcinii inductive, la modificarea gradientului de curent la începutul intervalului  $t_{fi}$ , în același mod ca la BJT.

#### 1.7.5 CIRCUITE DE COMANDĂ PE POARTĂ.

Circuitele de comandă pe poartă trebuie să realizeze următoarele condiții:

- asigurarea unei tensiuni  $v_{GS} > V_{GSP}$  pentru intrarea în conducție;
- anularea tensiunii  $v_{GS}$  pentru ieșirea din conducție;
- separarea galvanică între circuitul de comandă și cel de putere.

În fig.1.84 este prezentat un circuit tipic de comandă pe poartă. Comanda este produsă de generatorul  $G$ , care furnizează la ieșire un semnal logic. Prin optocuplorul  $T_3$  se realizează separarea galvanică. La semnal logic 1 în colectorul lui  $T_3$ , tranzistorul MOSFET  $T_1$  este în conducție, asigurând prin  $R_G$  comanda de intrare în conducție a lui  $TP$ . Prin inversorul  $U$  tiristorul  $T_2$  este blocat, având pe poartă semnal nul. La inversarea comenzii,  $T_1$  se va bloca, iar  $T_2$  intră în conducție asigurând descărcarea condensatoarelor parazite. Uneori, pentru micșorarea lui  $t_{OFF}$ , se practică polarizarea negativă a tranzistorului  $T_2$ , pentru a mări curentul de descărcare. La fel ca la tranzistoarele bipolare se fabrică drive integrate de poartă care cuprind și funcții suplimentare ca protecții la supracurenți, supratemperatură ș.a.

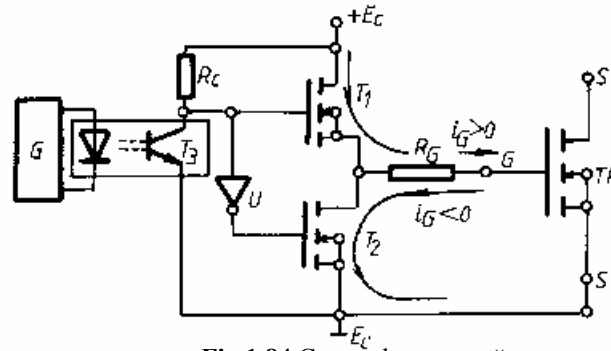


Fig.1.84 Comanda pe poartă.

### 1.7.6 FUNCȚIONAREA ÎN CONDUȚIE.

Dimensionarea tranzistoarelor *MOSFET* se face în tensiune și curent, în același mod ca la celelalte dispozitive semiconductoare de putere. Curentul nominal al tranzistorului  $i_D$  se alege în funcție de curentul solicitat de convertor, regimul de funcționare, continuu sau intermitent, și temperatura de funcționare estimată. La fel ca la tranzistorul bipolar, esențială este încadrarea punctului de funcționare în aria de operare sigură, *SOA*, fig.1.85. Această arie conține trei limitări:

- la tensiunea maximă în sens direct,  $V_{BDS}$ ;
- la curent maxim, în c.c.,  $i_D$ , iar în regim de impuls,  $I_{DM}$ ;
- la putere maximă disipată în tranzistor, curbele înclinate.

Pentru alegerea curentului nominal se utilizează caracteristicile statice, în general pentru temperatura maximă de utilizare, urmărind încadrarea lor în *SOA*. Esențial este însă calculul regimului termic după același model ca la diode sau tiristoare, luându-se în calcul atât puterea disipată în regim staționar cât și în comutație, componente furnizate de producători. În general pierderile în conducție se calculează cu

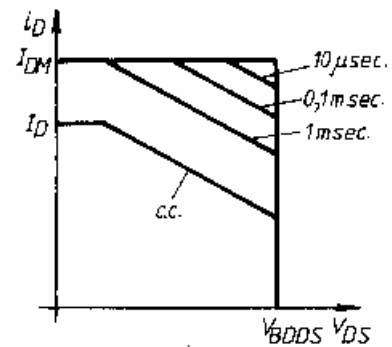


Fig.1.85 Aria de operare sigură.

$$P_J = V_{DS(on)} I_d, \quad (1.116)$$

unde  $V_{DS(on)}$  se determină din caracteristica statică pe care funcționează tranzistorul. Având în vedere că  $V_{DS(on)}$  este mai mare decât la tranzistoare bipolare, pierderile de putere sunt sensibil mai mari și cresc cu creșterea temperaturii joncțiunilor. De asemenea pierderile în comutație sunt dependente de rezistența de poartă  $R_G$ , producătorii indicând rezistențe standard de utilizat.

### 1.7.7 CIRCUITE DE PROTECȚIE.

Pentru tranzistoare *MOSFET* sunt necesare mai multe circuite de protecție. O primă protecție se referă la circuitul poartă-sursă. Supratensiunile poartă-sursă pot produce străpungerea stratului de oxid de siliciu. În general tensiunile maxime poartă-sursă admise sunt până la 25 ... 30V. Supratensiunile pot proveni din circuitul de comandă pe poartă, sursa  $E_C$ , acestea putând fi ușor controlate, utilizând o sursă stabilizată. Supratensiunile mai pot proveni din circuitul dren-sursă, în special la comutări. În unele scheme de comandă, aceste supratensiuni se anihilează prin prevederea în paralel cu tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ , fig.1.85, a unor diode antiparalele. La apariția pe poartă a unor supratensiuni mai mari ca  $E_C$ , indiferent de polaritate, una din aceste diode se

deschide și limitează mărimea supratensiunii la valori admise. Dificultăți produc și subțensiunile din circuitul poartă-sursă. Micșorarea accidentală a tensiunii poartă-sursă produce micșorarea conductivității canalului, iar ca urmare a tendinței curentului  $i_D$  de a rămâne constant, cresc sensibil pierderile de putere, înrăutățind regimul termic. Protecția se realizează prin circuite specializate de supraveghere a mărimii acestei tensiuni, incluse în driverul de poartă. Protecția la supratensiuni dren-sursă se realizează cu circuite  $RC$  asemănătoare cu cele de la tiristoare, sau circuite  $R, C$  și diode ca la tranzistoarele bipolare, calculul făcându-se similar, fig.1.86. Rezistența  $R$  a circuitului are în vedere limitarea curentului de descărcare a condensatorului. În fig.1.86a descărcarea condensatorului  $C$  se face prin tranzistor, astfel încât limitarea curentului este strict necesară. Pentru circuitul din fig.1.86b, prezența diodei  $n$  împiedică descărcarea condensatorului prin tranzistor.

Protecția la supracurenți folosește proprietatea tranzistorului de a se bloca, într-un timp scurt, prin comanda pe poartă.

Se utilizează în principal două soluții. Prima soluție are în vedere măsurarea curentului

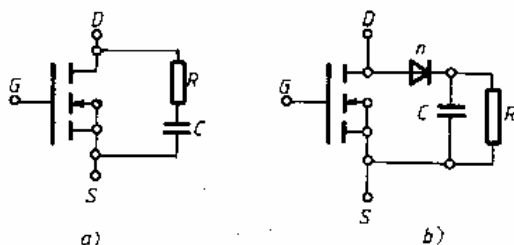


Fig.1.86 Circuite de protecție la supratensiuni.

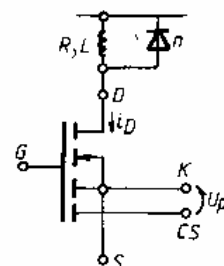


Fig.1.87 MOSFET cu senzor de curent.

de dren, printr-un senzor adecvat, compararea acesteia cu o referință și elaborarea comenzii de blocare a conducerii. A doua soluție, de dată mai recentă, se bazează pe tranzistoarele MOSFET cu senzor de curent inclus, fig.1.87. Câteva din celulele constitutive ale MOSFET-ului sunt conectate la doi electrozi speciali, suplimentari față de cei clasici,  $K$ -electrod Kelvin și  $CS$ -sursă de curent. Tensiunea culeasă la ieșire furnizează informații în timp real despre valoarea supracurentului. Mai departe semnalul este prelucrat la fel ca în cazul anterior. Acest ultim tip de protecție are câteva caracteristici foarte avantajoase:

- exclude senzorul de curent exterior și constantele de timp aferente;
- asigură o protecție distribuită și individuală, pentru fiecare tranzistor al convertorului.

### 1.7.8 TRANZISTOARE IN PARALEL.

Întrucât tranzistoarele MOSFET se fabrică pentru curenți relativ mici, 100 ... 200A, în cazul convertoarelor de putere mare este necesară conectarea acestora în paralel, după schema din fig.8.16. Problema principală constă în egalizarea curenților după

$$i_{D_1} = i_{D_2} = \frac{I_0}{2}. \quad (1.117)$$

Între caracteristicile de transfer ale celor două tranzistoare pot să apară diferențe care să conducă la o încărcare inegală, ca în fig.1.89. Tranzistorul  $T_1$ , mai încărcat, se va încălzi mai mult decât  $T_2$ . Caracteristica de transfer, cu creșterea temperaturii se modifică în poziția 1', conducând la un curent

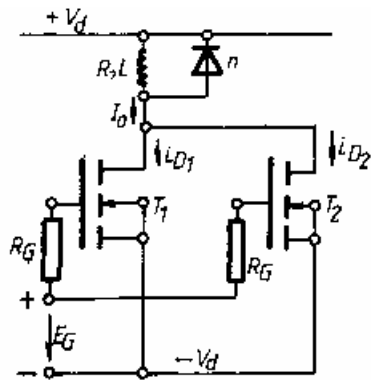


Fig.1.88 Tranzistoare în paralel.

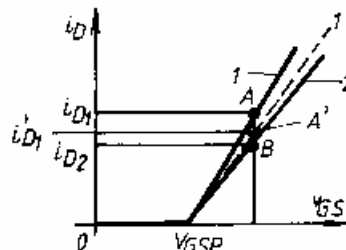


Fig.1.89 Încărcarea tranzistoarelor în paralel.

$$i'_{D1} < i_{D1}, \quad (1.118)$$

realizându-se în fapt o reacție negativă având ca sens echilibrarea curenților. Ca urmare nu se iau măsuri speciale de echilibrare. Datorită vitezei mari de comutație pot să apară oscilații de curent, ca urmare a unor oscilații între comenzile celor două tranzistoare. Evitarea acestor oscilații se realizează prin decuplarea comenzii pe poartă prin rezistențe separate,  $R_G$ , ca în fig.1.88.

### 1.7.9 ALTE CONSIDERAȚII.

Așa cum s-a menționat mai sus tranzistorul *MOSFET*, ca urmare a structurii conține un tranzistor bipolar și o diodă parazite.

Tranzistorul bipolar parazit, de tip *npn*, este format de straturile  $n^- p n_2^+$ , baza tranzistorului fiind formată din corpul  $p$ , iar emitorul din sursa  $n_2^+$ . Factorul de amplificare în curent,  $\beta$ , a acestui tranzistor este suficient de mare ca urmare a configurației corpului. Intrarea în conducție a acestui tranzistor, produce următoarele efecte:

- micșorarea substanțială a tensiunii  $V_{BDDS}$ , ca urmare a creșterii densității de purtători de sarcină din stratul  $n^-$ ;
- la tensiuni mari poartă-dren, tranzistorul parazit fiind în conducție, poate intra în saturație, preluând curentul dren-sursă, blocarea lui nefiind posibilă întrucât corpul  $p$  nu este accesibil pentru evacuarea sarcinii stocate.

Dioda parazită este formată din straturile  $p n^- n^+$ , având deci catodul comun cu drenul. Funcțional ea se comportă ca o diodă antiparalel cu tranzistorul, putând intra în conducție atunci când sarcina, ca urmare a structurii convertorului, inversează sensul curentului. În felul acesta se pierde capacitatea de blocare a *MOSFET*-ului, conducând la distrugerea tranzistorului. Anularea efectelor produse de tranzistorul bipolar parazit se realizează constructiv prin menținerea bazei acestuia la potențialul sursei. Concret acest lucru se realizează, fig. 1.76, prin extinderea metalizării sursei în zona corpului  $p$ . Anularea efectelor diodei parazite, efecte ce pot apare în unele scheme de conversoare, de exemplu în punte, se realizează prin plasarea diodelor  $n_1$ , respectiv  $n$ , fig. 1.90. Plasarea numai a diodei  $n_1$  asigură o cale de închidere a curentului de sens invers, fiind în fapt o diodă de regim liber. Soluția radicală constă în plasarea diodei  $n$ , care nu va permite amorsarea, în nici o situație, a diodei parazite.

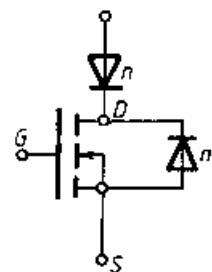


Fig.1.90 Anularea efectului diodei parazite.