

LUCRAREA 5

TRANZISTORUL CU EFECT DE CÂMP CU POARTĂ JONȚIUNE

5.1. Prezentare teoretică

Tranzistorul cu efect de câmp cu poartă jonțione este un dispozitiv electronic cu patru electrozi (D-dreană, S-sursă, G-grilă sau poartă și B-substrat). Simbolurile TECJ-ului cu canal n, respectiv cu canal p sunt prezentate în fig. 5.1. Săgeata este orientată de la zona p spre zona n. În funcționare obișnuită grila este legată la substrat și tensiunea V_{GE} se aplică simultan ambelor jonționi. Conductanța electrică este asigurată de un singur tip de purtători de sarcină. Funcționarea acestor tranzistoare se bazează pe variația conductibilității unui canal din material semiconductor a cărui dimensiune transversală este controlată prin câmpul electric transversal dintre grilă și masa semiconductorului, unde este indus canalul. Tensiunea V_{GS} este negativă la un TECJ cu canal n; jonționea GS fiind invers polarizată, creșterea tensiunii conduce la o scădere a curentului. Deoarece intrarea TECJ-ului este de fapt o diodă semiconductoră invers polarizată, rezistența de intrare este foarte mare și curentul absorbit de grilă extrem de mic. Putem deci considera că $I_D = I_S$, unde I_D și I_S reprezintă curentul de drenă, respectiv de sursă.

Ne vom referi la un TECJ cu canal n în conexiunea SC, pentru care vom discuta caracteristicile de ieșire și cele de transfer.

Caracteristicile de ieșire studiate sunt definite de familia curbelor $I_D = I_D(V_{DS})$ cu V_{GS} parametru, ilustrate în fig. 5.2. Se disting următoarele zone de funcționare în planul caracteristicilor statice: regiunea liniară (ohmică), regiunea de saturație, regiunea de blocare și regiunea de străpungere. În zona ohmică curentul I_D crește aproximativ liniar cu tensiunea V_{DS} , după care se instalează progresiv saturația. Cauza o reprezintă îngustarea canalului spre drenă unde, datorită lui V_{DS} potențialul este mai ridicat, polarizarea inversă mai accentuată și regiunile golite mai extinse. Condiția de saturație este:

$$V_{DSSat} = V_{GS} - V_P \quad (5.1)$$

unde V_P , denumită tensiune de prag, reprezintă tensiunea V_{GS} pentru care I_D este zero. Pentru $V_{GS} < V_P$ tranzistorul este blocat. Zona de străpungere apare datorită mecanismelor de multiplicare în avalanșă a purtătorilor de sarcină.

Pentru a funcționa ca amplificator liniar punctul instantaneu de funcționare trebuie să aparțină zonei permise din cadrul caracteristicilor de ieșire, impusa de neliniaritățile caracteristicilor și limitările de tensiune, curent și putere ale tranzistorului. Frontierele acestei regiuni sunt: caracteristica $I_D(V_{DS})$ pentru $V_{GS} = 0$, curba de disipație maximă $P_{DM} = V_{DS} I_D$, dreapta $V_{DS} = V_{(BR)DS}$, ce reprezintă tensiunea de străpungere, parabola $V_{DSSat} = V_{GS} - V_P$ și dreapta $I_D = 0$.

În alte aplicații TECJ-ul se utilizează în regiunea liniară. Pentru valori mici ale tensiunii $V_{DS} (< 0,1V)$ și pentru tensiuni V_{GB} nu prea apropiate de V_P , caracteristicile pot fi approximate ca fiind liniare, deci TECJ-ul se comportă ca un rezistor controlat de tensiunea V_{GS} .

În zona de saturație curentul I_D depinde practic numai de tensiunea V_{GS} . Forma caracteristicii de transfer $I_D = I_D(V_{GS})$ cu V_{DS} constant este dată în figura 5.3, iar expresia analitică fiind aproximată de relația(5.2):

$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2, \quad V_{DS} > V_{DSSat} \quad (5.2)$$

unde I_{DSS} reprezintă valoarea maximă a curentului, pentru V_{GS} zero.

În regim de *semnal mic și joasă frecvență* se definesc următorii parametri:

- panta sau transconductanța

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} L_{V_{DS}} \quad (5.3)$$

- conductanța de drenă

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} L_{V_{DS}} = \frac{1}{r_D} \quad (5.4)$$

- rezistența de intrare

$$r_{GS} = \frac{\partial v_{GS}}{\partial i_G} L_{V_{DS}} \quad (5.5)$$

Rezistența de intrare este de ordinul $10^9 - 10^{10} \Omega$ și de regula se neglijează.

În zona de saturație, considerând expresia empirică a curentului I_D , putem scrie relația:

$$g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \quad (5.6)$$

cu $V_P < 0$ pentru TECJ-ul cu canal n. Valorile tipice pentru panta TECJ-ului sunt de 40-50 de ori mai mici ca la tranzistoarele bipolare (0,1-10 mA/V) și pentru r_d de 0,1-1 M Ω . Valoarea nenula a lui g_d explică existența unei pante mici a caracteristicii $I_D(V_{DS})$ în regiunea de saturație.

Pentru zona ohmică putem scrie că:

$$g_d = \frac{-2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \quad (5.7)$$

aproximativ constantă pentru V_{GS} constant.

Circuitul echivalent de *semnal mic și joasa frecvență* este reprezentat în figura 5.4a. Dependența $i_D(V_{GD})$ în jurul unui PSF poate fi aproximată liniar dacă V_{gs} este suficient de mic față de V_P . La *înalta frecvență* trebuie să considerăm efectele parazite ce apar între electrozi. Circuitul echivalent de *semnal mic și înalta frecvență* este indicat în figura 5.5b. Capacitățile C_{gs} și C_{gd} reprezintă capacitățile de barieră ale joncțiunilor GS și GD, tipic de ordinul 1-10 pF, iar C_{ds} este capacitatea canalului (0,1-1pF).

Comportarea tecj-ului în *regim de comutare*- Schema corespunzătoare funcționării tranzistorului în regim de comutare este reprezentată în figura 5.5. TECJ-ul se comportă practic ca un întrerupător deschis în starea de blocare datorită rezistenței de ieșire mari ($10^8 - 10^{12} \Omega$ – cu 2-3 ordine de mărime mai mare decât la tranzistorul bipolar) și curentul rezidual foarte mic (mai mic decât 1nA). În regim liniar tensiunea V_{DS} este mai mare decât V_{Cesat} datorită rezistenței mai mari a canalului ($1 \Omega + -1k\Omega$ față de 1 - 30 Ω la tranzistorul bipolar), astfel înc't tecj-ul nu se comportă ca un întrerupător ideal în cazul c'nd este deschis. La aplicarea comenzii de comutare directă, datorită valorii reduse a capacității de intrare, procesul din circuitul de intrare este foarte scurt. Capacitatea C_p se descarcă pe rezistența r_d . Timpul de comutare directă t_{cd} este determinat de constanta de timp a acestei capacități. La aplicarea comenzii de comutare inversă închiderea canalului și evacuarea sarcinii pozitive de pe grilă se realizează practic instantaneu, t_d fiind dat de timpul de încărcare a capacității C_p la tensiunea E_D . Datorită faptului că i_D este un curent de purtători majoritari, acesta este comandat instantaneu de v_G (timpul de tranzit al purtătorilor majoritari prin canal este neglijabil și nu mai intervin fenomenele de acumulare de sarcină ca la tranzistorul bipolar). De aici și timpi de comutație mai mici decât la tranzistorul bipolar (20 – 100 ns), însă comportarea tecj-ului în regim de comutare este determinată de elementele parazite, după cum s-a discutat anterior.

5.2. Aparate necesare:

- sursă de c.c. cu tensiune stabilizată
- multimetru
- generator de semnal sinusoidal
- generator de semnal dreptunghiular
- osciloscop.

5.3. Desfășurarea lucrării

1. Se consideră circuitul din figura 5.6. pentru ridicarea caracteristicii de ieșire $I_D(V_{DS})$, la V_{GS} constant. Se variază V_{GG} astfel încât să se obțină valorile tensiunii V_{GS} din tabelul 5.1, limita superioară fiind V_P și V_{DD} astfel încât să obținem pentru V_{DS} valorile corespunzătoare din același tabel. Curentul de drenă se calculează cu ajutorul relației 5.8:

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_2} \quad (5.8)$$

2. Se inversează polaritatea sursei V_{DD} și se variază astfel încât V_{DS} să ia valorile $-0,5V$, $-0,3V$ și $-0,1V$. Se calculează pentru fiecare valoare a tensiunii V_{DD} curentul I_D .
3. Pentru $V_{DS}=2V$ și V_{GS} variind din $0,5V$ în $0,5V$, de la 0 la $-2V$, se va studia regimul de semnal mic și joasă frecvență. În punctul I se aplică semnalul sinusoidal astfel încât amplitudinea tensiunii $V_{gs}=10mV$. Se măsoară amplitudinea tensiunii V_{dr} și se calculează transconductanța g_m

$$g_m = \frac{V_{ds}}{R_2} \frac{1}{V_{gs}} \quad (5.9)$$

Pentru $V_{DS}=2V$ și $V_{GS}=-1V$ se determină rezistența r_d . Se înlocuiește R_2 cu R_4 și se obține o nouă valoare pentru tensiunea V'_{ds} . Valoarea r_d se calculează cu relația:

$$r_d = \frac{(R_2 - R_4)R_4V'_{ds}}{R_2V_{dr} - R_4V'_{ds}} \quad (5.10)$$

4. Sursa de tensiune V_{GG} se reglează astfel încât $V_{GS}=-1V$ și V_{DD} astfel încât $V_{DS}=3V$. Pe intrarea I_1 se aplică semnal dreptunghiular de frecvență $1MHz$ și amplitudine $1V$. Se vizualizează forme de unde ale tensiunii în grilă și în drenă.
5. Se vor rula programele de simulare în PSPICE asociate acestei lucrări din anexa 2, ridicându-se în cazul fiecărui fișier schema corespunzătoare.

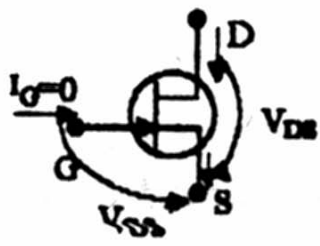
5.4. Prelucrarea datelor experimentale

1. Cu datele din tabelul 5.1. se ridică familia de caracteristici de ieșire $I_D(V_{DS})$, pentru $V_{gs} = \text{constant}$, utilizând și rezultatele obținute la punctul 5.3.2.
2. Din panta fiecărei drepte, în jurul originii, se determină g_d în zona liniară.
3. Se determină valoarea curentului I_{DSS} din graficul $I_D(V_{DS})$ pentru $V_{GS} = 0$, $V_{DS}=-V_P$.
4. Se reprezintă graficul pentru $V_{DS}=1V$ și $V_{DS}=2V$ caracteristica de transfer $I_D(V_{GS})$. Se reprezintă grafic $\sqrt{I_D}(V_{GS})$ și se determină V_P prin extrapolare până la I_D zero.
5. Cu datele obținute la 5.3.3. se reprezintă grafic $g_m(V_{GS})$ la $V_{DS}=2V$ și pe același grafic valorile teoretice ale lui g_m , calculate cu expresia din (5.6).
6. Se reprezintă pe același grafic $g_d(V_{GS})$ în zona liniară, obținută ca la punctul 5.4.2, și g_d calculată cu ajutorul relației (5.7).

7. Se explică formele de undă obținute la punctual 3.4.
8. Se vor comenta rezultatele obținute prin rularea programelor de simulare.

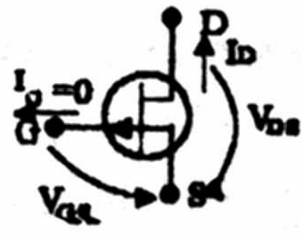
$V_{GS}(V)$		0	-0,5	-1	-1,5	-2	-2,5	-3
$V_{DS}(V)$	$I_D(mA)$							
0								
0,1								
0,3								
0,5								
0,8								
1								
5								

Tabelu 5.1



canal n

Figura 5.1.



canal p

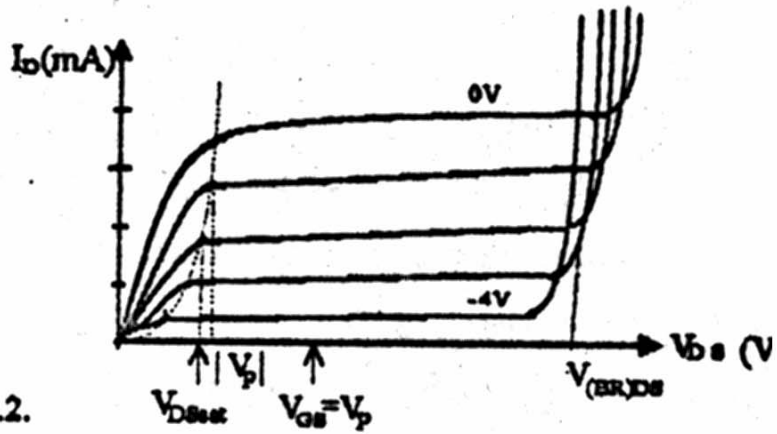


Figura 5.2.

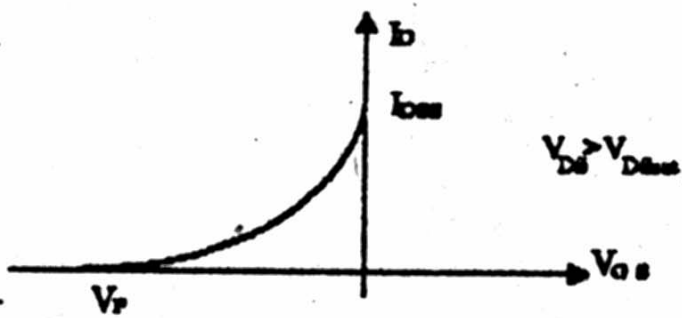


Figura 5.3.

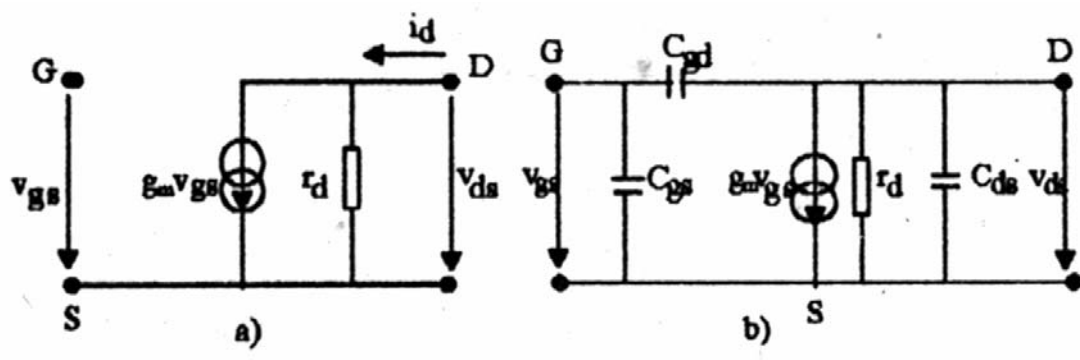


Figura 5.4.

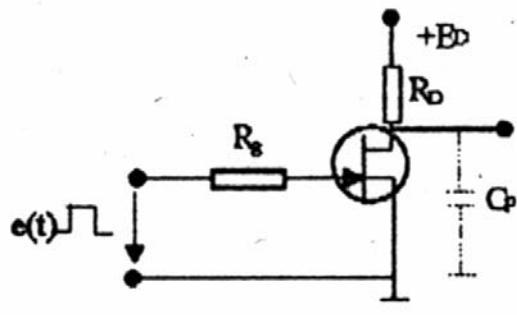


Figura 5.5.

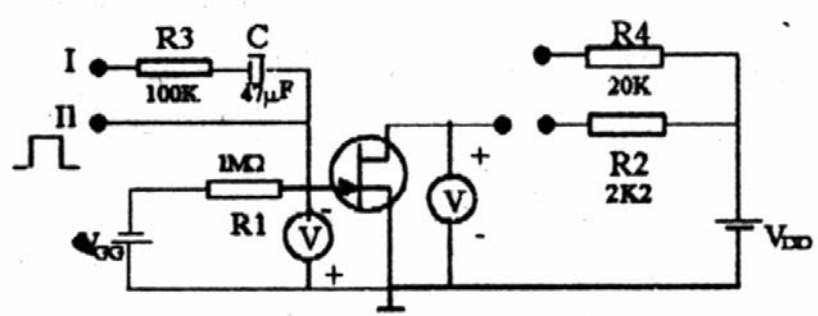


Figura 5.6.