

Capitolul I SEMICONDUCTOARE

Majoritatea dispozitivelor electronice sunt realizate din semiconductoare. Semiconductoarele sunt materiale a căror conductivitate electrică este cu câteva ordine de mărime mai mică decât a metalelor dar cu multe ordine de mărime mai mare decât a izolatoarelor. În tabelul 1 sunt prezentate conductivitățile unui conductor tipic, cuprul, a celui mai utilizat semiconductor, siliciul, și a unui izolator des utilizat, mica.

Tabelul 1 – valori tipice ale conductivității

Conductor (Cu)	Semiconductor (Si)	Izolator (mica)
$\sigma \sim 10^6$ S/cm	$\sigma \sim 2 \times 10^{-5}$ S/cm	$\sigma \sim 10^{-12}$ S/cm

Conductivitatea semiconductorilor este puternic dependentă de factori externi precum temperatura, iluminarea, câmpuri electrice și magnetice.

Materialul semiconductor cel mai comun este siliciul. Se utilizează mult mai rar germaniul, arsenura de galiu sau alte materiale semiconductoare.

1. PURTĂTORI DE SARCINĂ ÎN SEMICONDUCTOARE

Pentru a conduce curentul un material trebuie să aibă purtători mobili de sarcină, care, sub influența unui câmp electric extern, să execute o mișcare ordonată pe direcția câmpului.

La temperatura de 0 K (zero absolut), semiconductoarele nu au astfel de purtători. Spre deosebire de metale, electronii de valență ai semiconductorilor nu sunt liberi să se deplaseze în întregul volum al semiconductorului. Ei participă la legăturile covalente care mențin atomii semiconductorului într-o structură cristalină periodică. Modelul bidimensional al legăturii covalente este dat în figura 1.

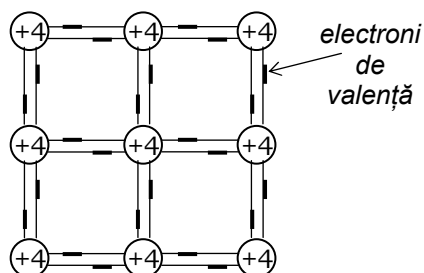


figura 1. Legătura covalentă

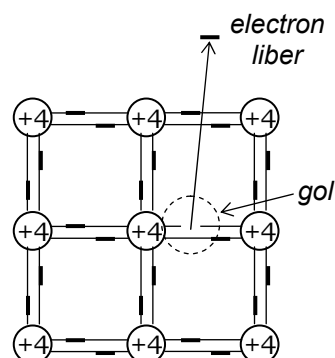


figura 2. Generarea unei perechi electron-gol

Toți electronii de valență fiind prinși în legăturile covalente, nu există purtători mobili de sarcină și deci semiconductorul, la această temperatură, se comportă ca un izolator perfect.

La temperaturi mai mari decât 0 K, energia termică primită de electroni poate fi, în cazul unora dintre ei, suficientă pentru a rupe legătura covalentă, așa cum sugerează figura 2.

Un număr de electroni nu mai sunt prinși în legături covalente ci devin **purtători mobili de sarcină negativă** și prin urmare semiconductorul poate conduce curentul electric.

În urma electronilor deveniți liberi rămâne un număr egal de legături covalente rupte, așa numitele **goluri**. Acestea sunt zone de sarcină pozitivă care vor exercita o forță de atracție asupra electronilor de valență învecinați. Dacă un electron de valență, atras fiind, se mută în locul gol, golul va apare în locul acestui electron de valență (figura 3). Prin urmare golul se mută. Este evident că **golurile nu se mișcă, ele se generează în alt loc. Cei care se mișcă sunt electronii de valență** din apropierea unui gol.

Pentru a face o distincție clară între mișcarea electronilor liberi și cea a

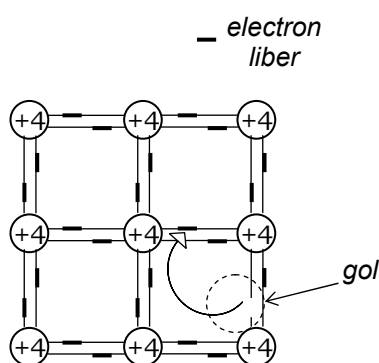


figura 3. Mutarea golului datorată mișcării unui electron de valență învecinat

electronilor de valență se folosește în literatura de specialitate următoarea convenție de exprimare: vom afirma că golurile se mișcă și sunt prin urmare **purtători mobili de sarcină pozitivă**.

În semiconductoare există deci două tipuri de purtători mobili de sarcină:

- purtători mobili de sarcină negativă (electronii liberi);
- purtători mobili de sarcină pozitivă (golurile);

Dacă notăm cu n numărul de electroni liberi și cu p numărul de goluri putem afirma că:

$$n = p \quad (1)$$

Într-adevăr, eliberarea unui electron implică generarea unui gol deci electronii liberi și golurile apar numai în perechi. Fenomenul poartă numele de **generare** a purtătorilor. Ocuparea unui gol de către un electron de valență nu duce la dispariția unui gol, ci doar la mutarea acestuia în alt loc.

Dacă un gol este ocupat însă de un electron liber, atunci dispăre un gol dar și electronul devine legat, deci, electronii liberi și golurile dispar tot în perechi, fapt ce demonstrează valabilitatea relației (1). Fenomenul poartă numele de **recombinare** a purtătorilor de sarcină.

La orice temperatură diferită de zero absolut, în orice semiconductor, se produce atât fenomenul de generare cât și fenomenul de recombinare a purtătorilor de sarcină. Viteza de generare a perechilor electron-gol este însă mai mare decât viteza de recombinare, prin urmare, există în orice moment un număr de purtători mobili de sarcină. De exemplu, în cazul siliciului, la temperatura camerei (300 K), numărul de perechi electron-gol este de aproximativ $1,45 \times 10^{10}$ perechi/cm³.

2. SEMICONDUCTOARE INTRINSECI

Se numesc *intrinseci*, semiconductoarele pure din punct de vedere chimic, în care, purtătorii mobili de sarcină apar pe baza fenomenului descris în paragraful precedent. Numărul de perechi electron – gol este dat de relația (1) și este valabilă numai pentru acest tip de semiconductori, de aceea vom nota :

$$n = p = n_i \quad (2)$$

În cazul siliciului, la temperatura camerei, n_i este de ordinul a $1,5 \times 10^{10}$ perechi electron gol/cm³.

Dat fiind că perechile electron – gol apar ca urmare a energiei termice primite de semiconductor din exterior, este evident că n_i va fi puternic dependent de temperatură. Mai precis n_i crește exponențial cu creșterea temperaturii și prin urmare conductivitatea electrică a semiconductoarelor intrinseci va crește odată cu creșterea temperaturii.

Proprietatea este utilizată pentru producerea termistoarelor. Acestea sunt niște rezistoare a căror rezistență depinde de temperatura de lucru. Din semiconductori se pot realiza termistori cu coeficient de temperatură negativ, adică termistori care își micșorează rezistența odată cu creșterea temperaturii.

În alte aplicații însă, această dependență de temperatură a conductivității reprezintă un mare dezavantaj : **parametrii dispozitivelor realizate din semiconductoare depind de temperatură.**

3. SEMICONDUCTOARE EXTRINSECI

Semiconductoarele extrinseci sunt semiconductoare impurificate controlat, cu atomii altui element chimic, astfel încât numărul de purtători mobili de sarcină să fie mult mai mare decât n_i .

În situația în care, într-un semiconductor, au fost introduse impurități pentavalente, patru dintre electronii atomului de impuritate intră în legături covalente cu atomii semiconductorului dar, un electron rămâne liber. Prin urmare fiecare atom de impuritate contribuie cu un electron liber la numărul total de purtători mobili din semiconductor. Acești atomi se numesc **donori** și vom nota cu N_D numărul lor.

În situația în care într-un semiconductor au fost introduse impurități trivalente, trei dintre electronii atomului de impuritate intră în legături covalente cu atomii semiconductorului dar, o legătură rămâne incompletă. Prin urmare, fiecare atom de impuritate contribuie cu un gol la numărul total de purtători mobili. Acești atomi se numesc **acceptori** și vom nota cu N_A numărul lor.

Ca impurități donoare se folosesc fosforul, arsenul și stibiul iar ca impurități acceptoare borul, indiul sau aluminiul.

4. SEMICONDUCTOARE DE TIP N

Un semiconductor impurificat cu atomi donori se numește de tip **n**, deoarece are mai mulți purtători mobili de sarcină negativă decât pozitivă.

La numărul n_i de electroni din semiconductorul pur, se mai adaugă N_D electroni aduși de atomii de impuritate și deci numărul total de electroni va fi :

$$n = n_i + N_D \quad (3)$$

Cum impuritățile donoare nu generează goluri, numărul de goluri rămâne ca în cazul semiconductorilor intrinseci:

$$p = n_i \quad (4)$$

Din relațiile (3) și (4) rezultă

$$n > p \quad (5)$$

motiv pentru care electronii se numesc **purtători majoritari** iar golurile **purtători minoritari**.

De obicei N_D este cu câteva ordine de mărime mai mare decât n_i și evident nu se modifică cu temperatura. Prin urmare proprietățile electrice ale semiconductorilor de tip **n** vor fi mai puțin dependente de temperatură decât în cazul semiconductorilor intrinseci.

5. SEMICONDUCTOARE DE TIP P

Un semiconductor impurificat cu atomi acceptori se numește de tip **p**, deoarece are mai mulți purtători mobili de sarcină pozitivă decât negativă.

La numărul n_i de electroni din semiconductorul pur, se mai adaugă N_A goluri generate de atomii de impuritate și deci numărul total de goluri va fi :

$$p = n_i + N_A \quad (6)$$

Cum impuritățile acceptoare nu aduc electroni, numărul acestora rămâne ca și în cazul semiconductorilor intrinseci:

$$n = n_i \quad (7)$$

Din relațiile (6) și (7) rezultă

$$p > n \quad (8)$$

motiv pentru care, golurile vor fi purtători majoritari, iar electronii purtători minoritari.

De obicei N_A este cu câteva ordine de mărime mai mare decât n_i și evident nu se modifică cu temperatura. Prin urmare proprietățile electrice ale semiconductorilor de tip **p** vor fi mai puțin dependente de temperatură decât în cazul semiconductorilor intrinseci.

6. JONCTIUNEA p-n

Zona de trecere, mai mult sau mai puțin abruptă de la o regiune de tip **p** la o regiune de tip **n** a unui semiconductor se numește jonctiune **p-n**.

Pe măsură ce se realizează jonctiunea, electronii majoritari în regiunea de tip **n** vor trece în regiunea de tip **p**, unde se vor recombină cu golurile majoritare. Se va forma astfel de o parte și de alta a jonctiunii o regiune golită de purtători mobili.

După cum se vede în figura 4, în regiunea de tip **p** se formează o **zonă de sarcină spațială** negativă, datorată atomilor acceptori trivalenți care au acum un electron în plus, deci sunt ioni negativi. Ei se opun trecerii electronilor din regiunea **n** în regiunea **p**. La fel în regiunea de tip **n** se formează o zonă de sarcină spațială pozitivă datorată atomilor donori pentavalenți care au acum un electron în minus, deci, sunt ioni pozitivi. Ei se opun trecerii golurilor din regiunea **p** în regiunea **n**.

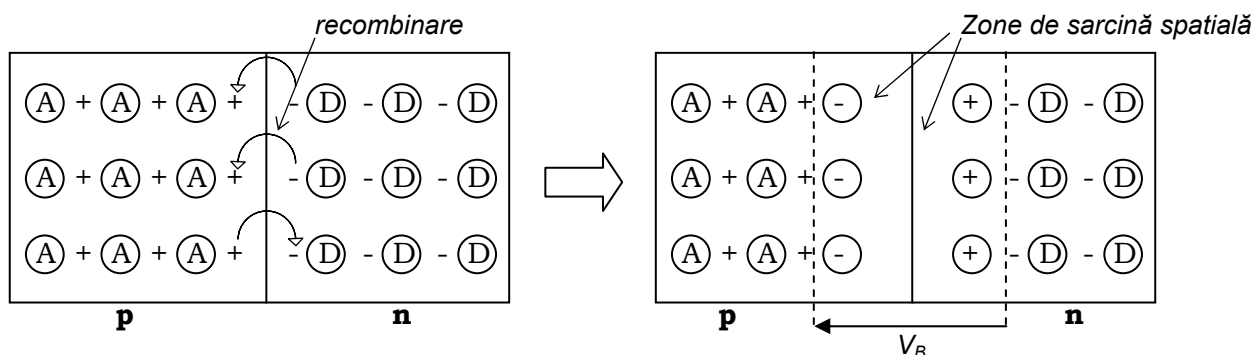


Figura 4. Recombinarea purtătorilor în momentul realizării jonctiunii și apariția zonei de sarcină spațială

Cele două zone de sarcină spațială (imobilă) situate de o parte și de alta a jonctiunii formează împreună o **regiune golită** de purtători mobili.

Între limitele exterioare ale regiunii golite ia naștere o diferență de potențial internă, dată de acumulările de sarcină de semn opus, situate de o parte și de alta a jonctiunii. Această diferență de potențial internă poartă numele de **potențial de barieră** deoarece se opune trecerii purtătorilor majoritari prin jonctiune. Valoarea acestui potențial este dată de relația:

$$V_B = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} \quad (9)$$

În relația (9)

$$k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$$

este constanta lui Boltzman, T este temperatura absolută iar

$$q = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$$

este sarcina electronului.

Termenul $\frac{kT}{q}$ din relația (9) este din punct de vedere dimensional o tensiune:

$$\frac{\frac{J}{K} K}{C} = \frac{J}{C} = \text{Volt}$$

și este direct proporțională cu temperatura, motiv pentru care se numește **tensiune termică (v_T)**:

$$v_T = \frac{kT}{q} \quad (10)$$

La temperatura camerei ea are valoarea de aproximativ 26mV.

Mărimea barierei de potențial la temperatura camerei, pentru o joncțiune realizată pe siliciu ($n_i=1,5 \times 10^{10}$ perechi electron - gol/cm³), impurificat cu $N_A=1,1 \times 10^{16}$ acceptori/cm³, respectiv $N_D=10^{15}$ donori/cm³ va fi în conformitate cu relațiile (9) și (10):

$$v_B = 26mV \times \ln \frac{1,1 \times 10^{31}}{2,25 \times 10^{20}} \cong 640mV$$

Având în vedere această diferență internă de potențial dintre cele două regiuni ale unei joncțiuni se poate intui că, dacă este aplicată asupra joncțiunii o tensiune din exterior, comportarea electrică a joncțiunii va depinde de sensul tensiunii aplicate.

7. POLARIZAREA INVERSĂ A JONCȚIUNII P-N

Dacă tensiunea exterioară, numită **tensiune de polarizare** are același sens cu v_B , joncțiunea este **invers polarizată** (figura 5).

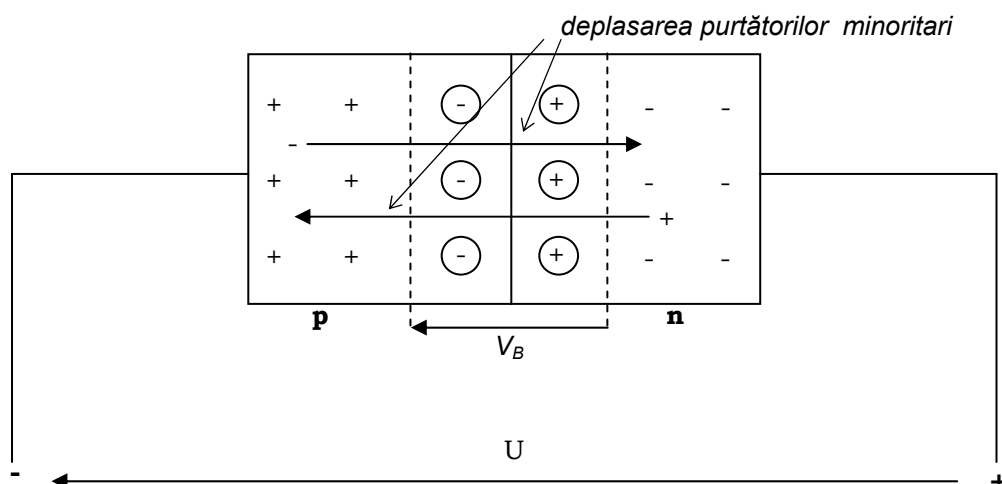


Figura 5. Polarizarea inversă

În acest caz, efectul tensiunii de polarizare se adună la cel al potențialului de barieră rezultând o lărgire a regiunii golite și deci lipsa oricărui curent de purtători majoritari. Prin joncțiune va trece totuși un mic curent de purtători minoritari.

Sarcina spațială pozitivă din regiunea **n** va atrage electronii minoritari din zona **p**, iar sarcina spațială negativă din regiunea **p** va atrage golurile minoritare din zona **n**.

Deplasarea electronilor de la **p** la **n** va da naștere unui curent de același sens ca și deplasarea golurilor din **n** în **p**. Deplasările au sensuri opuse dar și purtătorii care se deplasează au sarcini de semn opus prin urmare, **curenții de electroni și de goluri se însumează**.

Dacă tensiunea de polarizare inversă crește, regiunea golită crește, dar curentul invers nu crește decât până la valoarea I_S (**curentul invers de saturație**), fiind limitat de numărul redus de purtători minoritari. (figura 6)

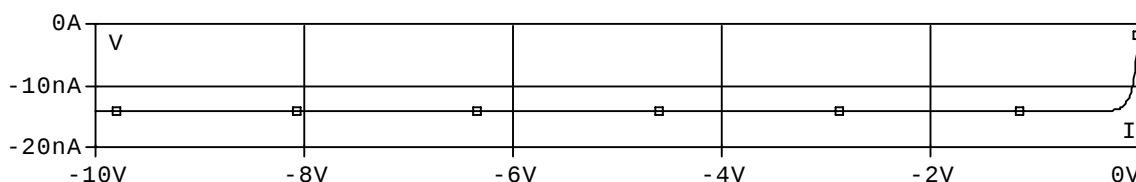


figura 6. Curentul invers prin joncțiune funcție de tensiunea inversă aplicată

Se poate remarca în figura 6 că nu există o dependență între valoarea tensiunii de polarizare inversă aplicată joncțiunii și mărimea curentului invers decât pentru valori foarte mici ale tensiunii inverse. De aceea este o aproximație mai mult decât rezonabilă dacă, la polarizare inversă considerăm:

$$I = I_S \quad (11)$$

Mai mult decât atât, dacă avem în vedere valoarea foarte mică a I_S (13 nA pentru joncțiunea din figura 6) de multe ori vom ignora acest curent, astfel că relația (11) devine:

$$I = 0 \quad (12)$$

Pe baza relației (12) putem afirma că **atunci când este invers polarizată, joncțiunea p-n nu conduce curentul**.

Curentul I_S este foarte mic datorită numărului mic de purtători minoritari. Dar cum acești purtători sunt generați termic, numărul lor va crește cu creșterea temperaturii joncțiunii. Prin urmare **valoarea curentului invers crește cu temperatura**. Dependența de temperatură a curentului invers de saturație se poate exprima prin următoarea constatare experimentală:

I_S își dublează valoarea pentru o creștere cu 10°C a temperaturii joncțiunii.

Tot ce s-a discutat până acum este valabil pentru orice valoare a tensiunii de polarizare inversă mai mică decât **tensiunea de străpungere (V_{STR})**. Valoarea acestei tensiuni diferă de la o joncțiune la alta în funcție de gradul de impurificare cu atomi donori și/sau acceptori. Ea va fi mare dacă semiconductorul este slab impurificat și scade pe măsura creșterii gradului de impurificare a semiconductorului.

Dacă tensiunea de polarizare inversă se apropie de valoarea V_{STR} , purtătorii minoritari care traversează regiunea golită vor avea o viteză și deci o energie cinetică foarte mare. Prin ciocnirea lor cu atomii rețelei cristaline ei pot provoca

ruperea legăturilor covalente, deci, generarea de noi perechi electron – gol. Prin urmare numărul de purtători minoritari crește. Această creștere mărește probabilitatea ciocnirilor și prin urmare **numărul de purtători minoritari se multiplică în avalanșă**. Efectul este creșterea abruptă a curentului invers prin diodă. Acest fenomen poartă numele de **străpungerea joncțiunii**.

Fenomenul de străpungere este reversibil. Dacă tensiunea de polarizare inversă scade sub valoarea de străpungere, electronii și golurile generate prin multiplicare în avalanșă vor dispărea prin recombinare și curentul invers prin joncțiune revine la valoarea I_S .

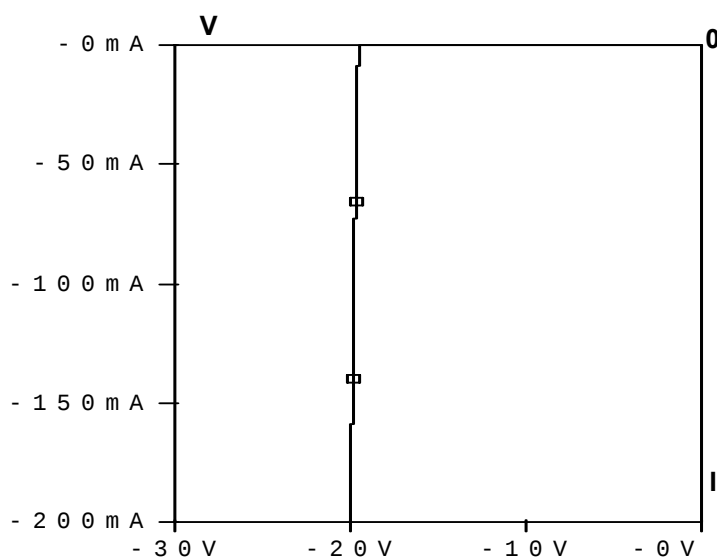


figura 7. Străpungerea joncțiunii p-n

Figura 7 prezintă o joncțiune pentru care tensiunea de străpungere este în jur de $-20V$. Se poate remarca faptul că în momentul în care tensiunea de polarizare inversă este apropiată de această valoare, curentul invers prin joncțiune crește foarte abrupt. Deși străpungerea este un fenomen reversibil și nu duce la distrugerea joncțiunii, în acest regim poate să se producă un alt fenomen care distruge joncțiunea.

Puterea disipată de joncțiune, egală cu produsul dintre V_{STR} și curentul prin joncțiune poate atinge valori mari. Aceasta duce la o încălzire exagerată a semiconductorului și la distrugerea definitivă a joncțiunii.

8. POLARIZAREA DIRECTĂ A JONCȚIUNII P-N

Dacă tensiunea aplicată din exterior este de sens opus potențialului de barieră, joncțiunea este polarizată direct.

Efectul tensiunii exterioare va fi opus potențialului de barieră **regiunea golită se îngustează** până la limita la care purtătorii majoritari pot să traverseze joncțiunea (figura 8). Așa cum s-a explicat în paragraful anterior, curentul dat de electroni se însumează cu curentul produs de deplasarea golurilor. Dar, spre deosebire de polarizarea inversă, în acest caz **curentul este produs de deplasarea purtătorilor majoritari**. Din acest motiv valoarea lui este cu câteva ordine de mărime mai mare decât valoarea curentului invers.

Practic, dacă tensiunea de polarizare directă crește, curentul prin joncțiune crește exponențial. Se poate remarca din figura 9 că un curent direct începe să apară în cazul siliciului la o tensiune de polarizare directă mai mare de aproximativ 500mV. Valoarea lui crește foarte mult pentru o creștere mică a tensiunii.

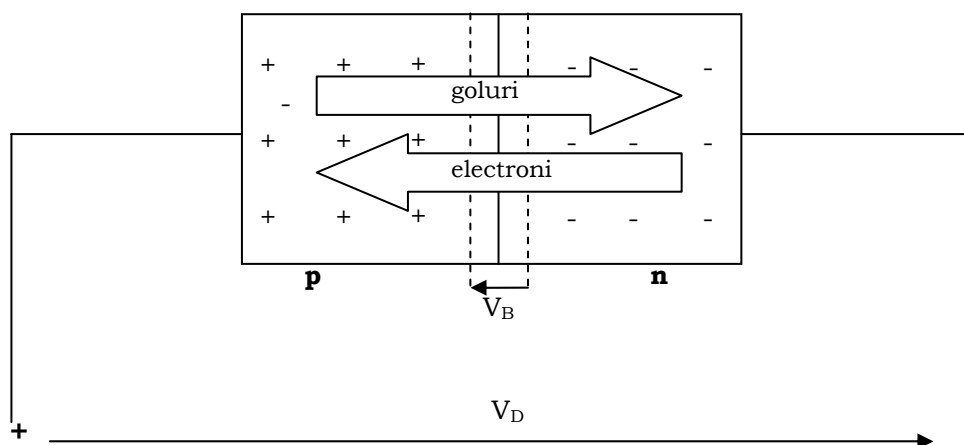


figura 8. Polarizarea directă

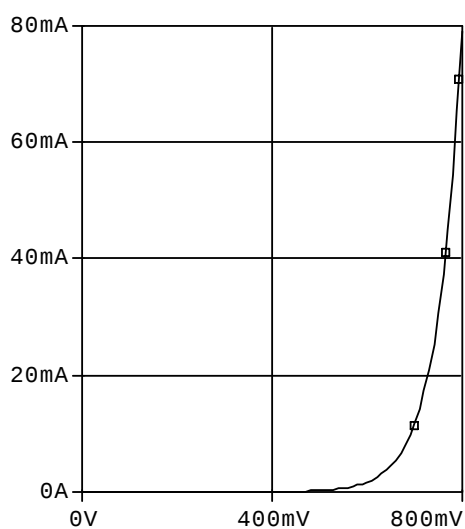


figura 9. Graficul curentului în funcție de tensiunea de polarizare directă

Analitic, curentul prin joncțiune I_D , poate fi exprimat în funcție de tensiunea de polarizare directă V_D , prin relația:

$$i_D = I_S (e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1) \quad (13)$$

Este de remarcat faptul că tensiunea termică apare în expresia acestui curent și prin urmare și temperatura joncțiunii va influența valoarea acestui curent. Mai mult decât V_T , și I_S este dependent de temperatură, așa cum s-a arătat în paragraful anterior. Prin urmare i_D va crește odată cu creșterea temperaturii sau, ceea ce este echivalent, pentru a produce același curent, este nevoie de o tensiune V_D mai mică. Se poate aproxima că V_D scade $2mV/^{\circ}C$.

9. CONCLUZII

Proprietățile electrice ale joncțiunii **p-n** sunt diferite în funcție de polarizarea ei. Dacă joncțiunea este direct polarizată (regiunea **p** pozitivă față de regiunea **n**) ea poate să conducă curentul dacă tensiunea de polarizare directă depășește o anumită valoare. Acest prag de tensiune de la care dioda începe să conducă un curent semnificativ este în jur de 0,5 V pentru siliciu. Peste această valoare curentul

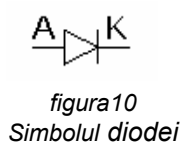
crește foarte mult pentru o creștere mică a tensiunii de polarizare. Cu alte cuvinte, căderea de tensiune pe o joncțiune în conducție directă este aproximativ constantă pentru limite largi de variație ale curentului. Valoarea acestei căderi de tensiune poate fi dedusă cu precizie din relația 13. În mod uzual, în cazul siliciului, ea se poate aproxima, pentru o analiză calitativă, la valoarea:

$$V_p = 0,7V \quad (14)$$

Dacă joncțiunea este invers polarizată (regiunea **p** negativă față de regiunea **n**) ea nu conduce practic curentul (vezi relația 12) sau mai precis este parcursă de un curent invers foarte mic (vezi relația 11). Acest curent este de ordinul nanoamperilor în cazul siliciului.

Capitolul II

DIODA SEMICONDUCTOARE



Dioda semiconductoră este un dispozitiv electronic realizat dintr-o joncțiune p-n, încapsulată și prevăzută cu două terminale. Terminalul care face contact cu regiunea de tip **p** se numește **anod** și se notează **A**. Terminalul care face contact cu regiunea de tip **n** se numește **catod** și se notează **K**. Simbolul de circuit al diodei este reprezentat în figura 10.

1. CARACTERISTICA STATICĂ A DIODEI SEMICONDUCTOARE

Prin caracteristica statică a diodei, înțelegem graficul funcției

$$I_D = f(V_D) \quad (15)$$

care exprimă dependența dintre curentul prin diodă de tensiunea de pe diodă. Ea se numește statică deoarece este valabilă numai în situația în care viteza de modificare a tensiunii V_D este suficient de mică pentru ca viteza de deplasare a purtătorilor de sarcină prin semiconductor să nu trebuiască a fi luată în calcul.

Caracteristica diodei semiconductoră va fi caracteristica unei joncțiuni **p-n**, deci ea poate fi trasată prin alăturarea la aceeași scară a graficelor din figura 6, 7 și 9.

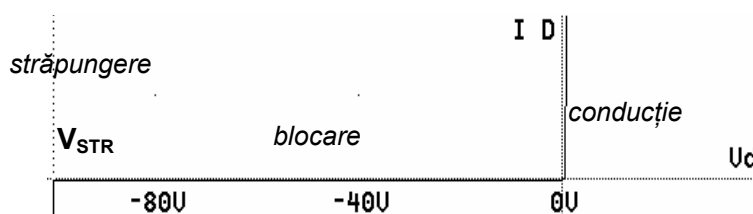


figura11 Caracteristica statică a diodei 1N4148

În figura 11 este prezentată caracteristica statică a diodei 1N4148, o diodă de siliciu des utilizată în unele aplicații.

La această scară a graficului putem distinge 3 regiuni de funcționare a diodei. De la dreapta la

stânga, acestea sunt:

- **regiunea de conducție**, delimitată la stânga de axa curentului și care este caracterizată o valoare pozitivă a tensiunii de polarizare. În această regiune dioda este polarizată direct și curentul I_D va fi dat de relația 13.
- **regiunea de blocare**, delimitată la dreapta de axa curenților, la stânga de tensiunea de străpungere, este caracterizată de o valoare negativă a tensiunii de polarizare, mai mică în valoare absolută decât V_{STR} . În această regiune dioda este polarizată invers și nu conduce curentul (la această scară, curentul I_S nu se poate distinge).
- **regiunea de străpungere**, situată de-a lungul liniei punctate din stânga graficului, este caracterizată de o tensiune inversă constantă pe diodă, în timp ce curentul invers crește foarte abrupt.

Pentru analiza circuitelor cu diode, relația (13) este aplicabilă dacă ne aflăm în regiunea de conducție sau de blocare. Utilizarea ei este însă incomodă fără asistența calculatorului. Pentru o analiză calitativă a circuitelor este mai rezonabil să înlocuim dioda cu un **circuit echivalent (un model) liniarizat**. Cu alte cuvinte trebuie să găsim un circuit compus în exclusivitate din elemente liniare (surse, rezistențe) care în condițiile specifice date să se comporte similar cu dispozitivul electronic. Înlocuind dioda cu modelul ei, vom obține un circuit liniar care poate fi analizat prin calcul algebric simplu.

2. MODELUL DE DIODĂ IDEALĂ

La scara la care este trasat graficul caracteristici diodei din figura 11, în regiune de conducție căderea de tensiune pe diodă pare a fi zero iar în regiunea de blocare curentul prin diodă este zero. Aceste aproximații sunt acceptabile dacă se lucrează cu tensiuni de ordinul zecilor de volți și cu curenți de ordinul miliamperilor. De asemenea, se presupune că tensiunea de polarizare inversă nu va depăși valoarea de străpungere. **În aceste condiții graficul caracteristici statice se poate idealiza** la forma din figura 12.

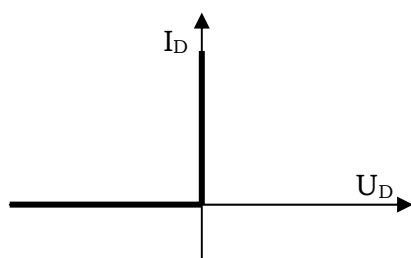


figura 12 Caracteristica diodei ideale.

Analitic, cele două segmente ale graficului pot fi descrise de următoarele ecuații:

$$U_D = 0 \text{ pentru regiunea de conducție} \quad (16)$$

$$I_D = 0 \text{ pentru regiunea de blocare} \quad (17)$$

Relația 16 descrie un element ideal de circuit numit **scurtcircuit** (sau rezistență de valoare 0), iar relația (17) o **întrerupere** (sau rezistență de valoare infinită). Prin urmare o diodă polarizată direct se poate înlocui în scopul analizei circuitului cu un scurtcircuit, iar o diodă polarizată invers cu o întrerupere.

Exemplificăm utilizarea acestui model în analiza circuitului din figura 13.a.

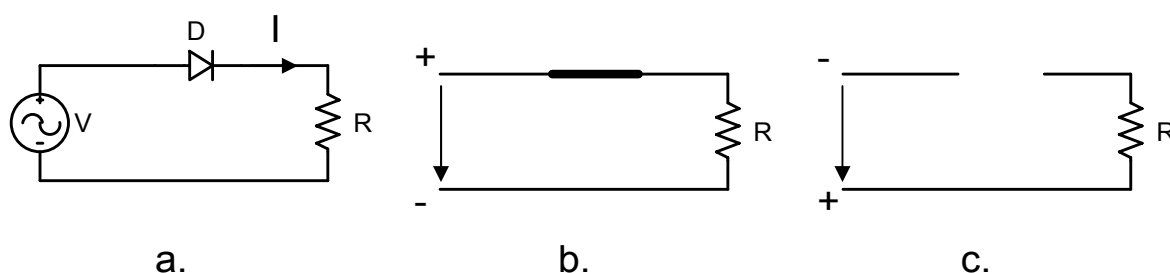


figura 13. Analiza unui circuit cu diodă pe baza modelului de diodă

Determinăm curentul prin circuit în situația în care: $v = V_{MAX} \sin \omega t$

Semnalul de intrare fiind sinusoidal, pe durata unei semialternanțe v este pozitiv și va polariza direct dioda, prin urmare o putem înlocui cu un scurtcircuit (figura 13.b.). Prin urmare, pe baza legii lui Ohm:

$$I = \frac{V_{MAX}}{R} \sin \omega t, \text{ pentru } \sin \omega t > 0.$$

Pe durata semialternanței negative a semnalului de intrare, dioda este invers polarizată și pe baza modelului ideal se poate înlocui cu o întrerupere (figura 13.c.). prin urmare:

$$I = 0, \text{ pentru } \sin \omega t < 0$$

Figura 14 prezintă formele de undă ale tensiunii de intrare și ale curentului prin circuit.

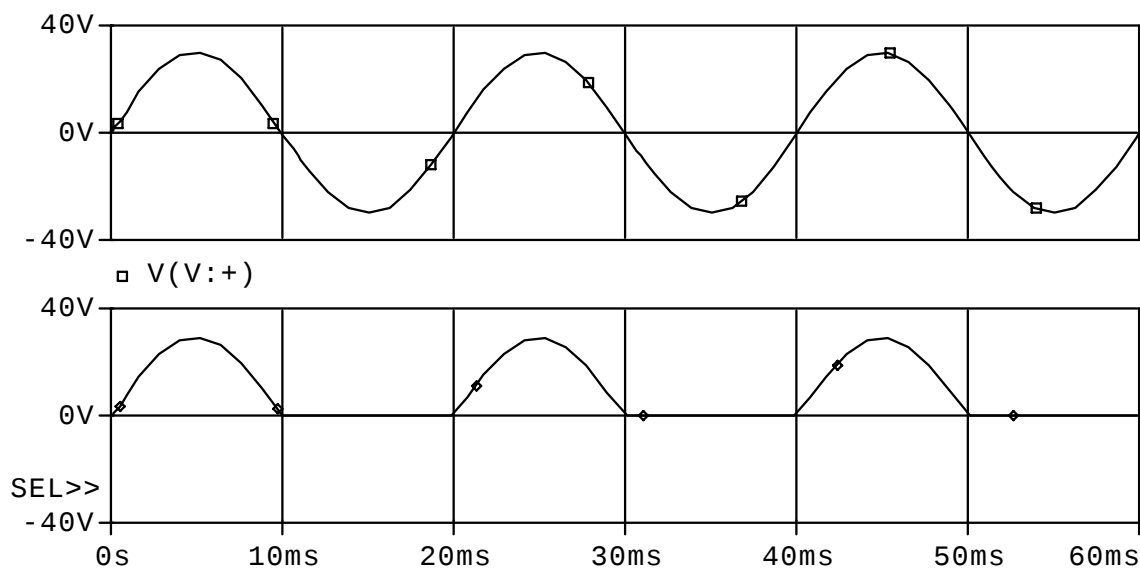


figura 14 Forma de undă a tensiunii (sus) și a curentului (jos)

3. MODELUL DIODEI LA TENSIUNI DE POLARIZARE DE ORDINUL VOLȚILOR

Un detaliu al graficului caracteristicii statice din figura 11 pentru tensiuni de polarizare de ordinul volților este prezentat în figura 15.

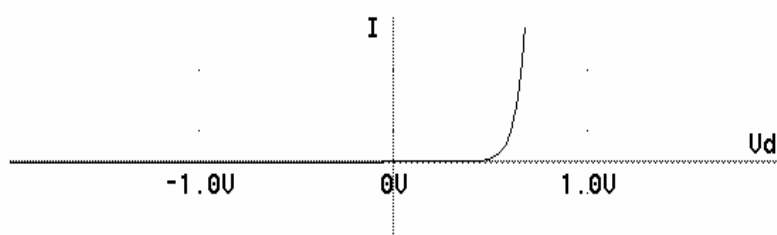


figura 15 Detaliu al caracteristicii pentru polarizări de ordinul volților

Se poate remarca din figura 15 că în regiunea de conducție există o cădere de tensiune, diferită de zero, pe diodă. Considerând această tensiune constantă (aproximativ

0,7V în cazul diodelor din siliciu) graficul din figura 15 poate fi aproximat prin graficul din figura 16. El reprezintă o translație cu 0,7V a caracteristicii diodei ideale în zona de conducție. Relațiile (16) și (17) devin

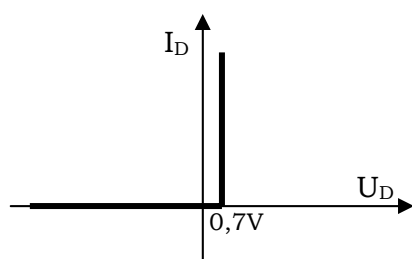


figura 16. Caracteristica liniarizată

$$U_D = 0,7V \text{ pentru regiunea de conducție} \quad (18)$$

$$I_D = 0 \text{ pentru regiunea de blocare} \quad (19)$$

Relația (18) descrie un element ideal de circuit numit **sursă ideală de tensiune** (care are aceeași tensiune independent de celelalte elemente cu care se află în circuit). Prin urmare o diodă polarizată direct se poate înlocui în scopul analizei circuitului cu o sursă ideală de tensiune continuă cu valoarea de 0,7V, iar o diodă polarizată invers cu o întrerupere.

Exemplificăm utilizarea acestui model în analiza circuitului din figura 17.a.

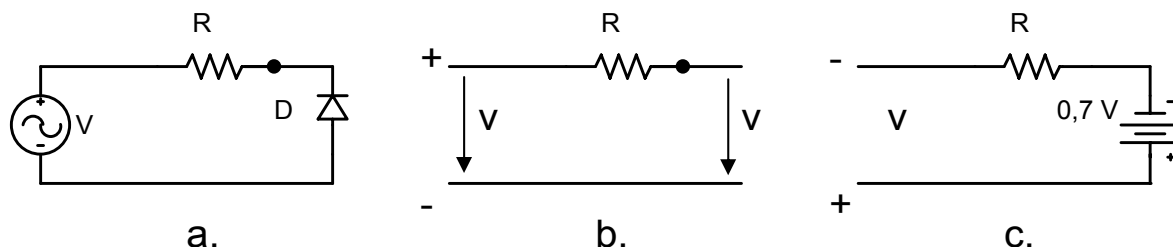


figura17. Luarea în considerare a căderii de tensiune pe dioda polarizată direct

Determinăm tensiunea pe diodă în situația în care: $v = V_{MAX} \sin \omega t$.

Pe durata semialternanței pozitive dioda este invers polarizată și se poate înlocui cu o întrerupere (figura 17.b). Drept urmare tensiunea de pe diodă va fi identică cu tensiunea de intrare.

Pe durata semialternanței negative dioda este polarizată direct și prin urmare o vom înlocui cu o sursă de tensiune constantă, așa cum se vede în figura 17.c.. Este evident că în acest caz, tensiunea de ieșire va fi de -0,7V.

Graficele tensiunii de intrare și de ieșire sunt prezentate în figura 18.

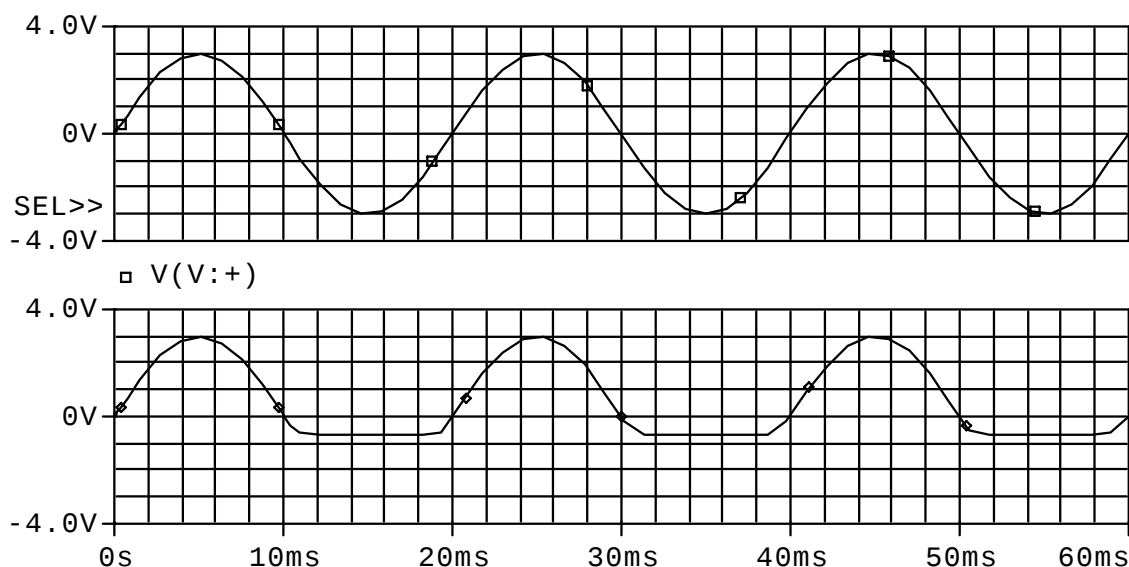


figura18 Tensiunea de intrare (sus) și de pe diodă (jos)

4. MODELUL DE SEMNAL MIC AL DIODEI

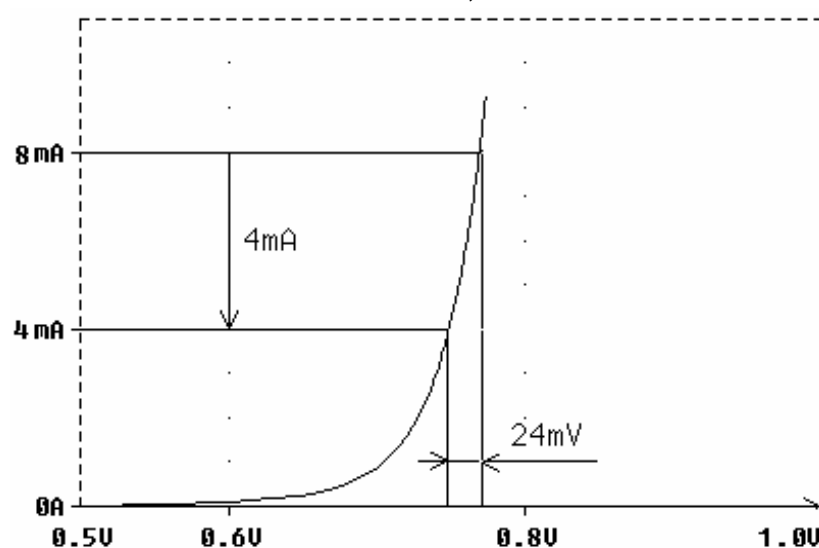
Modelele descrise până acum sunt valabile în situația în care tensiunea de polarizare a diodei are valori mai mari decât 0,7V. Altfel spus acestea sunt **modele de semnal mare**.

Sunt situații practice în care tensiunea de polarizare are o componentă continuă care polarizează dioda și o componentă variabilă, ΔV_D , de ordinul milivolților sau a zecilor de milivolți. În acest caz, cu ajutorul modelului de semnal mare se poate determina curentul continuu prin diodă I_D , dar nu și variațiile ΔI_D produse de ΔV_D . Este nevoie prin urmare de un **model de semnal mic** adecvat acestei situații.

Modelul de semnal mic al diodei semiconductoare este o rezistență, așa numita rezistență dinamică:

$$r_D = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} \quad (20)$$

Valoarea ei se modifică de la câțiva ohmi la sute de megaohmi în funcție de zona de



pe caracteristica statică în care lucrează dioda.

În figura 19 este ilustrată situația în care o diodă 1N750 este polarizată direct astfel încât $V_{AK} = 0,75V$. Se poate remarca în figura 19 că pentru o modificare a tensiunii $\Delta V_{AK} = 24mV$, corespunde o modificare a curentului $\Delta I_{AK} = 4mA$.

Prin urmare conform relației (20):

Figura 19 determinarea grafică a rezistenței r_D

$$r_d = \frac{24}{4} = 6\Omega$$

Tot din figura 19 se poate intui că dacă dioda ar fi fost polarizată cu o tensiune continuă de 0,6 V, ΔV_{AK} nu produce aproape nici un efect asupra curentului prin diodă, deci $\Delta I_{AK} \rightarrow 0$. Conform relației (20) r_D este foarte mare în acest caz.

Metoda grafică de determinare a rezistenței dinamice nu este întotdeauna convenabilă. O metodă analitică de determinare a r_D rezultă din relația 20. Dacă considerăm inversul rezistenței dinamice, și considerăm că ΔV_{AK} tinde la zero, atunci:

$$\frac{1}{r_D} = \frac{dI_D}{dV_D} \quad (21)$$

Prin derivarea relației (13) obținem:

$$\frac{1}{r_D} = \frac{I_D}{V_T}, \text{ sau, } r_D = \frac{V_T}{I_D} \quad (22)$$

unde I_D este curentul continuu care trece prin diodă.

Cum la temperatura camerei $V_T = 26mV$, din relația (22) rezultă că pentru un curent de polarizare de $10 \mu A$ de exemplu, o diodă va avea o rezistență dinamică de $2,6k\Omega$ iar la un curent de polarizare de $10mA$, aceasta va fi de $2,6\Omega$.

Trebuie remarcat faptul că relația (22) exprimă strict rezistența joncțiunii **p-n** la un curent dat. Rezistența unei anumite diode include și rezistența ohmică a materialului semiconductor, precum și rezistența de contact dintre terminale și semiconductor. Spre deosebire de rezistența joncțiunii, aceste rezistențe nu se modifică odată cu curentul care trece prin diodă.

Fixăm noțiunile prezentate în acest paragraf cu ajutorul unui exemplu:

Să se determine tensiunea la bornele diodei din figura 20. a dacă tensiunea de intrare este de forma:

$$v_I = V + v_{MAX}\sin\omega t, \text{ unde } V = 5V, v_{MAX}=5mV, \text{ iar } R = 4,3k\Omega.$$

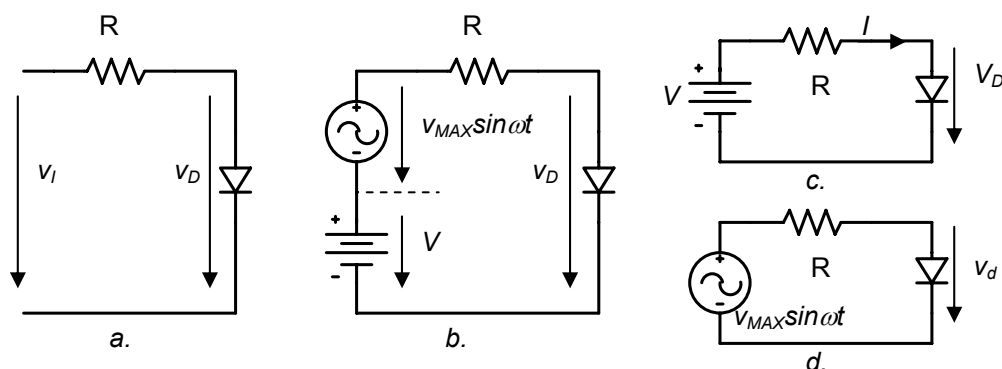


figura 20. Circuit cu diodă alimentat de la o sursă cu componentă de c.c. și c.a

Sursa de semnal de intrare se poate descompune în două surse înseriate: o sursă de curent continuu și o sursă de curent alternativ, așa cum se prezintă în figura 20. b. Dacă folosim unul din modelele liniare pentru diodă, atunci analiza acestui circuit se poate face pe două circuite echivalente:

- un circuit echivalent de curent continuu (figura 20. c), din care se poate determina tensiunea și curentul continuu prin diodă sau **punctul static de funcționare** al diodei.
- un circuit echivalent de curent alternativ (figura 20. d), din care se poate determina componenta alternativă a tensiunii de pe diodă. Acest circuit se mai numește și **circuit echivalent de semnal mic** deoarece este valabil numai în ipoteza în care componenta de curent alternativ a semnalului de intrare produce variații mici ale punctului static de funcționare, astfel încât caracteristica statică să poată fi aproximată prin tangenta dusă în punctul static de funcționare.

Înlocuim în circuitele din figura 20. c și d dioda cu modelul ei de semnal mare, respectiv de semnal mic și obținem circuitele din figurile 21. a și b.

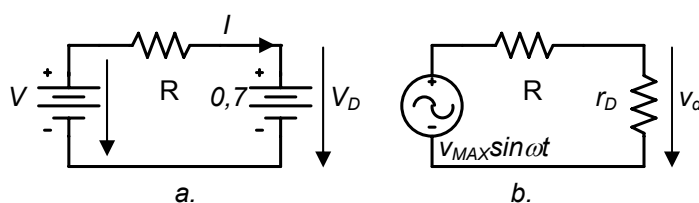


figura 21. Circuitele echivalente de c.c. și c.a.

$$V = +5V$$

$$V_D = 0,7V \text{ și}$$

$$I = \frac{V - V_D}{R} = \frac{4.3V}{4.3k\Omega} = 1mA$$

Cunoscând valoarea curentului prin diodă, se poate determina pe baza relației (22) valoarea rezistenței r_D :

$$r_D = \frac{v_T}{I} = \frac{26\text{mV}}{1\text{mA}} = 26\text{k}\Omega$$

Prin urmare componenta alternativă a tensiunii pe diodă va fi:

$$v_d = \frac{r_D}{r_D + R} V_{MAX} \sin \omega t = \frac{26}{26 + 4.3} 5 \sin \omega t = 4.3 \sin \omega t \text{ [mV]}$$

Tensiunea totală pe diodă va fi dată de suma tensiunilor de c.c. și c.a.

$$v_D = V_D + v_d = 0,7 + 4,3 \times 10^{-3} \sin \omega t$$

Graficul acestei tensiuni este prezentat în figura 22., pentru situația în care frecvența semnalului de intrare este 50Hz:

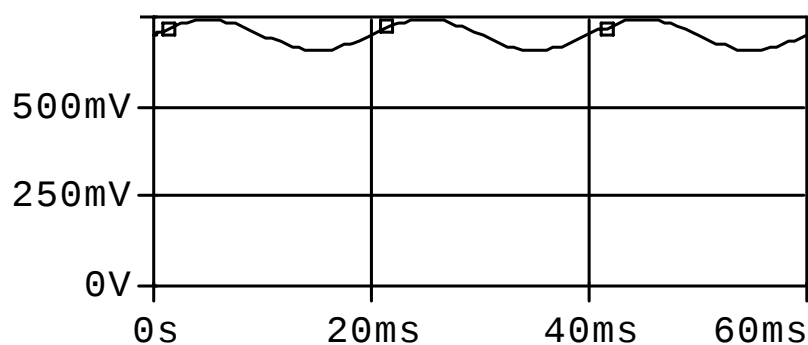


figura 22. Forma de undă a tensiunii pe diodă

5. TIPURI DE DIODE

Se produc mai multe tipuri de diode semiconductoare, destinate diverselor aplicații ale acestor dispozitive:

- **Diode redresoare**, utilizate pentru redresarea curentului alternativ, care au de obicei: curenți de lucru mari de ordinul amperilor, tensiuni de străpungere de ordinul sutelor de volți dar frecvența maximă de lucru mică, de ordinul sutelor de herți, deoarece se redresează de obicei tensiunea rețelei.
- **Diode de comutație**, utilizate ca și comutatoare electronice, comandate de polaritatea tensiunii v_{AK} , care, din contră, lucrează la curenți mici, de ordinul zecilor de mA dar au frecvența de lucru mare.
- **Diode stabilizatoare de tensiune** sau **diode Zener**, care lucrează cu polarizare inversă la tensiuni mai mari decât tensiunea de străpungere și exploatează proprietatea joncțiunii **p-n** aflate în străpungere de a menține o tensiune

constantă la borne. Acestea lucrează uzual cu curenți de ordinul zecilor de mA și pot avea tensiuni de străpungere (sau tensiunea Zener) de la câțiva volți la peste 100 de volți.

- **Diode varicap**, utilizate ca și condensatoare variabile în circuite rezonante și care utilizează capacitatea echivalentă a regiunii de sarcină spațială a unei diode invers polarizate.

Există și alte dispozitive cu două terminale care se numesc diode, (ex. dioda Shockley) dar acestea au o altă structură decât diodele realizate pe baza unei singure joncțiuni p-n și un alt principiu de funcționare.

6. CIRCUITE CU DIODE REDRESOARE

După cum sugerează și denumirea lor, acest tip de diode sunt utilizate la redresarea curentului alternativ.

Prin redresare înțelegem transformarea energiei electrice de curent alternativ în energie electrică de curent continuu.

Deoarece diodele au o rezistență mică, practic zero, atunci când sunt direct polarizate, și o rezistență mare, practic infinită, atunci când sunt invers polarizate, ele pot fi utilizate pentru redresare.

O schemă de **redresor monoalternanță** este prezentată în figura 23. a.

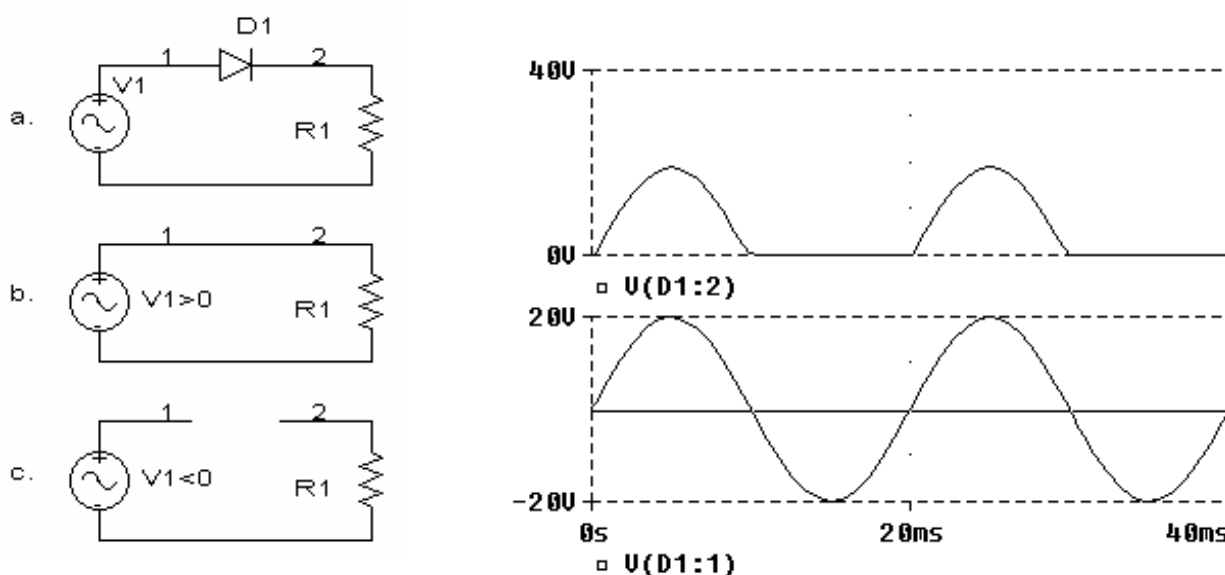


Figura 23. a. Redresorul monoalternanță b. Schema echivalentă când dioda este polarizată direct c. Schema echivalentă când dioda este polarizată invers. d. Formele de undă ale tensiunii de la ieșire și intrare

Atâta timp cât tensiunea de intrare (v_1) este pozitivă, circuitul echivalent al redresorului este cel din figura 1.b. În consecință tensiunea de ieșire (v_2) va fi egală cu tensiunea de intrare.

Atâta timp cât tensiunea de intrare (v_1) este negativă, circuitul echivalent al redresorului este cel din figura 1.c. În consecință tensiunea de ieșire (v_2) va fi 0.

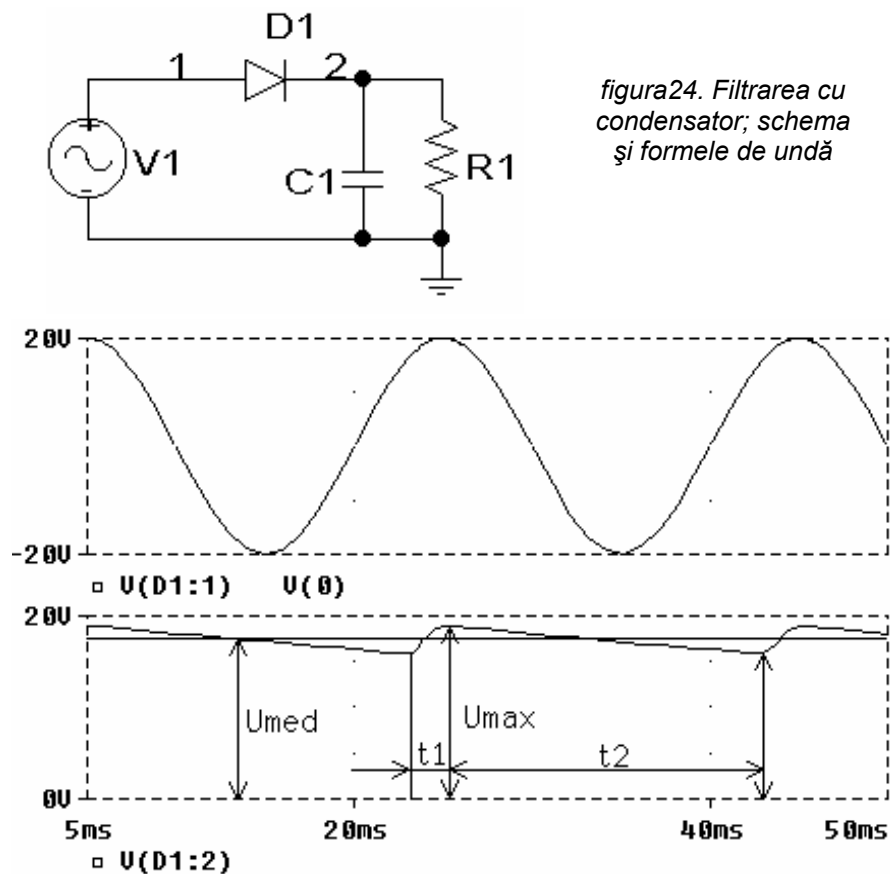
Tensiunea de intrare are valoarea medie pe o perioadă egală cu 0 în timp ce valoarea medie a tensiunii redresate este evident diferită de zero. Mai precis:

$$V_{2med} = \frac{V_{1MAX}}{\pi} = 0,318 \times V_{1MAX} \quad (23)$$

Deși în medie valoarea tensiunii pe R1 este pozitivă, ea poate lua orice valoare între 0 și V_{MAX} . Prin urmare, ondulațiile tensiunii de ieșire (sau brumul de rețea) sunt foarte mari. Atunci când redresoarele sunt folosite pentru alimentarea unor echipamente electronice, acest lucru este inacceptabil.

Se impune prin urmare **filtrarea ondulațiilor**.

Metoda cea mai simplă pentru filtrarea ondulațiilor este utilizarea unui **condensator de filtraj**. Condensatorul, montat în paralel pe ieșire, se încarcă pe durata cât dioda conduce la o valoare apropiată de maximumul tensiunii de intrare. În perioada când dioda nu conduce, condensatorul se descarcă prin sarcină asigurând menținerea curentului și implicit a tensiunii de ieșire pe toată perioada semnalului de intrare (figura 24).



În intervalul t_1 condensatorul se încarcă la valoarea U_{MAX} . În acest moment dioda se blochează deoarece potențialul catodului egalează potențialul anodului. În intervalul t_2 , C_1 se descarcă prin rezistența de sarcină R_1 și tensiunea de ieșire scade la valoarea U_{MIN} , după care ciclul se reia. În interval de o perioadă:

$$T = t_1 + t_2 \quad (24)$$

vom avea o ondulație a tensiunii de ieșire:

$$\Delta U = U_{MAX} - U_{MIN} \quad (25)$$

Valoarea medie a tensiunii redresate va fi

$$U_{med} = u_{MAX} - \frac{\Delta U}{2} \quad (26)$$

Dacă circuitul este corect proiectat:

$$t_1 \ll t_2 \quad (27)$$

și prin urmare:

$$T \cong t_2 \quad (28)$$

În aceste condiții curentul mediu prin sarcină este rezultatul descărcării condensatorului:

$$I_{med} = \frac{U_{med}}{R_1} = C_1 \frac{\Delta U}{T} = C_1 \times \Delta U \times f \quad (29)$$

Prin urmare ondulațiile tensiunii de ieșire se pot aproxima cu relația:

$$\Delta U = \frac{U_{med} \times T}{R_1 C_1} \quad (30)$$

iar valoarea lui C_1 pentru un anumit nivel admis al brumului de rețea este:

$$C_1 = \frac{I_{med}}{f \times \Delta U} \quad (31)$$

Graficele din figura 24 au fost obținute prin simularea PSPICE a unui redresor pentru care $C_1 = 1000\mu F$ și $R_1 = 100\Omega$. Din grafic se determină $U_{med} = 17,3V$ și $\Delta U = 3V$. Din relația (31) rezultă:

$$C_1 = \frac{17,3}{100 \times 50 \times 3} = 1153\mu F$$

Acest rezultat confirmă aplicabilitatea metodei aproximative de calcul prezentate mai sus. Din calcul a rezultat un condensator mai mare decât prin simularea circuitului, deci cu valoarea calculată ar rezulta un filtraj mai bun decât cel prezumat.

Această metodă foarte simplă de filtraj are două dezavantaje:

- Condensatorul de filtraj are valori mari dacă curentul prin sarcină este mare (ceea ce implică preț ridicat și gabarit mare).
- Curentul prin diodă este mult mai mare decât valoarea medie a curentului prin sarcină.

Din graficele din figura 24 se poate remarca că dioda conduce un timp scurt, t_1 , dintr-o perioadă, timp în care asigură curentul de sarcină și încarcă condensatorul cu o cantitate de sarcină :

$$q = I_D t_1 \quad (32)$$

În timpul t_2 , mult mai mare, această sarcină descărcată din condensator asigură curentul mediu redresat deci:

$$q = I_{med} t_2 \quad (33)$$

prin urmare, din relațiile (32) și (33) obținem:

$$I_D = \frac{t_2}{t_1} \times I_{med} \quad (34)$$

În cazul concret din figura 24, $t_1 = 2ms$ și $t_2 = 18ms$ prin urmare:

$$I_D = 9 \times I_{med} = 1,5A.$$

I_D este de fapt, un curent mediu pe timpul t_1 , cât dioda conduce. Valoarea lui maximă va fi aproximativ

$$I_{Dmax} = 2 \times I_D$$

deci aproximativ 3 A în exemplul nostru concret. Prin urmare pentru a asigura 170mA în sarcină, trebuie folosită o diodă care să reziste la impulsuri de curent de 3A. Raportul t_2 / t_1 este cu atât mai mare cu cât condensatorul de filtraj este mai mare. Prin urmare cu cât filtrajul este mai bun, cu atât curentul de vârf prin diodă este mai mare.

Randamentul redresării poate fi practic dublat dacă se redresează ambele semialternanțe ale tensiunii alternative. Acest deziderat se realizează cu două tipuri de redresoare, ambele foarte des utilizate în practică:

- Redresorul în punte
- Redresorul cu priză mediană

6.1. Redresorul în punte

În cazul acestui redresor se folosesc, așa cum se vede în figura 25 patru diode pentru redresarea tensiunii alternative.

Pe durata semialternanței pozitive, sunt direct polarizate diodele D_2 și D_3 , prin urmare sarcina va fi parcursă de curent în sensul indicat în figura 25.b.

Pe durata semialternanței negative, vor fi direct polarizate diodele D_4 și D_1 , prin urmare curentul va trece prin sarcină cu sensul indicat în figura 25.c.

Se poate remarca faptul că, deși sensul curentului prin sursa de alimentare se schimbă, sensul curentului prin sarcină rămâne același deci și polaritatea tensiunii pe rezistența de sarcină este neschimbată pe o perioadă. În consecință forma tensiunii pe rezistența de sarcină va fi cea din figura 25.d. Comparând acest grafic cu cel din figura 24. se poate intui că valoarea medie a tensiunii redresate este dublă față de redresorul monoalternanță. Din relația 23 prin înmulțire cu doi obținem:

$$U_{med} = \frac{2 \times U_{MAX}}{\pi} = 0.637 \times U_{MAX} \quad (35)$$

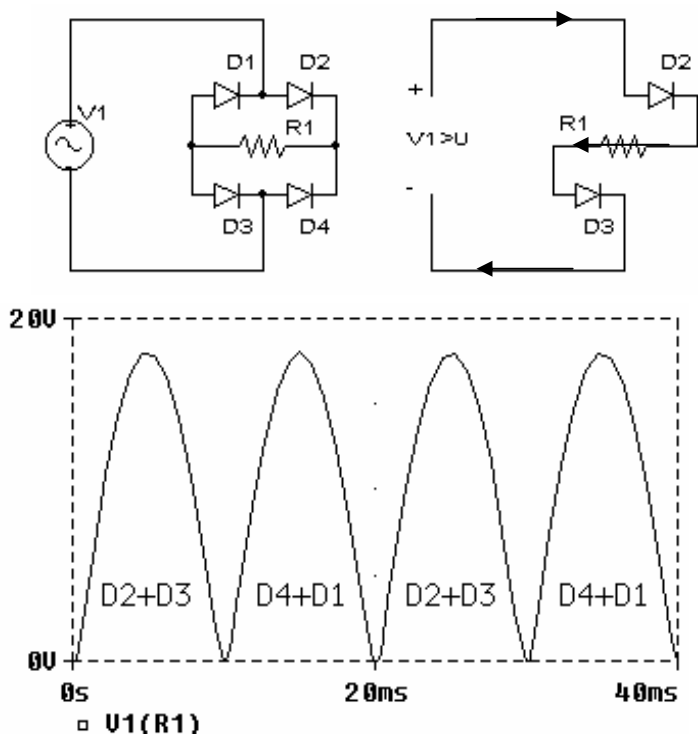


figura 25. Redresorul in punte. Schema electrică, schema echivalentă pentru cele două semialternanțe, forma de undă a tensiunii de ieșire.

Evident că și în cazul acestui redresor se poate realiza filtrarea undulațiilor cu un condensator de filtraj. Formulele (29), (30) și (31) rămân valabile și în acest caz, cu observația că **perioada tensiunii redresate va fi jumătate** din perioada tensiunii redresate cu redresorul monoalternanță, respectiv **frecvența va fi dublă**.

Prin urmare, pentru acest redresor, **la aceeași valoare a condensatorului de filtraj obținem un brum de rețea de două ori mai mic**.

La aceeași valoare admisă a brumului condensatorul de filtraj poate fi de două ori mai mic, ceea ce constituie un avantaj important. De asemenea, o capacitate mai mică implică și un curent mai mic de încărcare, prin urmare și vârfurile de curent prin diodele redresoare vor fi de două ori mai mici.

Un dezavantaj minor al acestui redresor este că sarcina este mereu în serie cu două diode. Prin urmare aproximativ 1,4V din tensiunea sursei de alimentare se pierd, nemaiajungând pe rezistența de sarcină.

6.2. Redresorul dublă alternanță cu priză mediană.

În general, sursa de tensiune alternativă este secundarul unui transformator de rețea. Dacă acesta are două înfășurări identice, sau este prevăzut cu o priză mediană, se poate realiza redresorul din figura 26.

Priza mediană sau punctul comun al celor două înfășurări din secundarul transformatorului este punct de masă (potențial de referință). După cum se vede în figura 26.b pe durata semialternanței pozitive a tensiunii de rețea dioda D_1 este direct polarizată prin înfășurarea L_1 a transformatorului, în timp ce D_2 este polarizată invers și nu conduce.

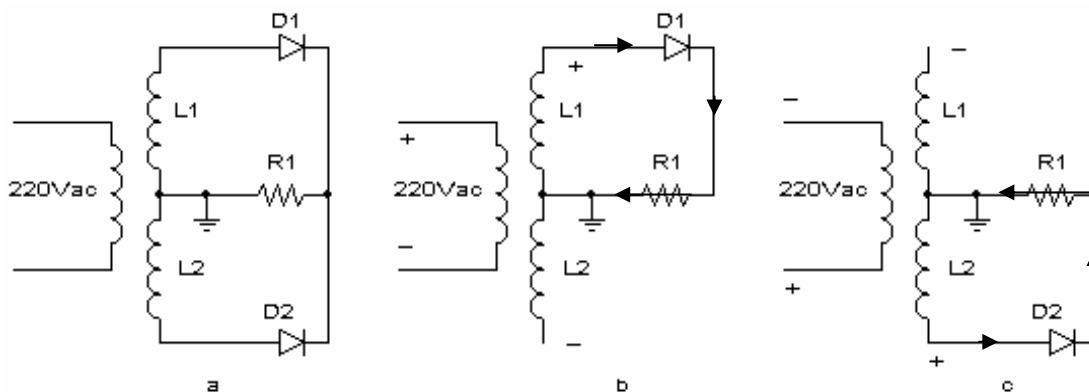


figura 26. Redresor dublă alternanță cu priză mediană

Pe durata semialternanței negative va conduce D_2 și D_1 va fi blocată (figura 26.c). Se poate remarca din figura 26. b. și c. că **indiferent de polaritatea tensiunii de intrare, curentul prin rezistența de sarcină nu își schimbă sensul**. Se produce deci o redresare a ambelor semialternanțe și forma tensiunii pe R_1 precum și valoarea ei medie va fi aceeași ca și la redresorul în punte. Tot la fel, rămân valabile considerațiile legate de filtrarea tensiunii redresate.

Dezavantajul acestei soluții de redresare este necesitatea realizării a două înfășurări secundare identice, ceea ce ridică prețul și gabaritul transformatorului de rețea.

Un tip de diodă foarte des utilizat pentru redresarea curentului alternativ este dioda 1N 4007. Aceasta are valoarea tensiunii inverse maxime care se poate aplica repetitiv egală cu 1000V, curentul mediu redresat poate fi de 1A iar căderea de tensiune pe diodă, la acest curent este de maximum 1,6V.

7. CIRCUITE CU DIODE DE COMUTAȚIE

Prin comutație înțelegem trecerea bruscă a unui dispozitiv din starea de blocare în starea de conducție sau invers. În cazul diodelor acest regim apare dacă tensiunea de polarizare își schimbă brusc sensul.

Dacă în circuitul din figura 23 aplicăm la intrare un semnal dreptunghiular în loc de un semnal sinusoidal, obținem un circuit simplu în care dioda lucrează în comutație.

În figura 27 avem formele de undă ale tensiunii de intrare și ieșire. Deoarece sarcina este rezistivă, curentul prin diodă va avea aceeași formă ca și tensiunea de ieșire.

Dacă dioda utilizată nu este o diodă specială de comutație, forma de undă a tensiunii de ieșire va fi asemănătoare cu cea din figura 27 graficul din mijloc. Se poate remarca faptul aparent surprinzător că dioda conduce invers. Explicația acestui fenomen este următoarea:

Pe durata cât dioda este polarizată direct, ea este parcursă de un curent de purtători majoritari. Prin urmare, un număr mare de goluri din regiunea de tip **p** tranzitează regiunea de tip **n** unde ei sunt purtători minoritari, respectiv un număr mare de electroni provenind din regiunea de tip **n** tranzitează regiunea de tip **p** în care ei sunt purtători minoritari. La schimbarea bruscă a polarizării, în primul moment, cele două regiuni ale joncțiunii vor avea un număr mare de purtători minoritari. Dar purtătorii minoritari pot să traverseze joncțiunea invers polarizată.

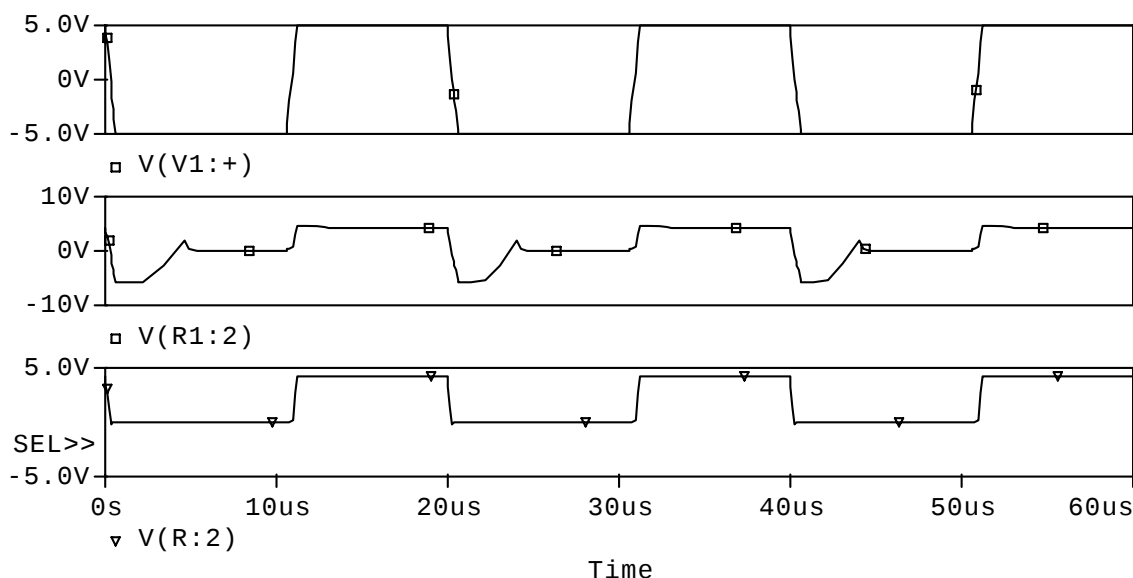


figura 27 Forma de undă a tensiunii de intrare (sus) și a tensiunii de ieșire în două situații: dioda utilizată este o diodă redresoare (mijloc) respectiv dioda este o diodă de comutație (jos)

Prin urmare joncțiunea va fi parcursă de un curent invers semnificativ. După un timp care depinde de gradul de impurificare al semiconductorului și de dimensiunile lui geometrice, acest curent scade la valoarea I_S adică aproape zero.

Diodele de comutație sunt special realizate pentru ca acest timp să fie foarte scurt. Din acest motiv în graficul din partea de jos a figurii 27 conducția inversă nu mai este observabilă. Asta nu înseamnă că ea nu se produce ci că la scara la care este reprezentat graficul, timpul de dispariție al curentului invers este atât de mic încât nu se mai distinge.

Acest timp se numește **timp de revenire inversă** și este un parametru important care caracterizează diodele în comutație.

O diodă de comutație foarte des utilizată este 1N4148. Ea are o tensiune inversă repetitivă de 75V, un curent mediu redresat de 150mA și o cădere de tensiune în sens direct la acest curent de maxim 1V. Timpul de revenire inversă este de 4ns.

Un exemplu de circuit în comutație este cel din figura 28. Tensiunile de intrare A, B, și C pot să ia independent una de cealaltă valorile 0V sau 5V.

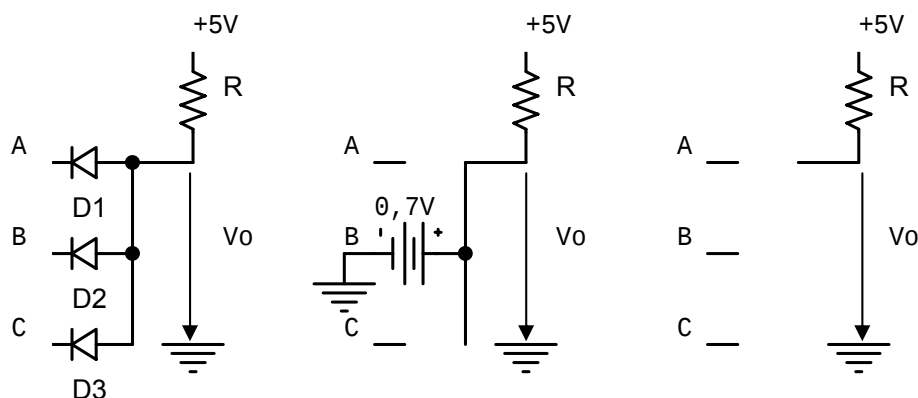


figura 28 Poartă logică **SI** realizată cu diode în comutație

Dacă cel puțin una dintre intrări este egală cu zero, dioda corespunzătoare va fi direct polarizată și prin urmare tensiunea de ieșire va fi aproximativ 0,7V.

Dacă toate intrările sunt la nivel de 5V, toate diodele vor fi blocate și tensiunea de ieșire va fi de +5V.

Prin urmare, tensiunea de ieșire este de 5V dacă și numai dacă $A=5V$ și $B=5V$ și $C=5V$. De aceea un circuit de acest tip se numește poartă **ȘI**.

Figura 29 reprezintă o poartă logică **SAU**. Tensiunea de ieșire va fi aproximativ 4,3V dacă cel puțin una din intrări are valoarea de 5V. Numai dacă toate intrările sunt 0 V ieșirea va fi 0 V.

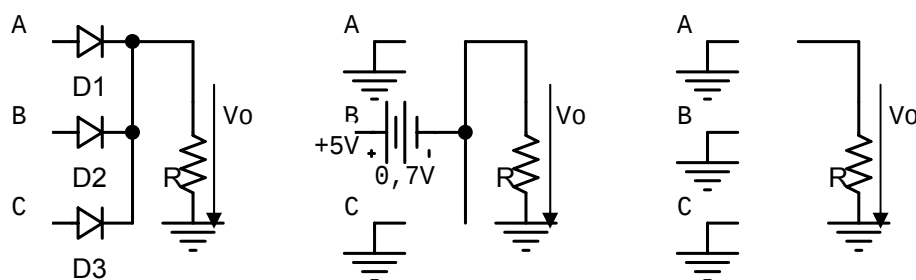


figura 29. Poartă logică **SAU** realizată cu diode

Circuitul se poate utiliza și dacă tensiunile A, B, C iau valori arbitrare. Fie de exemplu $A=9V$, $B=12V$ iar $C=20V$. În acest caz, Tensiunea de 20V de pe anodul diodei D_3 determină deschiderea acestei diode. Tensiunea de ieșire va fi de aproximativ 19,3V. Aceasta este și tensiunea catodilor diodelor și prin urmare D_1 și D_2 vor fi invers polarizate (deși au o tensiune pozitivă în anod, ea este mai mică decât potențialul catodului).

Generalizând putem afirma că:

$$V_o = \max(A, B, C) - 0,7V \quad (36)$$

motiv pentru care circuitul din figura 29 se mai numește și circuit de maxim.

O aplicație uzuală a acestui circuit este alimentarea unui aparat de la două surse de alimentare. În acest caz dioda D_3 lipsește iar A este tensiunea dată de un redresor iar B este tensiunea dată de o baterie. Dacă este îndeplinită condiția $A > B$ atunci V_o va fi egală cu tensiunea redresorului iar D_2 va fi blocată. Prin urmare de la baterie nu se consumă curent atunci când aparatul este alimentat de la priză. Dacă redresorul este scos din priză, D_1 se blochează dar echipamentul rămâne alimentat de la baterie.

8. CIRCUITE CU DIODE ZENER

Diodele Zener sunt diode semiconductoare special construite pentru a lucra în regim de polarizare inversă.

După cum se poate vedea în figura 30, la tensiuni de polarizare inversă mai mari decât tensiunea de străpungere, tensiunea pe diodă se modifică foarte puțin la

variații mari ale curentului invers. Cu alte cuvinte, rezistența internă a diodei este foarte mică în această regiune a caracteristicii statice.

Pentru cazul particular din figura 30:

$$r_z = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{58}{33} = 1,8\Omega$$

Panta abruptă a caracteristicii începe de la un anumit curent I_{Zmin} . Curentul prin diodă nu trebuie să depășească o valoare I_{Zmax} pentru ca puterea disipată de diodă să nu depășească valoarea maxim admisibilă.

De exemplu, dioda Zener PL5V1 are tensiunea de străpungere de aproximativ 5,1V (eroarea putând fi de cel mult 5%). Ea poate să disipe maximum 1W și are o rezistență de 5Ω la un curent de 100mA.

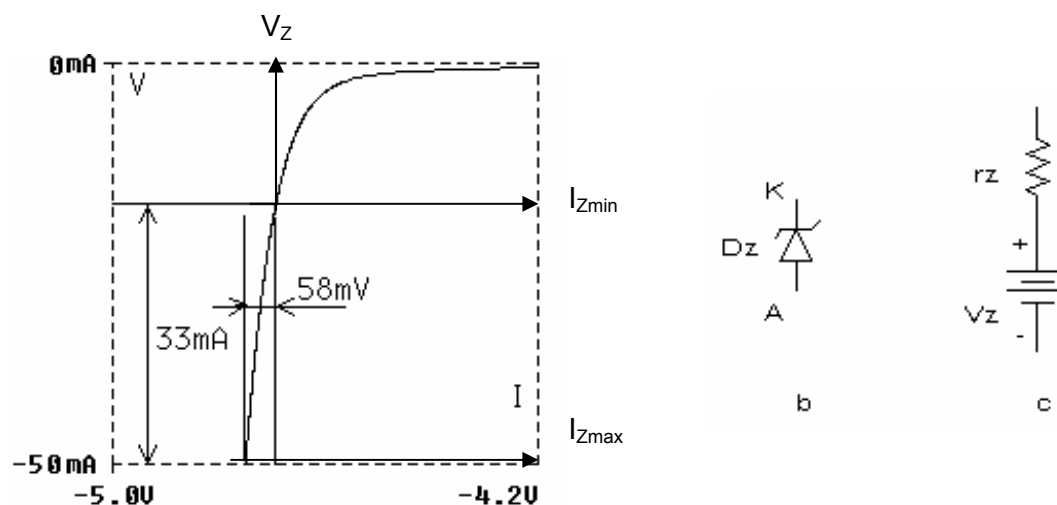


figura 30. a. Caracteristica diodei în zona de străpungere b. Simbolul diodei Zener c. Schema echivalentă

Dacă este asigurat un curent mai mare decât I_{Zmin} prin diodă, ea tinde să mențină constantă tensiunea la bornele ei, cu o anumită eroare, dată de căderea de tensiune pe r_z , care depinde de curentul prin diodă. Prin urmare, dioda Zener se poate modela printr-o sursă de tensiune constantă, în serie cu o rezistență de ordinul ohmilor. Tendința de menținere a tensiunii la valoarea V_z este folosită pentru realizarea stabilizatoarelor de tensiune. Schema unui stabilizator parametric simplu este prezentată în figura 31.

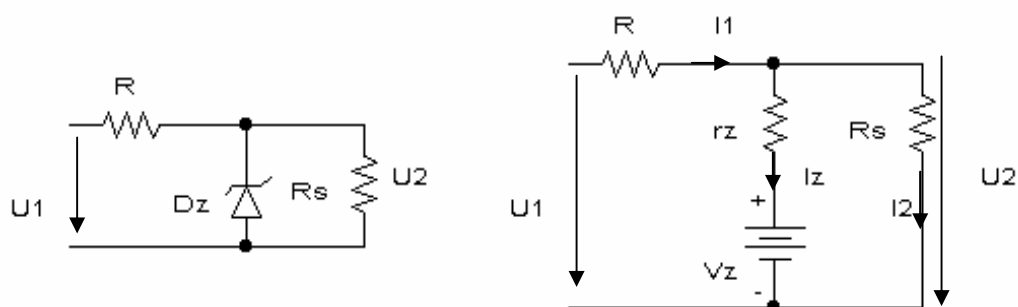


figura 31. Stabilizator parametric cu diodă Zener și schema echivalentă

Vom determina tensiunea U_2 :

$$I_1 = I_z + I_2 \Rightarrow \frac{U_1 - U_2}{R} = \frac{U_2 - V_z}{r_z} + \frac{U_2}{R_s} \Rightarrow \frac{U_1}{R} + \frac{V_z}{r_z} = U_2 \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_z} + \frac{1}{R_s} \right) \Rightarrow$$

$$U_2 = \frac{U_1}{1 + \frac{R}{r_z} + \frac{R}{R_s}} + \frac{V_z}{1 + \frac{r_z}{R} + \frac{r_z}{R_s}} \quad (37)$$

Dacă r_z ar fi 0 din relația (37) rezultă:

$$U_2 = V_z.$$

Cum r_z deși foarte mic, este totuși diferit de 0 trebuie folosit semnul aproximativ :

$$U_2 \cong V_z \quad (38)$$

Eroarea pe care o introducem este cu atât mai mică cu cât :

$$R \gg r_z \text{ și } R_s \gg r_z \quad (39)$$

Relația (38) definește un stabilizator de tensiune, deoarece tensiunea de ieșire este constantă, indiferent de tensiunea de intrare sau rezistența de sarcină.

Totuși restricțiile din relația (39) impun ca rezistența de sarcină să fie mult mai mare decât r_z . Prin urmare stabilizatorul parametric poate fi utilizat numai pentru sarcini cu consum redus de curent.

Dacă ținem cont de faptul că dioda se comportă ca stabilizator numai dacă I_z este mai mare decât $I_{z\min}$ și mai mic decât $I_{z\max}$ obținem restricții suplimentare. Dacă în figura 31 neglijăm r_z obținem relația:

$$I_z = \frac{U_1 - V_z}{R} - \frac{V_z}{R_s} = \frac{U_1}{R} - \frac{V_z}{R} - \frac{V_z}{R_s} \quad (40)$$

Pentru ca $I_z > I_{z\min}$ trebuie pe baza relației 40 ca :

$$I_{z\min} < \frac{U_{1\min}}{R} - \frac{V_z}{R} - \frac{V_z}{R_{s\min}}$$

Cum ultimul termen din relația de mai sus reprezintă curentul maxim prin sarcină $\Rightarrow$

$$R < \frac{U_{1\min} - V_z}{I_{z\min} + I_{s\max}} \quad (41)$$

Pe baza relației (40), pentru ca $I_z < I_{z\max}$ $\Rightarrow$

$$R > \frac{U_{1\max} - V_z}{I_{z\max} + I_{s\min}} \quad (42)$$

Inegalitățile (41) și (42) impun restricții evidente asupra tensiunii de intrare, curentului de ieșire și a valorii maxime a rezistenței R. Cum pe baza relației (39) este de dorit ca R să fie cât se poate de mare, din relația (41) rezultă că valoarea minimă a tensiunii de intrare trebuie să fie mai mare decât V_z . **Cu cât U_{1min} este mai mare decât V_z , cu atât R poate fi ales de valoare mai mare.** În practică este recomandat ca U_1 să fie cu cel puțin 30% mai mare decât V_z .

După ce a fost stabilită pentru R cea mai mare valoare permisă de relația (41), se va verifica obligatoriu dacă ea satisface și inegalitatea (42). Dacă nu, se vor impune noi restricții pentru U_{1min} și I_{2max} , în sensul creșterii tensiunii de intrare și al reducerii curentului prin sarcină.

9. CIRCUITE CU DIODE VARICAP

O joncțiune **p-n** invers polarizată poate fi privită ca un condensator. De o parte și de alta a regiunii golite, se găsesc acumulări de sarcină de semn contrar, (vezi figura 5) exact ca și pe armăturile unui condensator plan. Regiunea golită ar fi dielectricul dintre armături. Mai mult decât atât, dacă tensiunea de polarizare inversă crește sau scade, lărgimea regiunii golite crește sau scade și prin urmare capacitatea joncțiunii scade sau crește și ea.

O diodă varicap este prin urmare un condensator variabil, cu capacitatea dependentă de tensiunea de polarizare inversă aplicată.

De exemplu, dioda varicap BB139 are o capacitate de 26pF la 3V tensiune inversă aplicată și 4,3pF la o tensiune de 25V. Dioda BB125 are 12pF la 3V tensiune inversă și 2,5pF la 25V.

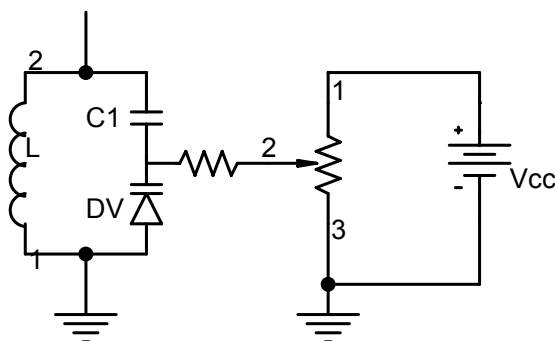


figura 32. Circuit acordat cu diodă varicap

În figura 32 este prezentat simbolul de circuit al diodei varicap și o aplicație uzuală a acesteia.

Între capetele 1 și 2 ale bobinei L sunt legați doi condensatori în serie: condensatorul fix C_1 și capacitatea echivalentă C_2 a diodei varicap. Frecvența de rezonanță a circuitului oscilant va fi prin urmare:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}} \quad (43)$$

Valoarea C_2 se poate modifica prin modificarea polarizării inverse. În acest scop au fost introduse potențiometrul și rezistența. Ambele au valori mari (zeci, sute de kΩ, astfel încât să nu afecteze prea mult factorul de calitate al circuitului rezonant. Prezența condensatorului C_1 este absolut necesară, pentru a separa circuitul rezonant de sursa de tensiune continuă Vcc.

Dacă:

$$C_1 \gg C_2 \quad (44)$$

atunci din relația (43) rezultă:

$$f_0 \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_2}} \quad (45)$$

și prin urmare frecvența de rezonanță a circuitului se poate modifica cu ajutorul potențiometrului. Un circuit similar cu cel din figura 32 este utilizat pentru acordul pe post al unor receptoare radio sau TV.

Capitolul III

TRANZISTORUL BIPOLAR

Tranzistoarele bipolare (**TB**) sunt dispozitive semiconductoare cu două joncțiuni, realizate dintr-o succesiune de trei straturi semiconductoare de tip **n-p-n** sau **p-n-p**, după cum se prezintă în figura 33.

Regiunea din stânga, numită **emitor**, este mai puternic impurificată decât celelalte regiuni, regiunea din mijloc, **baza**, este foarte îngustă și mult mai slab impurificată decât regiunea din dreapta, **colectorul**. Ca o consecință a acestui fapt, rezistivitatea bazei este mai mare decât a celorlalte regiuni.

Pentru ca efectul de tranzistor să se producă, cele două joncțiuni trebuie polarizate după cum urmează:

- Joncțiunea **emitor-bază** trebuie polarizată *direct*
- Joncțiunea **colector-bază** trebuie polarizată *invers*.

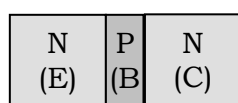
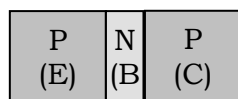


figura 33. Structura tranzistorului bipolar

Se spune în acest caz că tranzistorul este polarizat

în regiunea activă normală.

1. FUNCȚIONAREA ÎN REGIUNEA ACTIVĂ NORMALĂ

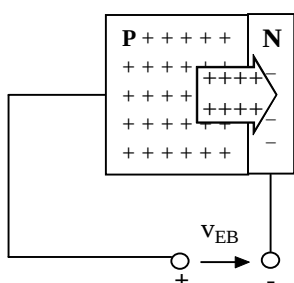


figura 34. Joncțiunea E-B la polarizare directă

Datorită polarizării directe joncțiunea **E-B** permite trecerea purtătorilor majoritari din **E** în **B**. Situația este ilustrată în figura 34., pentru tranzistorul **p-n-p**. În acest caz, purtătorii majoritari sunt golurile pentru regiunea emitorului și electronii pentru regiunea bazei. Dar cum regiunea emitorului este mult mai puternic impurificată decât baza prin joncțiune va trece un curent important de goluri, I_E , din **E** în **B** și un curent neglijabil de electroni din **B** în **E**. Are loc prin urmare o injecție de goluri în bază. Baza fiind de tip **N**, golurile sunt pentru ea purtători minoritari. Deci numărul de purtători minoritari din bază crește foarte mult.

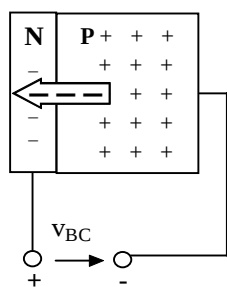


figura 35. Joncțiunea C-B la polarizare inversă

Datorită polarizării inverse, joncțiunea **C-B** permite trecerea purtătorilor minoritari (figura 35). În acest caz, purtătorii minoritari sunt golurile pentru regiunea bazei și electronii pentru regiunea colectorului. Dar cum regiunea colectorului este mai puternic impurificată decât baza, prin joncțiune va trece un curent de electroni, I_{CB0} , din **C** în **B** și un curent neglijabil de goluri din **B** în **E**. Aceasta ar fi situația în cazul în care emitorul ar fi în gol. Sensul săgeții din figura 35 indică sensul deplasării electronilor. Trebuie reținut că sensul tehnic al curentului electric este exact opus sensului mișcării electronilor și prin urmare curenții I_E și I_{CB0} au

același sens tehnic.

Dacă combinăm figurile 34 și 35 obținem imaginea din figura 36 care arată sensul de mișcare al golurilor și curenții de goluri dintr-un tranzistor **p-n-p**. Se poate remarca faptul că majoritatea golurilor injectate de emitor în bază trec în colector. Aceasta din două motive:

- **Baza fiind de tip n, golurile sunt purtători minoritari în regiunea bazei.** Așa cum s-a arătat la studiul joncțiunii pn, **purtătorii minoritari pot traversa joncțiunea dacă ea este invers polarizată. Joncțiunea C-B fiind polarizată invers, golurile din bază pot trece în colector.**
- **Baza este foarte îngustă și slab impurificată deci are rezistivitate mare. Prin urmare puține goluri vor reuși să traverseze longitudinal regiunea bazei, fără a fi captați de colector.**

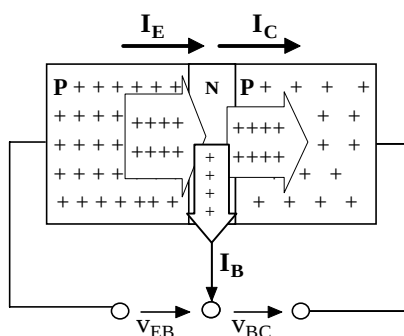


figura.36 Mișcarea golurilor injectate de emitor în bază.

Prin urmare:

$$I_E \cong I_C \quad (46)$$

Sau mai precis:

$$I_C = \alpha_F I_E \quad (47)$$

α_F din relația (47) este **factorul de transfer direct în curent**, de la emitor la colector și are, așa cum sugerează relația (46), o valoare apropiată de 1. La tranzistoarele de mică putere, care pot avea baza foarte subțire, α_F este mai mare decât 0,95. Tranzistoarele de putere, care

au, din considerente de disipație termică, o arie mare și deci și o bază mai groasă, valoarea α_F poate să scadă la 0,9.

Diferența dintre I_C și I_E este curentul care se închide prin bază, I_B :

$$I_E = I_C + I_B \quad (48)$$

Pe baza relațiilor (47) și (48) putem determina relația dintre I_C și I_B :

$$I_C = \frac{1}{1 - \alpha_F} I_B \quad (49)$$

unde notăm:

$$\beta = \frac{1}{1 - \alpha_F} \quad (50)$$

Relația (50) definește **factorul de amplificarea în curent** al tranzistorului bipolar. Având în vedere că α_F este apropiat de unitate, putem afirma că β are o valoare mare. Pentru tranzistoarele de mică putere este de ordinul sutelor, pentru cele de putere medie de ordinul zecilor iar pentru tranzistoarele de putere mare valoarea factorului de amplificarea în curent poate fi mai mică decât zece. Din relațiile (49) și (50) avem:

$$I_C = \beta I_B \quad (51)$$

Relația (51) este foarte des utilizată pentru analiza circuitelor cu tranzistori.

Tranzistoarele despre care discutăm se numesc bipolare pentru că la conducerea curentului participă purtători de sarcină de două polarități: golurile și electronii. Deși s-a focalizat discuția numai pe curentul de goluri care este cel mai important în cazul tranzistoarelor **pnp**, pentru a fi riguroși, trebuie să amintim și curentul de electroni care trece prin dispozitiv.

Joncțiunea **B-E** polarizată direct, permite trecerea purtătorilor majoritari deci, în afară de golurile din emitor ea va fi traversată și de electronii din regiunea bazei. Dar cum baza este foarte slab impurificată, acest curent este absolut nesemnificativ.

Joncțiunea **B-C** polarizată invers permite trecerea purtătorilor minoritari deci, în afară de golurile din emitor ea va fi traversată și de electronii din regiunea colectorului (vezi figura 35). Acest curent, I_{CB0} , fiind curentul invers al unei joncțiuni este evident foarte mic în condiții normale de temperatură. Dar, mai ales în cazul tranzistoarelor de putere, temperatura semiconductorului poate să crească foarte mult și prin urmare va crește numărul purtătorilor minoritari (electronii) din colector. Acest fapt atrage după sine creșterea I_{CB0} . În astfel de cazuri este bine să ținem cont de faptul că:

$$I_C = \alpha_F I_E + I_{CB0} \quad (52)$$

precum și de faptul că I_{CB0} crește exponențial cu temperatura.

Funcționarea tranzistoarelor **n-p-n** este similară. Și în cazul lor joncțiunea **B-E** trebuie direct polarizată iar joncțiunea **C-B** invers. De data aceasta, emitorul va injecta electroni în bază de unde majoritatea lor va fi captată de colector, pe când I_{CB0} va fi un curent de goluri. Relațiile (46) –(52) rămân valabile și în acest caz.

Simbolurile de circuit pentru tranzistoarele bipolare, precum și sensul convențional al curenților prin dispozitiv sunt prezentate în figura 37.

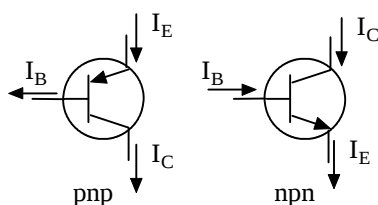


figura 37. Simboluri pentru tranzistorul bipolar

În majoritatea cazurilor sunt utilizate tranzistoarele **nnp**. Motivul este că în cazul lor curentul principal este un curent de electroni liberi. Mobilitatea acestora este mai mare decât a golurilor (prin noțiunea de gol este descrisă de fapt mișcarea globală a electronilor de valență) și prin urmare

la arii și grade de impurificare identice, tranzistoarele **nnp** au proprietăți electrice mai bune decât cele **pnp**. Desigur, există cazuri în care este necesară utilizarea ambelor tipuri .

2. FUNCȚIONAREA ÎN REGIUNEA ACTIVĂ INVERSĂ

Ne putem pune întrebarea cum se va comporta tranzistorul dacă:

- Joncțiunea *emitor-bază* este polarizată *invers*
- Joncțiunea *colector-bază* este polarizată *direct*.

În acest caz dispozitivul se află în **regiunea activă inversă** și colectorul va injecta purtători minoritari în bază iar emitorul va colecta acești purtători. Relația (52) devine:

$$I_E = \alpha_R I_C + I_{EB0} \quad (53)$$

în care α_R **este factorul de transfer invers** în curent.

Structura ne fiind simetrică, colectorul fiind slab dopat față de emitor, α_R va fi mult mai mic decât α_F , iar I_{EB0} mult mai mare decât I_{CB0} . Deci în această regiune efectul de tranzistor se va produce cu un randament mai slab decât în regiunea activă normală iar dependența de temperatură a curentului prin dispozitiv va fi mai accentuată (prin intermediul I_{EB0}). Rareori un tranzistor este utilizat în acest mod.

3. FUNCȚIONAREA ÎN REGIUNEA DE BLOCARE

Dacă atât joncțiunea **emitor-bază** cât și joncțiunea **colector-bază** sunt *invers* polarizate emitorul nu mai poate injecta purtători minoritari în bază și efectul de tranzistor nu se mai produce. Joncțiunea **emitor-bază** va fi traversată de un curent de purtători minoritari din emitor, I_{EB0} , iar joncțiunea **colector-bază** va fi traversată de un curent de purtători minoritari proveniți din colector I_{CB0} (figura 35). Nu există nici o relație între valorile acestor curenți și dacă neglijăm I_{CB0} :

$$I_C \cong 0 \quad (54)$$

4. FUNCȚIONAREA ÎN REGIUNEA DE SATURAȚIE

Dacă atât joncțiunea **emitor-bază** cât și joncțiunea **colector-bază** sunt direct polarizate atât emitorul cât și colectorul vor injecta purtători minoritari în bază și efectul de tranzistor nu se mai produce. Dispozitivul va fi traversat de un curent important dat de purtătorii majoritari din emitor și colector. Valoarea acestui curent trebuie limitată de circuitul exterior tranzistorului, pentru a preveni defectarea lui. Se poate considera că în această regiune tranzistorul se comportă ca un scurtcircuit între colector și emitor și prin urmare:

$$U_{CE} \cong 0 \quad (55)$$

5. CARACTERISTICILE STATICE ALE TB

Privit ca un cuadripol diport, care are o poartă de ieșire și una de intrare tranzistorul poate fi folosit în una din următoarele trei conexiuni fundamentale:

- **Baza comună (BC)** vezi figura 38
- **Emitor comun (EC)** vezi figura 39
- **Colector comun (CC)** vezi figura 40

Numele conexiunii provine de la numele terminalului care este comun porții de intrare și de ieșire. În afara conexiunii BC, baza este terminalul pe care se aplică

semnalul de intrare. Semnalul de ieșire se culege din colector, cu excepția conexiunii CC când ieșirea se ia din emitor. Tabelul de mai jos sintetizează aceste afirmații:

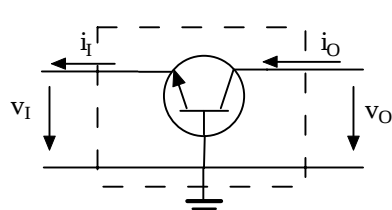


figura 38. Conexiunea B-C

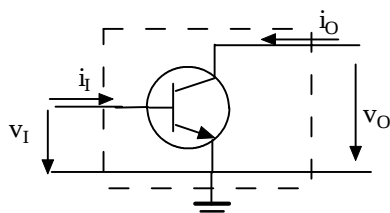


figura 39. Conexiunea E-C

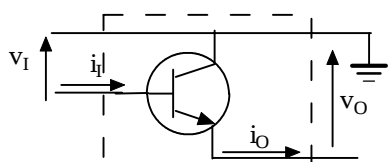


figura 40. Conexiunea C-C

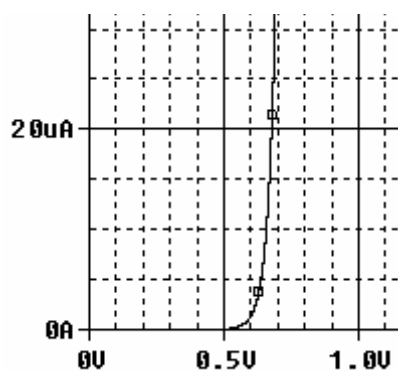


figura 41. Caracteristica de intrare

Conexiunea	v_I, i_I	V_O, i_O
B-C	V_{EB}, i_E	V_{CB}, i_C
E-C	V_{BE}, i_B	V_{CE}, i_C
C-C	V_{BC}, i_B	V_{EC}, i_E

În oricare conexiune, tensiunea de intrare se aplică pe joncțiunea B-E, și curentul de intrare trece prin această joncțiune. Graficul funcției

$$i_B = f(V_{BE}) \quad (56)$$

reprezintă caracteristica de intrare a tranzistorului bipolar. Cum relația (56) exprimă dependența curentului printr-o joncțiune **p-n** de tensiunea aplicată joncțiunii, este de așteptat ca să avem caracteristica de intrare a TB identică cu caracteristica statică a unei joncțiuni.

În figura 41 este prezentată caracteristica de intrare a tranzistorului 2N2222

Se poate remarca în figură că până la o tensiune bază – emitor de 0,5V nu avem practic curent de bază, deci pe baza relației 51 nici curent de colector. Tranzistorul este deci în regiunea de blocare.

De la 0,6V curentul crește abrupt, tensiunea pe joncțiune limitându-se la aproximativ 0,7V. De aici provine și obișnuința de a considera căderea de tensiune pe joncțiunea B – E, atunci când tranzistorul este polarizat în regiunea activă normală, ca fiind de aproximativ 0,7V.

Caracteristica de ieșire, care reprezintă dependența curentului de ieșire de tensiunea de ieșire, diferă, potrivit tabelului de mai sus, în funcție de conexiune:

— În cazul *conexiunii B-C* ea este graficul funcției

$$i_C = f(V_{CB})$$

— În cazul *conexiunii E-C* (C-C) ea este graficul funcției

$$i_C = f(V_{CE})$$

Caracteristica de ieșire pentru conexiunea E-C este prezentată în figura 42. Ea a fost obținută prin simulare PSPICE pentru un tranzistor npn de tipul 2N2222. și fost trasată pentru diferite valori ale curentului de bază.

Se poate observa că pentru tensiuni V_{CE} mici, de ordinul 0 – 300mV, (în funcție de curentul de bază) există o puternică dependență între curentul de colector și

tensiunea colector emitor. În această zonă joncțiunea B-C este practic direct polarizată deoarece:

$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = (0,5 \pm 0,7)V - (0 \pm 0,3)V = (0,2 \pm 0,7) > 0$$

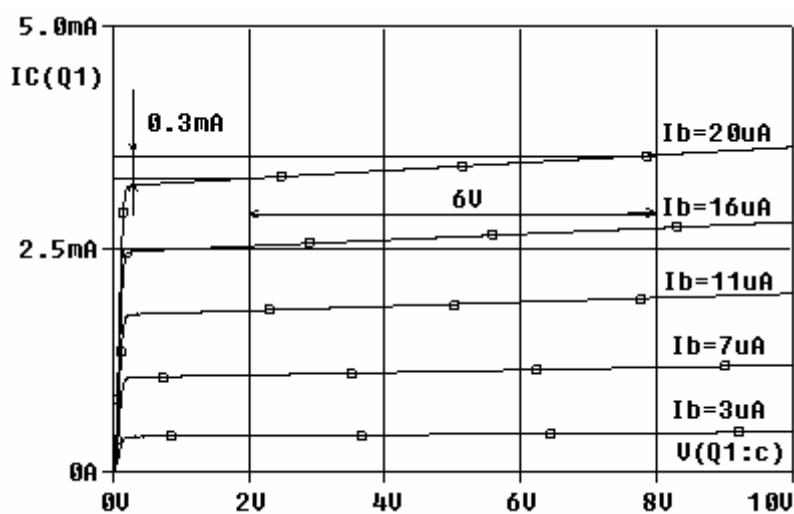


figura 42. Caracteristica de ieșire a TB pentru EC

și prin urmare tranzistorul se găsește în regiunea de saturație.

Pentru tensiuni V_{CE} mai mari decât 0,3V se constată că i_C nu mai depinde practic de V_{CE} în schimb crește pe măsura creșterii i_B . În această zonă este deci aplicabilă relația (51) și prin urmare ne aflăm în regiunea activă normală. Se poate remarca în figura 42 că pe măsură ce curentul de bază

(implicit și curentul de colector) crește, apare o ușoară dependență a curentului de colector de tensiunea colector emitor (liniile graficului nu mai sunt orizontale ci au o ușoară pantă). Aceasta poate fi descrisă analitic prin rezistența de ieșire, sau rezistența internă colector emitor:

$$r_{CE} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta i_C} \quad (57)$$

Pentru tranzistorul cu caracteristica din figura 42 se poate vedea că pentru un curent de bază de $20\mu A$, la $\Delta V_{CE} = 6V$ corespunde $\Delta i_C = 0,3mA$ și conform relației 57

$$r_{CE} = 20k\Omega.$$

În general rezistența colector emitor este de ordinul zecilor de $k\Omega$. Ea este cu

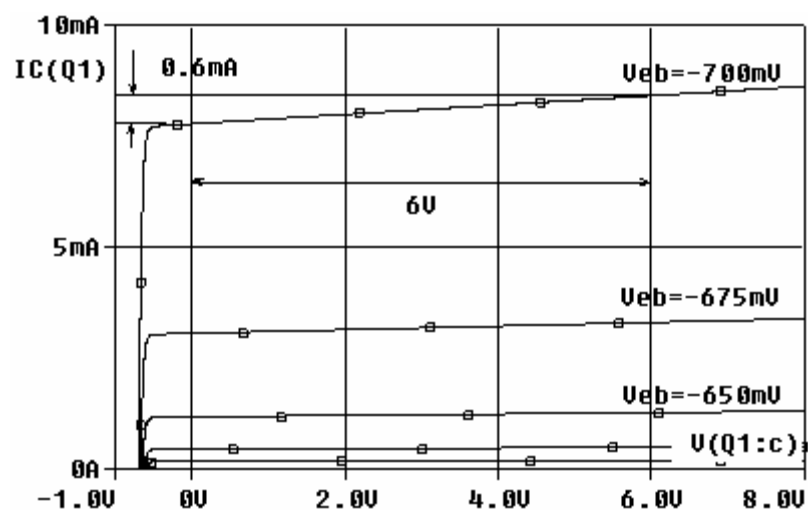


figura 43. Caracteristica de ieșire a TB în conexiune BC

atât mai mare cu cât curentul de colector este mai mic.

Caracteristica de ieșire pentru conexiunea BC este prezentată în figura 43, pentru același tip de tranzistor ca și în cazul anterior. Ea este asemănătoare cu caracteristica de ieșire a conexiunii EC. Nu trebuie pierdut din vedere faptul că de această dată curentul

de colector este reprezentat în funcție de tensiunea colector bază, și nu funcție de tensiunea colector emitor. Astfel se explică diferența dintre cele două grafice, în zona tensiunilor mici de colector.

După cum se vede în graficul din figura 43, în conexiunea BC tranzistorul rămâne în regiunea activă normală chiar și pentru tensiuni negative mici de colector, de ordinul sutelor de milivolți. În această regiune este valabilă relația (47) pentru descrierea funcționării tranzistorului.

Regiunea de saturație începe de la aproximativ -500mV pentru acest tip de tranzistor.

Rezistența de ieșire, sau rezistența internă colector bază va fi:

$$r_{CB} = \frac{\Delta v_{CB}}{\Delta i_C} \quad (58)$$

Ea este dependentă de i_C ca și r_{CE} . Pentru cazul particular din figura 43, la un curent de colector de aproximativ 8mA :

$$r_{CB} = \frac{6V}{0.6\text{mA}} = 10K \Omega$$

Această valoare nu poate fi comparată valoarea r_{CE} determinată pentru caracteristica din figura 42 deoarece curenții de colector la care s-a făcut calculul diferă. La același curent de colector rezistența de ieșire a conexiunii BC este mai mare decât la conexiunea EC, dar diferențele nu sunt foarte mari. Și în cazul conexiunii BC rezistența de ieșire este de ordinul zecilor de $k\Omega$.

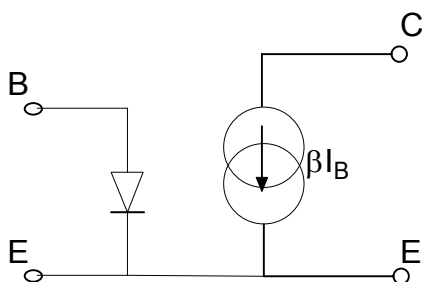


figura 44. Model de semnal mare pentru TB

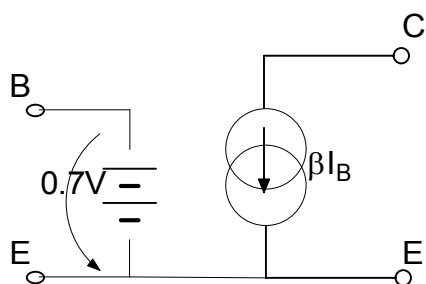


figura 45. Model de semnal mare simplificat

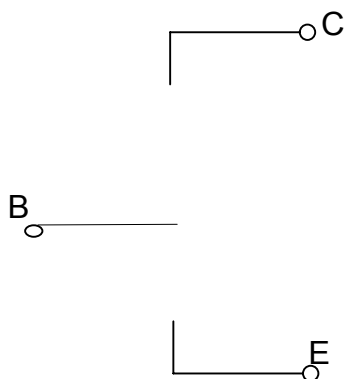


figura 46. Model pentru TB blocat

6. MODEL DE SEMNAL MARE PENTRU TB.

Pe baza caracteristicilor statice prezentate anterior se poate face un model de semnal mare al tranzistorului bipolar.

- Din caracteristica de intrare se poate deduce că joncțiunea bază emitor se comportă ca o diodă și va fi modelată ca atare.
- Din relația (51) și pe baza caracteristicilor de ieșire se poate constata că între colector și emitor tranzistorul se comportă ca o sursă de curent comandată de curentul de bază, având rezistența internă de ordinul zecilor de $k\Omega$.

Schema echivalentă este prezentată în figura 44. Ea este de fapt o versiune foarte simplificată a unui model mult mai elaborat, modelul Ebers-Moll. Ne vom limita însă la utilizarea acestei variante simple deoarece permite o analiză calitativă suficient de precisă a circuitelor cu tranzistori. Pentru calcule mai precise, necesare în cazul proiectării circuitelor, se apelează la programe specializate cum este PSPICE care utilizează modele mult mai precise.

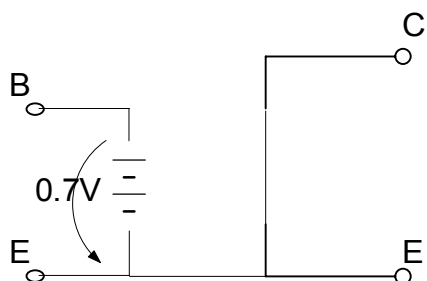


figura 47. Model pentru TB saturat

Modelul din figura 44 este valabil pentru regiunea activă normală. El poate fi simplificat mai mult înlocuind dioda printr-o cădere de tensiune de 0,7V (figura 45).

Sub această formă modelul de semnal mare va fi utilizat pentru analiza circuitelor de polarizare și la determinarea punctului static de funcționare al tranzistoarelor bipolare.

Pe baza relației (54), în regiunea de blocare, tranzistorul poate fi înlocuit cu o întrerupere între colector și emitor. Cum în această regiune dioda B-E este polarizată invers, se poate înlocui cu o întrerupere și această joncțiune (figura 46). Prin urmare, atunci când este blocat, un tranzistor nu are nici o influență asupra circuitului din care face parte.

În regiunea de saturație, pe baza relației (55), putem considera tranzistorul ca fiind un scurtcircuit între colector și emitor (figura 47). Mai exact, tranzistorul se comportă între colector și emitor ca o rezistență de valoare foarte mică. Căderea de tensiune U_{CE} este în jur de 0,3V tipic. În regiunea de saturație tranzistorul nu mai controlează curentul de colector. Acest curent trebuie limitat prin introducerea unei rezistențe în serie cu colectorul sau emitorul tranzistorului. Această rezistență trebuie să limiteze curentul de colector de saturație la o valoare mai mică decât valoarea maxim admisibilă pentru tranzistor.

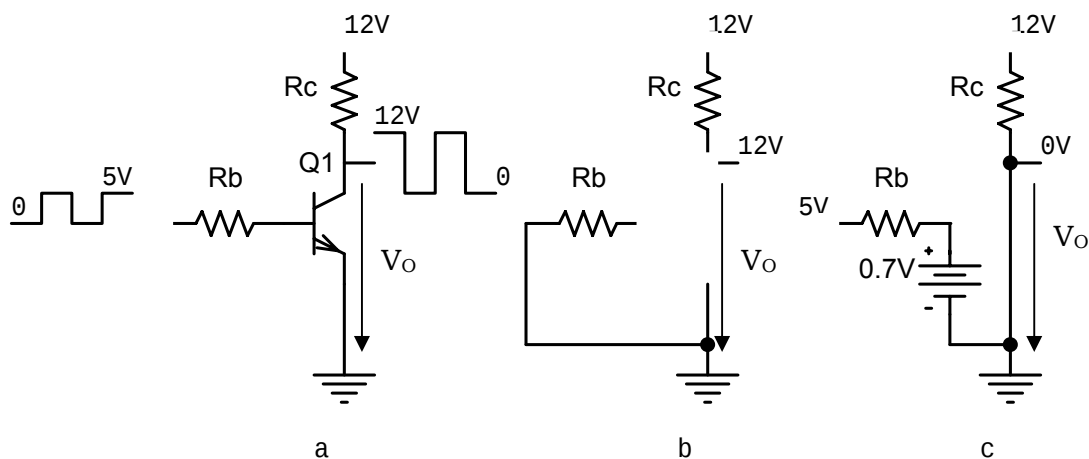


figura 48. Inversor cu TB sau TB folosit ca și comutator

Fixăm noțiunile prezentate până acum printr-un exemplu:

În figura 48 a. este prezentat un inversor realizat cu TB . Din formele de undă ale tensiunii de intrare și ieșire desenate pe aceeași figură, se poate găsi justificarea acestei denumiri:

- atunci când tensiunea de intrare este mică ($0V$ în cazul nostru), tensiunea de ieșire este mare ($12V$).
- când tensiunea de intrare este mare ($+5V$), tensiunea de ieșire este mică ($0V$)

Să analizăm funcționarea acestui circuit pe baza modelului de semnal mare al TB , introdus anterior.

- dacă tensiunea de intrare este $0V$, potențialul bazei va fi egal cu al emitorului, deci joncțiunea **B-E** este blocată. Cum potențialul colectorului este mai mare decât al bazei, și joncțiunea **C-E** va fi blocată. Tranzistorul se găsește în regiunea de blocare și poate fi înlocuit cu circuitul echivalent din figura 46. Obținem circuitul din figura 48 b. din care se vede direct că $V_O = +12V$.
- dacă tensiunea de intrare este $5V$, presupunem că tranzistorul este saturat. În acest caz el poate fi înlocuit cu schema echivalentă din figura 47. Obținem circuitul din figura 48.c. din care se vede direct că $V_O = 0V$.

Această concluzie nu este valabilă pentru orice valori ale R_C sau R_b . Pentru ca tensiunea de ieșire să fie $0V$, este necesar ca:

$$V_{CC} = I_C R_C \text{ sau } I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Curentul de bază minim necesar pentru a asigura acest curent de colector va fi:

$$I_{B\text{MIN}} = \frac{V_{CC}}{\beta R_C}$$

Din figura 48. c. se poate deduce că:

$$I_B = \frac{V_i - 0,7V}{R_b}$$

deoarece curentul de bază trebuie să satisfacă relația:

$$I_B \geq I_{B\text{MIN}} \Rightarrow R_b \leq \frac{(V_i - 0.7)\beta R_C}{V_{CC}} \quad (59)$$

Valoarea minimă a rezistenței R_C este dată de condiția ca la saturație, curentul de colector să nu depășească valoarea maxim admisibilă pentru tipul de tranzistor folosit:

$$\frac{V_{CC}}{R_C} \leq I_{\text{MAX}} \Rightarrow R_C \geq \frac{V_{CC}}{I_{\text{MAX}}} \quad (60)$$

Pentru exemplul din figura 48.a să considerăm că se utilizează un tranzistor BC237 care , conform datelor de catalog are $I_{MAX} = 100mA$ și β cuprins între 125 și 500.

În aceste condiții din relația (60) obținem valoarea minimă admisibilă pentru R_C :

$$R_C \geq \frac{12V}{100mA} = 120\Omega$$

Să presupunem că rezistența din colector este $R_C = 1k\Omega$. Dat fiind că este mult mai mare decât 120Ω , nu vom avea probleme cu depășirea curentului maxim admis. Relația (59) ne permite determinarea valorii R_b . Cum nu cunoaștem precis valoarea β , vom lua în calcul cea mai defavorabilă situație, adică $\beta=125$.

$$R_b \leq \frac{(5 - 0.7) \times 125 \times 1k}{12} = 44.791k$$

Putem alege pentru R_b prima valoare standardizată mai mică decât aceasta, de exemplu $43k\Omega$.

În exemplul prezentat tranzistorul lucrează ca un comutator electronic: el este fie deschis (blocat), fie închis (saturat). Dacă starea de blocare nu este condiționată decât de valoarea tensiunii de intrare, trebuie remarcat faptul că intrarea în saturație depinde atât de valorile rezistențelor cât și de tipul tranzistorului folosit.

7. MODEL DE SEMNAL MIC PENTRU TB.

În paragraful anterior am analizat situația în care modificarea semnalului de intrare este suficient de mare pentru a trece tranzistorul din blocare în saturație. În multe aplicații practice TB este utilizat în regim de semnal mic. El este polarizat pentru a lucra în regiunea activă normală iar semnalul de intrare are variații suficient de mici pentru ca tensiunile și curenții prin tranzistor să se modifice puțin față de valorile din punctul static de funcționare.

În condiții de semnal mic, dioda **B-E** din figura 44 se va înlocui cu rezistența ei dinamică, pe care o vom nota cu r_{BE} . Vom obține astfel modelul de semnal mic pentru TB din figura 49..

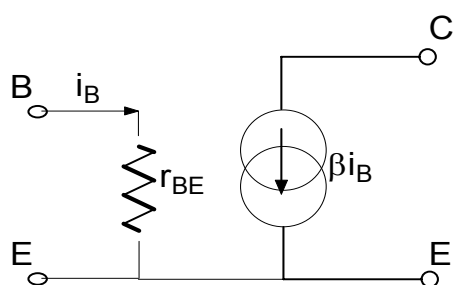


figura 49. Model de semnal mic pentru TB

Așa cum am stabilit în capitolul anterior, referitor la diode:

$$r_{BE} = \frac{V_T}{i_B} \quad (61)$$

Având în vedere relația (51), relația (60) devine:

$$r_{BE} = \beta \frac{V_T}{i_C} \quad (62)$$

Sau ținând cont de relația (48):

$$r_{BE} = (\beta + 1) \frac{V_T}{i_E} \quad (63)$$

Cum din punct de vedere dimensional $\frac{V_T}{i_E}$ este o rezistență, vom nota:

$$r_{EE} = \frac{V_T}{i_E} \quad (64)$$

și vom avea

$$r_{BE} = (\beta + 1) r_{EE} \quad (65)$$

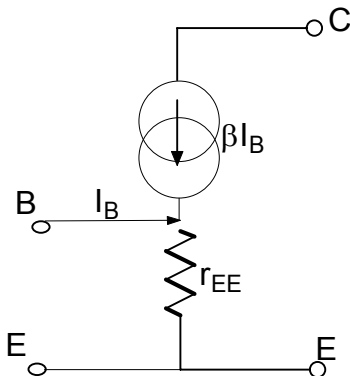


figura 50. Model de semnal mic pentru TB

Deci putem utiliza și un alt model de semnal mic pentru tranzistor, în care rezistența dinamică a diodei B-E este parcursă de curentul de emitor (figura 50.). Modelele din figurile 49 și 50 sunt evident echivalente, trecerea de la unul la celălalt făcându-se pe baza relației 65.

Relația 65 se poate explica și astfel: comparând modelele din figurile 49 și 50 se constată că pe cele două rezistențe se aplică aceeași tensiune

V_{BE} . **Dar r_{BE} va fi parcursă de curentul i_B în timp ce r_{EE} este parcursă de i_E care este de $(\beta+1)$ ori mai mare decât i_B .** Prin urmare :

$$i_B r_{BE} = (\beta + 1) i_B r_{EE}$$

de unde:

$$r_{BE} = (\beta + 1) r_{EE}$$

Această demonstrație ne conduce la următoarea concluzie cu un caracter mai general:

- **rezistență R aflată în emitorul unui TB este văzută din bază ca fiind de $(\beta+1)$ ori mai mare**
- **rezistență R aflată în baza unui TB este văzută din emitor ca fiind de $(\beta+1)$ ori mai mică.**

Considerațiunile de mai sus sunt valabile pentru situația în care tranzistoarele se găsesc în regiunea activă normală. În acest scop joncțiunile lor trebuie polarizate așa cum s-a arătat la începutul acestui capitol.

De exemplu, un tranzistor cu $\beta = 200$, polarizat să lucreze la un curent de colector de 1mA va avea $r_{EE} = \frac{26mV}{1mA} = 26\Omega$. Această valoare poate fi folosită cu modelul de semnal mic din figura 50. Dacă preferăm modelul din figura 49. vom determina pe baza relației (65) $r_{BE} = 200 \times 26 = 5200\Omega = 5,2k\Omega$.

8. CIRCUITE PENTRU POLARIZAREA TB.

Prin polarizarea tranzistorului bipolar înțelegem alimentarea lui cu tensiune continuă astfel încât dispozitivul să lucreze în regiunea activă normală. Pentru aceasta, joncțiunea **BE** trebuie polarizată direct iar joncțiunea **BC** polarizată invers. În analiza circuitelor de polarizare se folosesc relațiile:

$$I_C = \beta I_B \quad (66)$$

$$I_E \cong I_C \quad (67)$$

$$V_{BE} = 0,7V \quad (68)$$

8.1. Circuitul de polarizare prin curent de bază

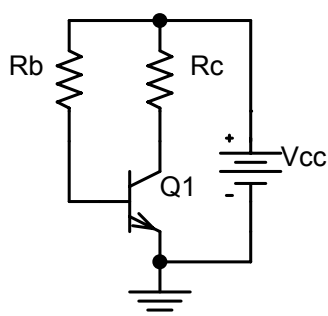


figura 51. Polarizare prin curent de bază

Circuitul de polarizare este prezentat în figura 51. El este deosebit de simplu deoarece în afară de tranzistor și sursa de alimentare sunt necesare numai două rezistențe:

- R_B care determină valoarea curentului de bază
- R_C care determină valoarea tensiunii de colector

Curentul injectat în bază are valoarea:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (69)$$

Curentul I_C rezultă din relația (66) :

$$I_C = \beta I_B$$

iar tensiunea colector emitor :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (70)$$

Perechea de valori (V_{CE} , I_C) determină în planul caracteristicilor de ieșire, coordonatele unui punct, Q, punctul static de funcționare (PSF) al dispozitivului.

Să determinăm rezistențele R_B și R_C dacă tranzistorul are $\beta = 50$ și dorim ca să lucreze la un curent $I_C = 2mA$ pentru o tensiune $v_{CE} = 6V$. Tensiunea de alimentare este $V_{CC} = 12V$.

Din relația (70) rezultă:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{(12 - 6)V}{2mA} = 3k\Omega$$

Din relația (66):

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2mA}{50} = 40\mu A$$

prin urmare conform relației 69:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{11,3V}{40\mu A} = 282,5K\Omega$$

Practic se va alege pentru R_B cea mai apropiată valoare standardizată și va trebui acceptată abaterea de la punctul static de funcționare pe care o generează. Dacă luăm $R_B = 280k\Omega$, va rezulta $I_B = 40,4\mu A$, și $I_C = 2,02mA$, prin urmare $V_{CE} = 5,94V$.

Acest circuit de polarizare foarte simplu, are dezavantajul că punctul static de funcționare, conform relației (66), depinde decisiv de β . Pe lângă faptul că β este arareori cunoscut cu precizie, valoarea lui depinde și de temperatură. Prin urmare stabilitatea PSF la modificarea temperaturii sau la schimbarea tranzistorului nu este foarte bună în cazul acestui circuit.

8.2. Polarizarea prin divizor de tensiune

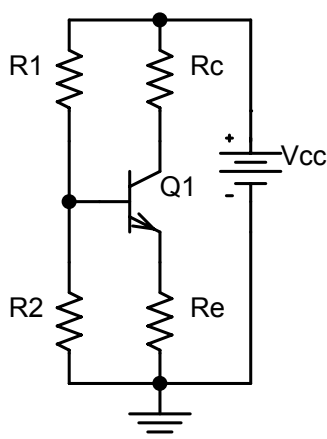


figura 52. Polarizare prin divizor de tensiune

Circuitul de polarizare este prezentat în figura 52. Față de circuitul anterior mai apar două rezistențe, între bază și masă, respectiv emitor și masă.

- R_1 și R_2 formează un divizor de tensiune care fixează potențialul bazei
- R_e determină valoarea curentului de colector

Neglijând curentul de bază, foarte mic față de curentul care trece prin divizorul de tensiune, putem afirma conform formulei divizorului de tensiune că:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (71)$$

Potențialul emitorului va fi :

$$V_E = V_B - 0,7V \quad (72)$$

Prin urmare :

$$I_E \cong I_C = \frac{V_E}{R_E} \quad (73)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (74)$$

Se poate remarca din relațiile (71) – (74) că β nu intră în calcule și prin urmare punctul static de funcționare este independent de tipul de tranzistor folosit. În realitate concluzia este adevărată numai cu o oarecare aproximație, deoarece în relația 71 am neglijat efectul curentului de bază asupra divizorului de tensiune iar în relația 73 am neglijat din nou curentul de bază. Dacă nu neglijăm curentul de bază, β ar fi apărut în expresia punctului static de funcționare. Cu toate acestea acest circuit de polarizare asigură o stabilitate foarte bună a punctului static de funcționare atât la variațiile de temperatură cât și la înlocuirea tranzistorului cu un altul (modificarea β). Din acest motiv acest circuit este foarte des utilizat în practică.

Să determinăm valorile rezistențelor de polarizare pentru cazul în care dorim ca tranzistorul să lucreze la un curent $I_C = 2mA$ pentru o tensiune $V_{CE} = 6V$. Tensiunea de alimentare este $V_{CC} = 12V$.

Alegem $R_E = 1k\Omega$ și pentru a obține un curent de colector de 2mA va trebui să avem conform relația 73, $V_E = 2V$

— Din relația (72) rezultă $V_B = 2,7V$

— Pe baza relației (71) putem scrie: $2,7 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times 12$ și deci $\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,225$

— Alegem $R_1 + R_2 = 100k\Omega$ și rezultă $R_2 = 22,5k\Omega$, respectiv $R_1 = 77,5k\Omega$.

— Pe baza relației (74) putem scrie: $6V = 12V - 2mA(R_C + 1k\Omega)$ de unde $R_C = 2K\Omega$

Vom alege pentru R_1 și R_2 valorile standardizate de $78k\Omega$ respectiv $22k\Omega$ și vom accepta o ușoară abatere de la PSF preconizat:

$$— V_B = \frac{22}{100} \times 12 = 2.64V$$

$$— V_E = 2,64 - 0,7 = 1,94V$$

$$— I_C = 1,94mA$$

$$— V_{CE} = 12V - 1,94V \times 3K\Omega = 6,18V.$$

8.3. Polarizarea prin reacție colector-bază

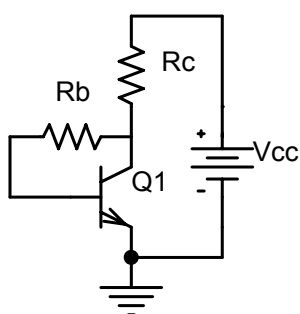


Figura 53. Polarizare prin reacție

Circuitul de polarizare este prezentat în figura 53. El este asemănător cu circuitul de polarizare din figura 51 cu deosebirea că R_B se leagă între colectorul și baza tranzistorului.

Neglijând curentul de bază, foarte mic față de curentul de colector, putem afirma:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (75)$$

Curentul de bază va fi :

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{V_{CE} - 0.7V}{R_B} \quad (76)$$

din relația (75) și (76) se poate determina :

$$I_C = \frac{V_{CC} - 0.7V}{R_C + \frac{R_B}{\beta}} \quad (77)$$

iar din relația (75) se poate determina V_{CE} .

Rezistența R_B realizează o reacție negativă între colector și bază. Astfel, dacă dintr-un motiv oarecare (de exemplu din cauza creșterii temperaturii) curentul de bază scade, atunci și curentul de colector va avea o tendință de scădere și prin urmare V_{CE} va crește. Dar creșterea tensiunii de colector determină o creștere a curentului de bază. Prin urmare reacția realizată prin R_B , are tendința de a stabiliza PSF. Conform relației (77) PSF este cu atât mai puțin dependent de β cu cât β este mai mare și R_B mai mic.

Să determinăm R_C și R_B pentru aceleași condiții ca și în cazurile anterioare: $I_C = 2mA$ pentru o tensiune $V_{CE} = 6V$. Tensiunea de alimentare este $V_{CC} = 12V$.

— Din relația (75) $\Rightarrow R_C = \frac{(12 - 6)V}{2mA} = 3k\Omega$

— Din relația (76) $\Rightarrow R_B = \frac{V_{CE} - 0.7}{I_C} \times \beta = \frac{5.3V}{2mA} \times 50 = 132,5k\Omega \cong 130k$.

Polarizarea tranzistoarelor nu reprezintă un scop în sine. Este o etapă necesară pentru ca tranzistorul să poată fi utilizat ca amplificator.

9. TRANZISTORUL CA AMPLIFICATOR

După cum arată relația (66) curentul de colector este de β ori mai mare decât curentul de bază, dacă tranzistorul este polarizat în RAN. În consecință, o mică modificare a curentului de bază determină o modificare importantă a curentului de colector:

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \beta \quad (78)$$

Prin urmare, dacă în bază vom conecta o sursă de semnal de mică putere, iar în colector o rezistență de sarcină, vom putea obține în sarcină, un curent de aceeași formă cu cel de la intrare, dar la o putere mult mai mare. Tranzistorul se comportă ca amplificator.

Aceasta nu înseamnă că el ar produce energie. Dimpotrivă, el însuși consumă energie. Figura 54 prezintă fluxul puterilor în cazul unui amplificator .

Puterea consumată de la sursa de semnal de intrare P_{IN} este mică. Dar la comanda semnalului de intrare, tranzistorul transferă o putere semnificativă de la sursa de alimentare în sarcină, $P_{IE\dot{S}}$. Acest transfer se face însă cu un randament

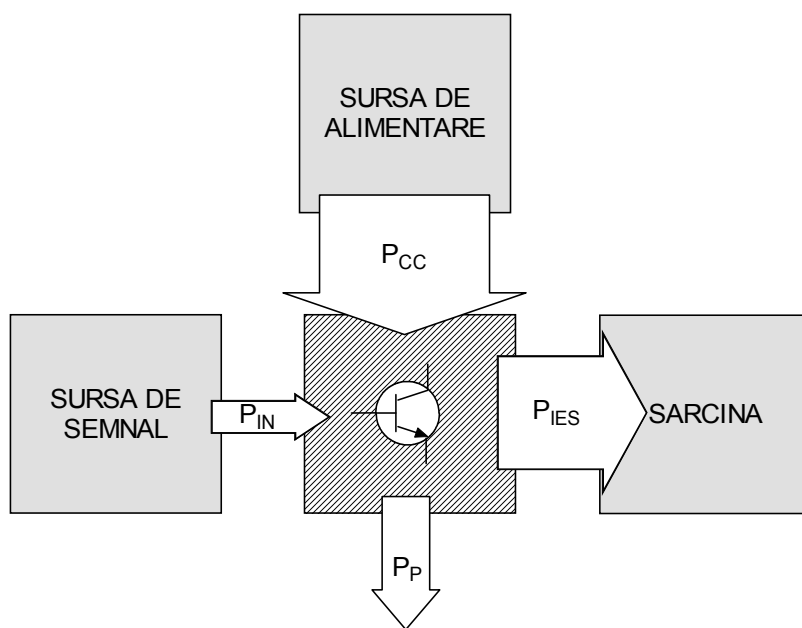


figura 54. Fluxul puterilor la un amplificator cu TB

subunitar deoarece o parte din puterea consumată de la sursă, P_{CC} , este disipată de tranzistor. Această putere P_P se pierde prin efect termic.

Prin urmare putem vorbi de amplificarea numai în ceea ce privește raportul:

$$a_p = \frac{P_{IES}}{P_{IN}} > 1 \quad (79)$$

În ceea ce privește randamentul, acesta este subunitar:

$$\eta = \frac{P_{IES}}{P_{CC} + P_{IN}} < 1 \quad (80)$$

Pentru a putea vorbi de amplificarea, nu este suficient ca relația (79) să fie satisfăcută. Mai trebuie ca forma semnalului de intrare să fie identică, sau cel puțin foarte apropiată de forma semnalului de ieșire. Din nefericire, caracteristica de intrare a TB este puternic neliniară (exponențială) și prin urmare o variație ΔV_{BE} a tensiunii de intrare va produce o variație ΔI_B care nu va fi proporțională cu tensiunea de intrare. Conform relației (78) nici ΔI_C nu va fi proporțional cu semnalul de intrare și prin urmare nici tensiunea pe rezistența de sarcină nu va avea aceeași formă de variație ca și ΔV_{BE} .

Numai dacă ΔV_{BE} este foarte mic, putem aproxima caracteristica de intrare cu tangenta la ea în punctul static de funcționare și putem înlocui joncțiunea bază emitor prin rezistența ei dinamică. Prin urmare putem utiliza tranzistorul ca amplificator de semnal mic.

În figura 55 este prezentat un exemplu. Circuitul de polarizare asigură o tensiune $V_{BE} = 670mV$. În consecință, potrivit caracteristicii de intrare va rezulta $I_B = 13\mu A$. Dacă peste această polarizare în curent continuu se aplică în bază un semnal $v_i = \Delta V_{BE}$, va rezulta o modificare ΔI_B a curentului de bază. Cum ΔV_{BE} este suficient de mic pentru ca graficul caracteristicii de intrare să se suprapună practic cu tangenta dusă în punctul static de funcționare, putem afirma în consecință că:

În condiții de semnal mic ($\Delta V_{BE} \ll V_T$) variațiile curentului de bază sunt proporționale cu variațiile tensiunii bază emitor. Factorul de proporționalitate este r_{BE} , rezistența dinamică a joncțiunii bază emitor.

Se poate remarca în figura 55 că :

$$tg \alpha = \frac{\Delta I_B}{\Delta V_{BE}} \quad (81)$$

și prin urmare r_{BE} se poate determina grafic:

$$r_{BE} = \frac{1}{\operatorname{tg} \alpha} \quad (82)$$

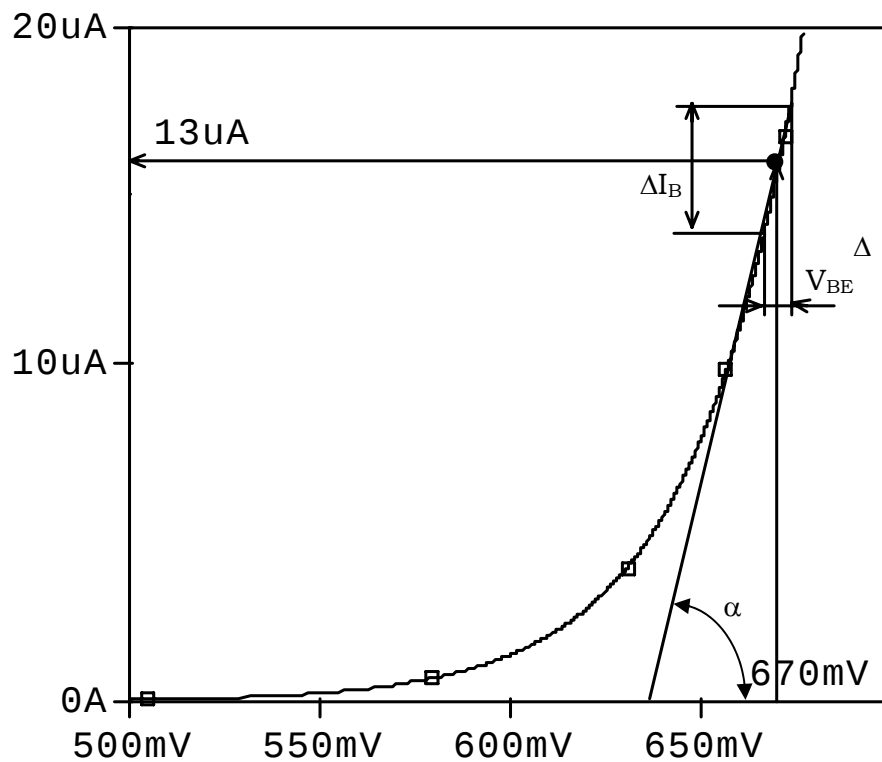


figura 55. Aproximarea caracteristicii prin tangenta la curbă pentru variații mici ale tensiunii BE

10. AMPLIFICATOR DE SEMNAL MIC ÎN CONEXIUNEA EMITOR COMUN

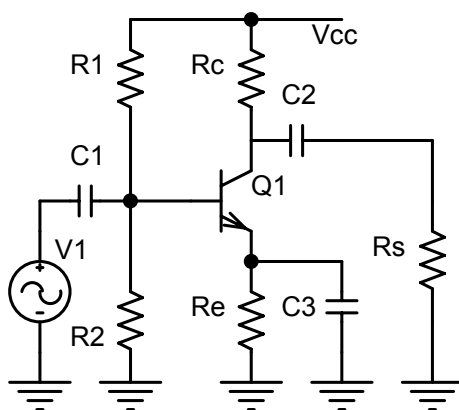


figura 56 Amplificator în conexiunea EC

O schemă uzuală de astfel de amplificator este dată în figura 56. Condensatorul C_1 cuplează în curent alternativ sursa de semnal la amplificator dar o

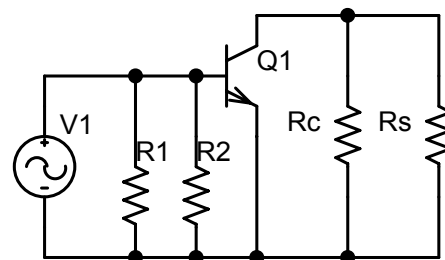


figura 57. Schema echivalentă de curent alternativ

decuplează din punctul de vedere al curentului continuu. Astfel v_1 nu afectează circuitul de polarizare al TB. Condensatorul C_2 are rolul de a cupla rezistența de sarcină fără ca aceasta să afecteze PSF. Condensatorul C_3 pune la masă emitorul TB în curent alternativ, în timp ce în curent continuu lasă în circuit rezistența de polarizare din emitor. Schema echivalentă de curent continuu va fi prin urmare cea din figura 52., un circuit clasic de polarizare prin divizor de tensiune.

Din punctul de vedere al variațiilor de semnal, V_{CC} este un punct virtual de masă deoarece valoarea lui nu se modifică. Prin urmare schema echivalentă de semnal alternativ se va desena considerând V_{CC} legat la masă și condensatoarele ca fiind scurtcircuitate. Obținem schema din figura 57.

Dacă înlocuim tranzistorul cu modelul de semnal mic din figura 49 obținem schema echivalentă de semnal mic din figura 58.

Acesta este un circuit cu elemente liniare care poate fi rezolvat aplicând legea lui Ohm și teoremele lui Kirchhoff.

Notăm:

$$R_{CECH} = R_C || R_S = \frac{R_C R_S}{R_C + R_S}$$

și vom avea:

$$v_2 = -i_C R_{CECH} = -\beta i_B R_{CECH} = -\beta \frac{v_1}{r_{BE}} R_{CECH}$$

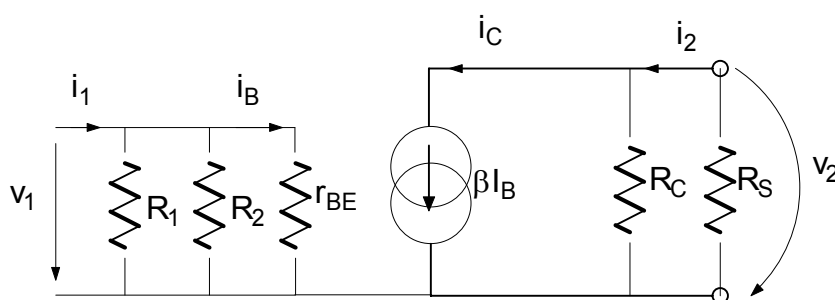


figura 58. Schema echivalenta de semnal mic

Prin urmare amplificarea de tensiune a montajului va fi:

$$\frac{v_2}{v_1} = a_v = -\beta \frac{R_{CECH}}{r_{BE}} \quad (82)$$

Relația (82) ne arată că amplificarea în tensiune a montajului este mare dacă rezistența echivalentă din colector nu este foarte mică în comparație cu r_{BE} .

De obicei R_{CECH} și r_{BE} au valori comparabile prin urmare amplificarea în tensiune este mare, de ordinul zecilor sau sutelor, în funcție de valoarea β .

Amplificarea de curent se determină la fel de simplu:

$$i_2 = \frac{R_C}{R_C + R_S} i_C = \frac{R_C}{R_C + R_S} \beta i_B = \frac{R_C}{R_C + R_S} \frac{R_{12}}{r_{BE} + R_{12}} \beta i_1$$

unde prin R_{12} am notat rezistența echivalentă a R_1 și R_2 puse în paralel. Amplificarea de curent rezultă:

$$\frac{i_2}{i_1} = a_i = \frac{R_C}{R_C + R_S} \frac{R_{12}}{r_{BE} + R_{12}} \beta \quad (83)$$

Pentru ca amplificarea de curent să se apropie de valoarea β trebuie ca R_C să fie mare în raport cu R_S și R_{12} mare în raport cu r_{BE} . A doua condiție este de regulă îndeplinită prin grija proiectantului. Prima condiție depinde de valoarea rezistenței de sarcină deoarece valoarea R_C este impusă din considerente de polarizare.

Din relațiile (82) și (83) se poate trage concluzia că amplificarea este maximă, atât în curent cât și în tensiune dacă rezistența de sarcină și rezistența din colector sunt una și aceeași rezistență. De câte ori este posibil inginerii aleg această soluție pentru proiectarea circuitului.

Rezistența de intrare a circuitului este

$$r_I = \frac{V_1}{i_1} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BE} \approx r_{BE} \quad (84)$$

deoarece așa cum am specificat R_1 și R_2 sunt de obicei cu mult mai mari decât r_{BE} .

Rezistența de ieșire se determină cu intrarea în scurtcircuit și ieșirea în gol, considerând că în locul rezistenței de sarcină avem o sursă de tensiune v_2 :

$$r_O = \frac{V_2}{i_2} \cong R_C \quad (85)$$

În concluzie, ***TB în conexiune EC are amplificare mare atât în curent cât și în tensiune (de ordinul zecilor, chiar sutelor) și are rezistențele de intrare și ieșire medii (de ordinul kohmilor).***

11. AMPLIFICATOR DE SEMNAL MIC ÎN CONEXIUNEA COLECTOR COMUN.

Schema unui astfel de amplificator este prezentată în figura 59. iar schema echivalentă de semnal mic în figura 60.

După cum se vede din figură:

$$v_2 = i_2 R_S = (i_C + i_B) R_S = (\beta + 1) i_B R_S = (\beta + 1) \frac{V_1 - V_2}{r_{BE}} R_S \Rightarrow$$

$$v_2 \left[1 + (\beta + 1) \frac{R_S}{r_{BE}} \right] = (\beta + 1) \frac{V_1}{r_{BE}} R_S \Leftrightarrow v_2 [r_{BE} + (\beta + 1) R_S] = (\beta + 1) V_1 R_S$$

de aici determinăm amplificarea:

$$\frac{v_2}{v_1} = a_v = \frac{R_s}{\frac{r_{BE}}{\beta + 1} + R_s} \quad (86)$$

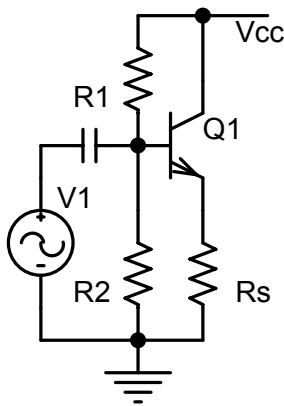


figura 59. Amplificator cu TB în CC

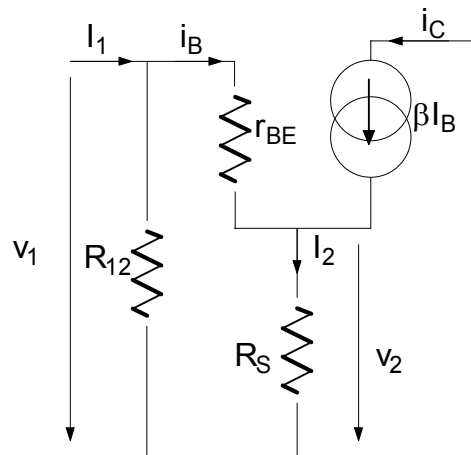


figura 60. Schema echivalentă de semnal mic

Relația (86) arată că amplificarea de tensiune a acestui montaj este subunitară. Dacă

$$\frac{r_{BE}}{\beta + 1} \ll R_s,$$

cum este cazul de obicei, amplificarea de tensiune se apropie de unitate:

$$a_v \approx 1 \quad (87)$$

Având în vedere relația (87):

$$v_2 \approx v_1 \Rightarrow i_B \approx 0 \Rightarrow i_1 = \frac{v_1}{R_{12}}$$

dar:

$$v_2 \approx v_1 \Rightarrow i_2 \approx \frac{v_1}{R_s}$$

prin urmare:

$$\frac{i_2}{i_1} = a_i = \frac{R_{12}}{R_s} \quad (88)$$

Prin urmare amplificarea de curent a montajului poate fi foarte mare dacă valoarea echivalentă a rezistențelor R_1 și R_2 legate în paralel este mult mai mare decât rezistența de sarcină. Evident relația (88) este un rezultat aproximativ. Ea a fost obținută prin neglijarea curentului de bază în raport cu curentul prin R_{12} . Dacă R_{12} tinde la infinit, din relația (88) ar rezulta o amplificare infinită de curent. Dar această relație nu mai este aplicabilă deoarece premisele care au generat-o nu mai sunt îndeplinite. Simpla inspecție a circuitului din figura 60 ne indică faptul că în acest caz :

$$a_I = a_{I\text{MAX}} = \beta + 1 \quad (89)$$

Pentru determinarea rezistenței de intrare în montaj trebuie să ținem cont de ceea ce am demonstrat deja în paragraful 7: *o rezistență plasată în emitor este văzută din bază de $\beta+1$ ori mai mare*. Prin urmare:

$$r_I = R_{12} \parallel [r_{BE} + (\beta+1)R_S] \quad (90)$$

În funcție de valoarea R_S rezistența de intrare poate să fie foarte mare dar nu mai mare decât R_{12} .

Pentru determinarea rezistenței de ieșire văzute de sarcină trebuie să avem în vedere concluzia din paragraful 7: *o rezistență plasată în bază este văzută din emitor de $\beta+1$ ori mai mică*. Cum ea se determină cu sursa de semnal în scurtcircuit, avem:

$$r_O = \frac{r_{BE}}{\beta + 1} \quad (91)$$

Observăm că valoarea dată de relația (91) este foarte mică dacă β este mare.

În concluzie în conexiunea colector comun, TB repetă la ieșire tensiunea de la intrare, motiv pentru care acest montaj se mai numește și repetor pe emitor. Amplificarea de curent este mare, maximum $\beta+1$. Rezistența de intrare este mare și rezistența de ieșire mică.

12. AMPLIFICATOR DE SEMNAL MIC ÎN CONEXIUNEA BAZA COMUNĂ.

Schema unui astfel de amplificator este prezentată în figura 61., schema echivalentă de curent continuu în figura 62 iar schema echivalentă de semnal mic în figura 63.

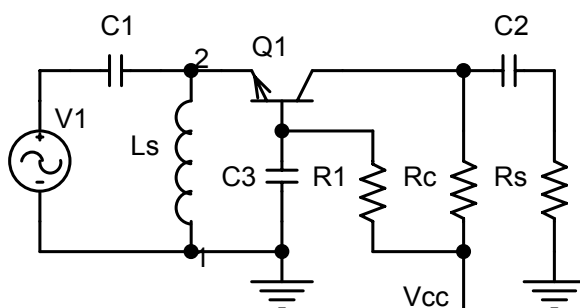


figura 61 Conexiunea BC

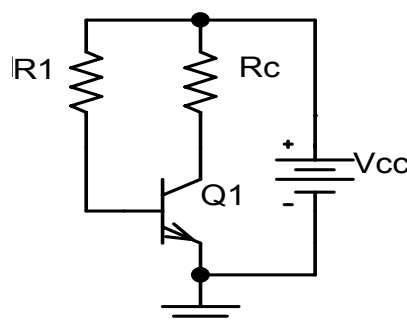


figura 62. Circuitul de polarizare

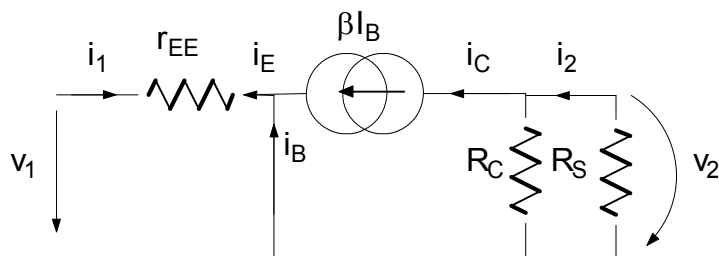
Bobina de șoc L_s este scurtcircuit în curent continuu, asigurând legarea emitorului la masă, în timp ce la frecvența de lucru are o impedanță foarte mare, practic infinită.

Circuitul din care se poate determina PSF va fi cel din figura 62. Se poate remarca faptul că este un circuit simplu de polarizare prin curent de bază.

În schema echivalentă de semnal mic (figura 63) emitorul este decuplat de la masă din cauza impedanței infinite a bobinei L_S , condensatorul C_1 cuplează sursa de semnal în emitor, C_2 cuplează sarcina în colector, iar C_3 leagă baza la masă.

Determinăm amplificarea de tensiune:

$$v_2 = -i_C R_{CECH} \cong -i_E R_{CECH} = i_1 R_{CECH} = \frac{v_1}{r_{EE}} R_{CECH}$$



unde:

$$R_{CECH} = R_C || R_S = \frac{R_C R_S}{R_C + R_S}$$

Prin urmare:

$$\frac{v_2}{v_1} = a_v = \frac{R_{CECH}}{r_{EE}}$$

figura 63 Schema echivalentă de semnal mic

sau, ținând cont de relația (65) dintre r_{EE} și r_{BE}

$$a_v = \beta \frac{R_{CECH}}{r_{BE}} \quad (92)$$

Comparând relațiile (92) și (82) se poate remarca că acest montaj are aceeași amplificarea de tensiune ca și montajul **EC** dar cu semn schimbat, deci semnalul de intrare este în fază cu semnalul de ieșire.

$$i_2 = \frac{R_C}{R_C + R_S} i_C \cong \frac{R_C}{R_C + R_S} i_E = -\frac{R_C}{R_C + R_S} i_1$$

deci amplificarea de curent va fi:

$$\frac{i_2}{i_1} = -\frac{R_C}{R_C + R_S}$$

prin urmare amplificarea de curent este subunitară. Practic, dacă $R_C \gg R_S$ amplificarea maximă de curent este aproape de unitate. Dacă ținem seama de relația (47) dintre curentul de colector și curentul de emitor observăm că amplificarea maximă de curent poate fi α_F . Aceasta este situația când R_C și R_S sunt una și aceeași rezistență.

Din inspecția circuitului de semnal mic rezultă că rezistența de intrare este r_{EE} iar rezistența de ieșire R_C .

Prin urmare circuitul are amplificarea de tensiune mare (la fel ca și conexiunea EC) dar amplificarea de curent este subunitară. Are o rezistență de intrare foarte mică și o rezistență de ieșire medie.

13. EXEMPLU PRACTIC DE AMPLIFICATOR DE SEMNAL MIC

În finalul acestui capitol vom analiza o schemă practică de amplificator cu TB (figura 64) .

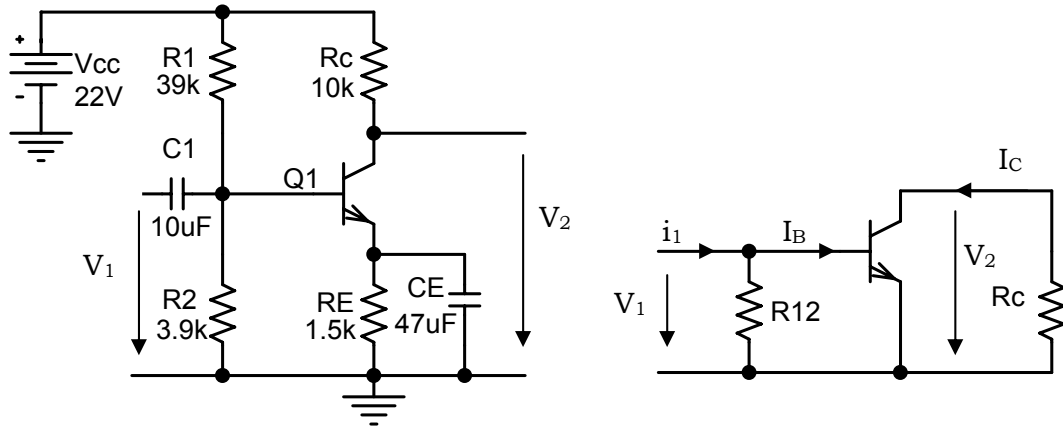


figura 64. Amplificator în EC și schema lui echivalentă de semnal mic

Semnalul de intrare se aplică prin C_1 în baza tranzistorului și semnalul de ieșire se ia direct din colector. Rezistența de sarcină este chiar R_C . Din relația (82) avem:

$$a_v = -\beta \frac{R_C}{r_{BE}}$$

Nu cunoaștem valoarea β dar:

$$\frac{\beta}{r_{BE}} = \frac{1}{r_{EE}} \quad \text{iar} \quad r_{EE} = \frac{V_T}{I_E}$$

prin urmare:

$$a_v = -\frac{R_C}{r_{EE}} = -\frac{R_C \times I_E}{V_T}$$

La temperatura camerei (27°C) $V_T = 26\text{mV}$, deci $\frac{1}{V_T} = 0,038(\text{mV})^{-1} = 38(\text{V})^{-1}$, deci:

$$a_v = 38 R_C \times I_E \quad (93)$$

În relația (93) produsul $R_C I_C$ trebuie să fie din punct de vedere dimensional volt, deci dacă curentul se exprimă în mA, rezistența se va exprima în $\text{k}\Omega$.

I_E se determină din schema de curent continuu:

$$V_B = \frac{3,9}{3,9 + 39} \times 22 \cong 2\text{V} \Rightarrow V_E \cong 1,3\text{V} \Rightarrow I_E = \frac{1,3}{1,5} = 0,86\text{mA}$$

deci amplificarea de tensiune va fi:

$$a_v = 38 \times 10 \times 0.86 \approx 326$$

Rezistența de intrare în montaj se determină astfel:

$$r_i = \frac{V_1}{I_1} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BE} = R_{12} \parallel r_{BE} = R_{12} \parallel \beta r_{EE} =$$

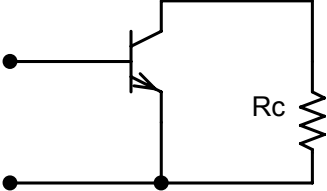
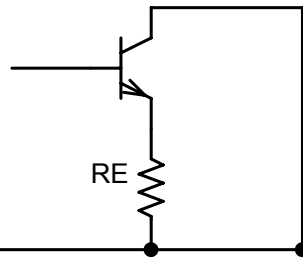
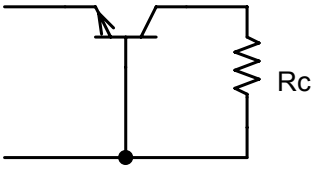
$$= R_{12} \parallel \beta \frac{V_T}{I_E} = \frac{3,9 \times 39}{3,9 + 39} \parallel \beta \frac{26}{0,86} = 3,5k \parallel \beta \times 30\Omega$$

Cum β este de ordinul 100 – 1000 pentru tranzistoarele de mică putere, rezultă că termenul $\beta \times 30\Omega$ este de ordinul a $3k\Omega - 30k\Omega$.

Prin urmare rezistența de intrare în montaj va fi de ordinul 1,5 – 3,5 $k\Omega$. în funcție de tipul de tranzistor folosit.

Rezistența de ieșire va fi egală cu rezistența din colector, 10 $k\Omega$.

Tabelul următor sintetizează proprietățile amplificatoarelor cu TB în cele trei conexiuni de bază:

Conexiunea	a_v	a_I	r_i	r_o
 EC	$-\beta \frac{R_C}{r_{BE}}$	β	r_{BE}	R_C
 CC	1	$\beta + 1$	$(\beta + 1)R_E$	$\frac{r_{BE}}{\beta + 1}$
 BC	$\beta \frac{R_C}{r_{BE}}$	α_F	$\frac{r_{BE}}{\beta + 1}$	R_C

Capitolul IV

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÂMP

Tranzistoarele cu efect de câmp (**TEC**) sunt dispozitive semiconductoare cu trei terminale ca și **TB** și un comportament electric asemănător cu acestea. Cele trei terminale sunt **sursa** (corespondentul emitorului), **drena** (corespondentul colectorului) și **poarta sau grila** (corespondentul bazei). Principiul de funcționare este însă total diferit. Există un canal semiconductor între sursă (**S**) și drenă (**D**), a cărei conductivitate poate fi modificată de câmpul electric generat prin aplicarea unei tensiuni între poartă (**G**) și sursă.

Dacă tensiunea **G – S** este aplicată prin intermediul unei joncțiuni **p-n** invers polarizate, vorbim despre tranzistori cu efect de câmp cu joncțiune (**J-FET**). Dacă **V_{GS}** este aplicată prin intermediul unui contact **metal - oxid - semiconductor**, vorbim despre tranzistoare **MOS (MOS – FET)**. În cazul acestora din urmă avem MOS – FET **cu canal inițial**, dacă canalul dintre S și D există și înainte de aplicarea tensiunii **V_{GS}**, și MOS – FET **cu canal indus**, dacă canalul apare abia după aplicarea tensiunii **V_{GS}**.

Tabelul de mai jos sintetizează tipurile de TEC și simbolurile lor de circuit.

TEC	CU CANAL N	CU CANAL P
J - FET		
MOS – FET CU CANAL INIȚIAL		
MOS – FET CU CANAL INDUS		

1. TRANZISTORUL J – FET

La o joncțiune **p-n** invers polarizată apare o regiune golită de purtători de sarcină cu atât mai mare cu cât tensiunea de polarizare inversă a joncțiunii este mai mare.

Funcționarea tranzistoarelor J – FET se bazează pe modificarea conductivității unui canal semiconductor de tip **p** sau **n** prin îngustarea lui mai mult sau mai puțin accentuată. Îngustarea se face prin extinderea sau reducerea regiunii golite a unei joncțiuni **p-n** invers polarizate.

În figura 65. este prezentată o structură J – FET cu canal n. **Canalul de tip n dintre cele două regiuni golite are lățimea maximă atunci când $V_{GS} = 0$.** (Nu intră în discuție eventualitatea ca **V_{GS}** să fie pozitivă pentru că în acest caz joncțiunea **p-n** ar fi polarizată direct și nu mai putem vorbi despre efect de câmp).

Pe măsură ce V_{GS} crește în sens negativ, regiunea golită se extinde și canalul se îngustează, prin urmare conductivitatea lui scade. La o anumită valoare:

$$V_{GS} = -V_P \quad (94)$$

regiunea golită obturează complet canalul și prin urmare nu vom avea curent de drenă, indiferent de valoarea tensiunii V_{DS} .

Distingem două situații:

dacă V_{DS} are valoare mică, de ordinul a o sută de milivolți, curentul de drenă va crește proporțional cu tensiunea drenă sursă și prin urmare tranzistorul se comportă între drenă și sursă ca o rezistență a cărei valoare depinde de tensiunea V_{GS} .

$$I_{DS} = \frac{V_{DS}}{r_{DS}} \quad (95)$$

$$r_{DS} = f(V_{GS}) \quad (96)$$

dacă V_{DS} are valoare mare, peste câteva sute de milivolți, capătul dinspre drenă al canalului se va îngusta mai repede decât capătul dinspre sursă (figura 66.). deoarece :

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} \quad (97)$$

Pentru $V_{GS} = 0$ din relația (97) avem:

$$V_{GD} = -V_{DS} \quad (98)$$

Prin urmare, dacă $V_{DS} = V_P$ atunci $V_{GD} = -V_P$ și prin urmare capătul dinspre drenă al canalului se obturează. Din acest moment, electronii pot ajunge de la sursă la drenă, traversând regiunea golită, datorită atracției pe care drenea, pozitivă, o exercită asupra lor, dar curentul nu mai crește pe măsură ce V_{DS} crește. Prin dispozitiv va trece curentul maxim, numit

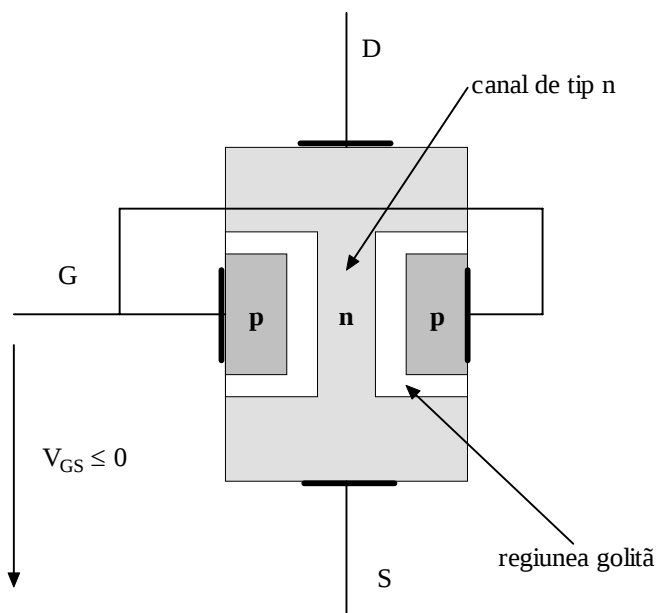


figura 65. Structura J - FET cu canal n

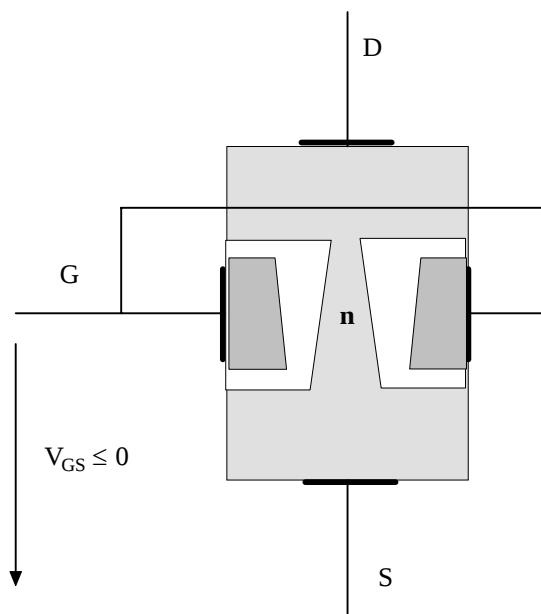


figura 66. Îngustarea mai accentuată a canalului la capătul dinspre drenă

curentul de saturație I_{DSS} .

Pentru valori din ce în ce mai negative ale V_{GS} , aceste fenomene se vor produce pentru valori din ce în ce mai mici ale V_{DS} și curentul se limitează la valori mai mici decât I_{DSS} .

Caracteristica de ieșire din figura 67 ilustrează cele două regiuni de funcționare. În figura 67. a. avem un detaliu al caracteristicii pentru tensiuni V_{DS} mici. Se poate remarca dependența liniară a curentului de drenă de tensiunea V_{DS} . Pe măsură ce canalul se îngustează mai accentuat spre drenă, dependența aceasta devine neliniară și se poate remarca din figura 67.b. că de la un moment dat, I_D este independent de V_{DS} . Aceasta este **zona de saturație a curentului de drenă sau regiunea de funcționare în regim de tranzistor a acestui dispozitiv**. Se poate remarca din figura 67 că pentru $V_{DS} > V_P$ caracteristica de ieșire a J – FET este similară cu a unui TB. Pentru tensiuni V_{DS} mici, J – FET poate fi folosit ca rezistență comandată în tensiune.

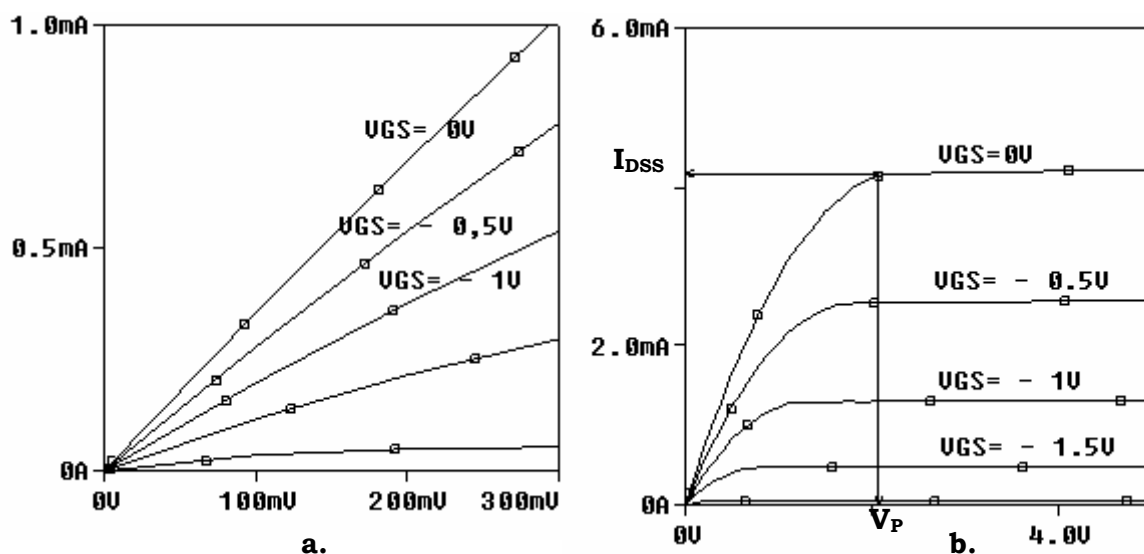


figura 67. Caracteristica de ieșire a J – FET

Pentru cazul particular din figura 67 (tranzistorul 2N5198) se vede că $V_P \approx 2V$ iar $I_{DSS} \approx 4mA$. Cunoașterea acestor valori este importantă pentru descrierea analitică a funcționării J – FET:

Pentru regiunea de saturație a curentului:

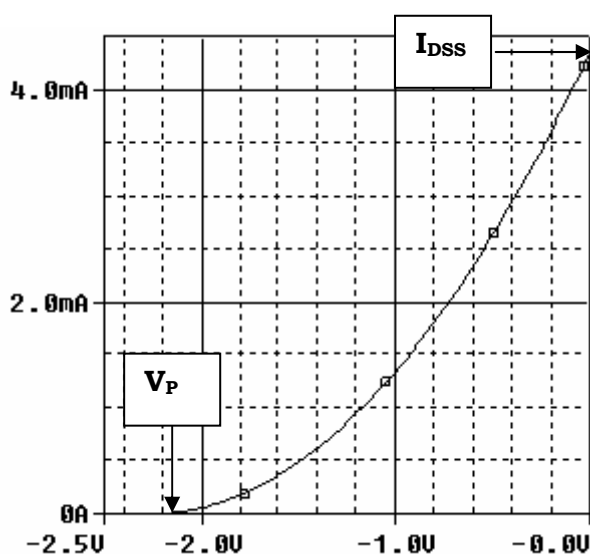


figura 68. Caracteristica de transfer a j - fet

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (99)$$

Relația (99) exprimă dependența dintre I_D (mărime de ieșire) și V_{GS} (mărime de intrare), prin urmare descrie *caracteristica de transfer* a dispozitivului în zona de saturație a curentului de drenă. Graficul ei este trasat în figura 68.

În cazul unui J – FET cu canal p este evident că toate tensiunile și curentul de drenă vor avea sens invers, în rest funcționarea dispozitivului fiind similară.

2. TRANZISTORUL MOS – FET CU CANAL INIȚIAL

Structura MOS – FET cu canal inițial este prezentată în figura 69. Sub efectul V_{DS} electronii din canal vor ajunge de la S la D asigurând un curent I_D cu atât mai mare, cu cât avem mai mulți electroni liberi în canal. Dacă n_0 este numărul de electroni pentru $V_{GS} = 0$, atunci distingem 2 cazuri:

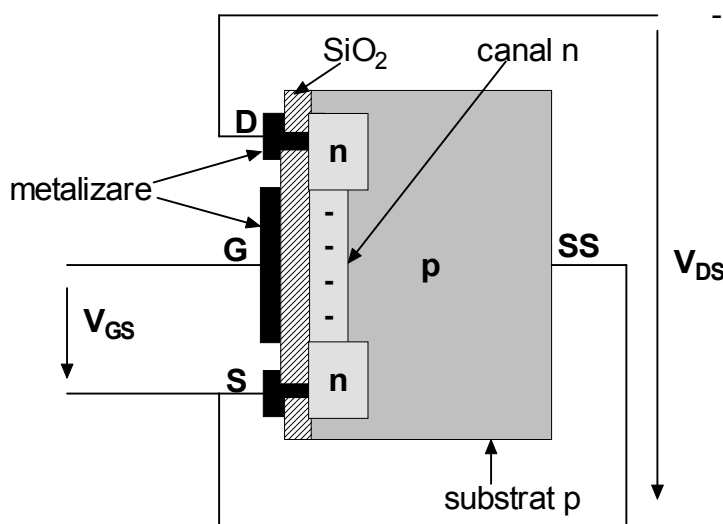


figura 69. Structura MOS - FET cu canal initial

- $V_{GS} > 0$, caz în care metalizarea din regiunea porții se încarcă pozitiv. Sarcina pozitivă din poartă va atrage electronii minoritari din substratul p în canal **îmbogățind** canalul în purtători. Numărul acestora va fi :

$$n_+ > n_0 \quad (100)$$

și deci conductivitatea canalului va crește.

- $V_{GS} < 0$, caz în care metalizarea din regiunea porții se va încărca

negativ. Sarcina negativă din poartă va atrage goluri din regiunea p a substratului care se vor recombina cu electronii din canal **sărăcindul** în purtători de sarcină. Numărul acestora va fi:

$$n_- < n_0 \quad (101)$$

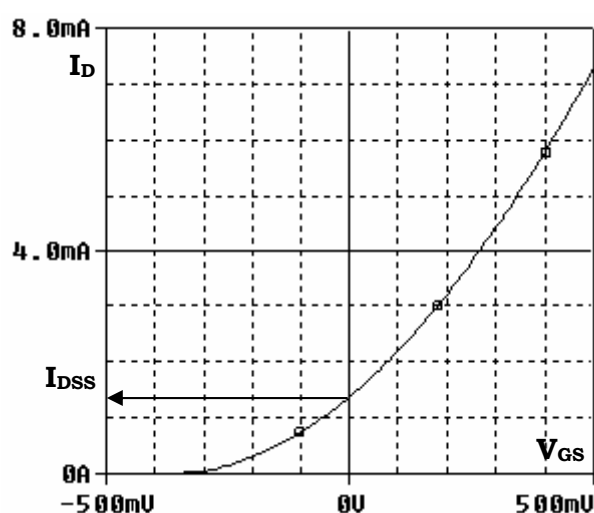


figura 70. Caracteristica de transfer a MOS FET cu canal inițial

și în consecință conductivitatea canalului va scădea.

Spre deosebire de J – FET , MOS – FET cu canal inițial poate să lucreze la valori pozitive și negative ale tensiunii V_{GS} . Așa cum se vede din caracteristica de transfer din figura 70. I_{DSS} nu mai este curentul maxim prin dispozitiv . Pentru $V_{GS} > 0 \Rightarrow I_D > I_{DSS}$. De aceea prin proiectarea circuitului de polarizare curentul de drenă trebuie limitat sub valoarea maximă admisă.

Caracteristica de transfer este asemănătoare cu a JFET iar pentru zona de saturație a curentului de drenă este valabilă ecuația lui Shockley (relația 99).

3. MOS – FET CU CANAL INDUS

Structura de MOS – FET cu canal indus este prezentată în figura 71. Ea este similară cu structura unui MOS – FET cu canal inițial (figura 69.) cu deosebirea că nu există canalul inițial între drenă și sursă. Distingem două cazuri:

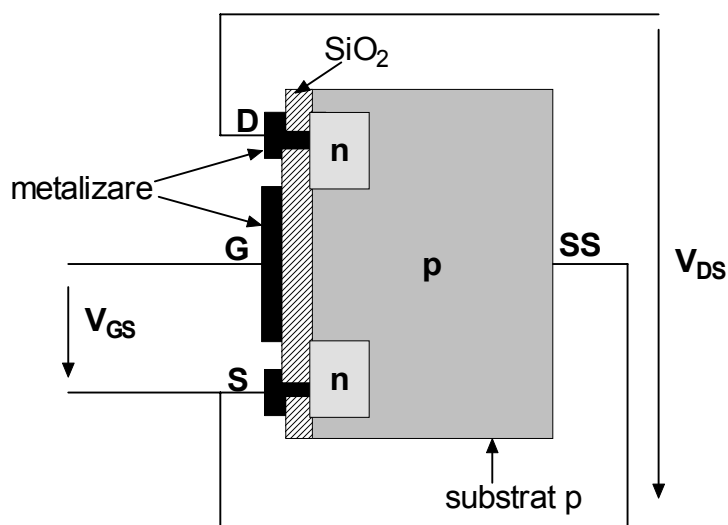


figura 71. Structura MOS - FET cu canal indus

1. $V_{GS} > 0$, caz în care metalizarea din regiunea porții se încarcă pozitiv (figura 72). Sarcina pozitivă din poartă va atrage electronii minoritari din substratul p în regiunea de sub metalizarea porții. Dacă V_{GS} depășește o valoare de prag V_T , numărul de electroni atrași devine suficient de mare pentru a realiza un canal de electroni între drenă și sursă. **Între D și S este indus un canal n de către tensiunea $V_{GS} > V_T$.**

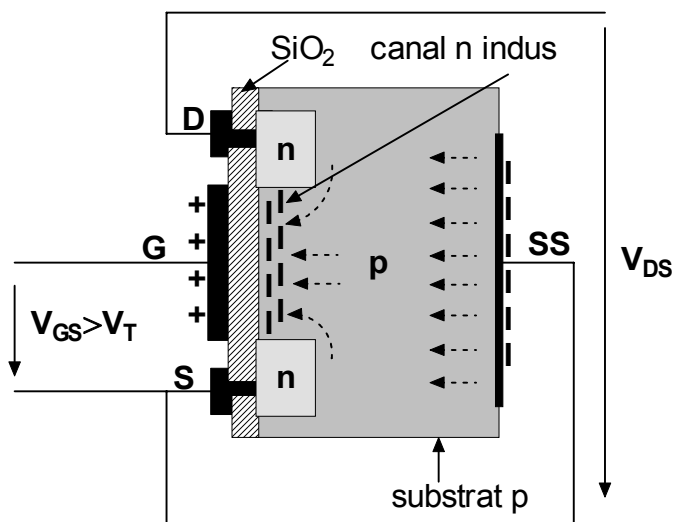


figura 72. Inducerea canalului de electroni

2. $V_{GS} < 0$, caz în care metalizarea din regiunea porții se va încărca negativ. Sarcina negativă din poartă va respinge electronii din regiunea de sub metalizarea porții astfel încât între drenă și sursă nu se va induce un canal care să permită trecerea curentului de drenă. **În această situație $I_D = 0$, indiferent de V_{DS} .**

Spre deosebire de MOS – FET cu canal inițial, tranzistorul MOS – FET cu canal indus poate să lucreze doar la valori pozitive ale

tensiunii V_{GS} , așa cum se vede din caracteristica de transfer din figura 73. Pentru tranzistorul 2N7002 a cărei caracteristică este reprezentată în figura 73, tensiunea de prag este de 2,2V.

Caracteristica de ieșire este asemănătoare cu a JFET dar ecuația lui Shockley nu mai este valabilă. Se poate utiliza relația:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \quad (102)$$

În care:

$$k = \frac{i_{D(ON)}}{(V_{GS(ON)} - V_T)^2} \quad (103)$$

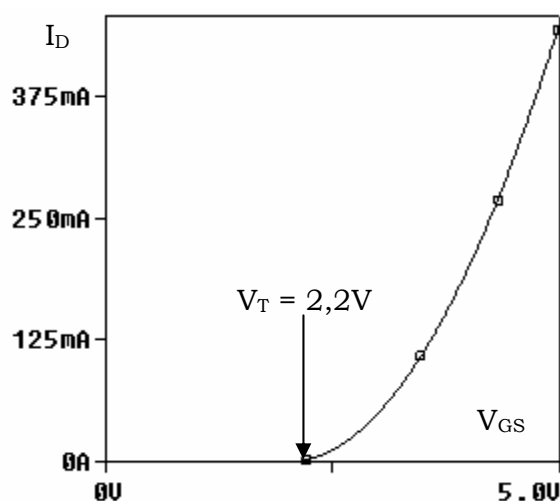


figura 73. Caracteristica de transfer a MOS FET cu canal indus

$I_{D(ON)}$ și $V_{GS(ON)}$ sunt date de catalog.

Se poate observa din graficul caracteristicii de transfer că, pentru $V_{GS}=0$, nu avem curent de drenă. Prin urmare este evident că pentru acest tip de tranzistor nu putem defini un curent I_{DSS} . Curentul de drenă maxim trebuie limitat de circuitul exterior la o valoare care să nu pericliteze tranzistorul.

Tranzistorii cu efect de câmp cu canal de tip p se comportă la fel cu cei de tip n, pentru V_{GS} de polaritate opusă și I_D de sens invers.

În concluzia celor prezentate până acum, tabelul următor sintetizează deosebirile dintre cele 3 tipuri de tranzistori cu efect de câmp.

J - FET		MOS – FET cu canal inițial		MOS – FET cu canal indus	
CU CANAL N	CU CANAL P	CU CANAL N	CU CANAL P	CU CANAL N	CU CANAL P
$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$		$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$		$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$	
$V_P < V_{GS} < 0$	$0 < V_{GS} < V_P$	$V_P < 0 ; V_P < V_{GS}$	$V_P > 0 ; V_P > V_{GS}$	$0 < V_T < V_{GS}$	$V_{GS} < V_T < 0$

4. POLARIZAREA TRANZISTOARELOR CU EFECT DE CÂMP.

Polarizarea TEC are același scop ca și polarizarea TB dar soluțiile practice de realizare depind de tipul de TEC. În analiza oricărui circuit de polarizare a TEC trebuie să ținem cont de următoarele relații:

— Poarta TEC este izolată de canalul drenă – sursă printr-un strat izolator de SiO_2 sau printr-o joncțiune invers polarizată deci:

$$I_G = 0 \quad (104)$$

- Drena și sursa sunt legate printr-un canal la care nu sunt atașate ohmic alte terminale, deci:

$$I_D = I_S \quad (105)$$

4.1. Polarizarea J- FET

Pentru polarizarea acestui tip de FET, în cazul în care este cu canal n, **circuitul de polarizare trebuie să asigure $V_{DS} > 0$ și $V_{GS} < 0$** . Ar fi nevoie prin urmare, de două surse de tensiune, de polarități diferite, așa cum se vede în figura 74.

- Sursa de tensiune V_1 asigură prin intermediul R_D o tensiune V_{DS} pozitivă.
- Sursa de tensiune V_2 asigură prin intermediul R_G o tensiune V_{GS} negativă.
- Pentru o polarizare corectă această sursă trebuie să îndeplinească condiția:

$$V_P < V_2 < 0$$

- Curentul de drenă corespunzător se determină din ecuația lui Shockley în care V_{GS} se înlocuiește cu V_2 :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_2}{V_P}\right)^2$$

Cunoscând I_D , V_{DS} rezultă imediat:

$$V_{DS} = V_1 - I_D R_D$$

Soluția este incomodă din cauza utilizării unei surse speciale de polarizare a porții și în majoritatea cazurilor este evitată.

O altă soluție este utilizarea unui **circuit de polarizare automată a porții**. Circuitul este prezentat în figura 75 și se realizează prin intermediul a două rezistențe:

- R_G leagă poarta la masă, asigurând astfel $V_G = 0$.
- R_S leagă sursa la masă și căderea de tensiune de pe această rezistență este $V_S > 0$.
- Prin urmare tensiunea V_{GS} va fi

$$V_G - V_S = -V_S < 0,$$

ceea ce urmărim de fapt.

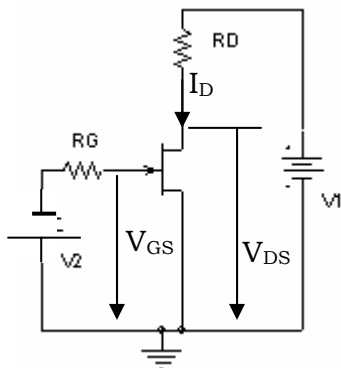


Figura 74. circuit de polarizare pentru JFET

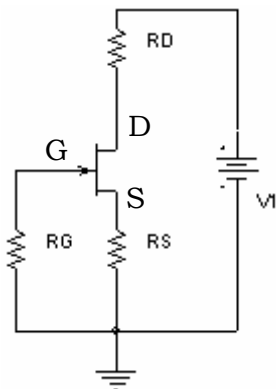


Figura75. circuit de polarizare automată

Determinarea punctului static de funcționare se face pe baza următoarelor relații:

$$V_G = 0 \quad (106)$$

$$V_S = I_D R_S \quad (107)$$

Din relațiile (106) și (107) rezultă:

$$V_{GS} = V_G - V_S = -I_D R_S \quad (108)$$

Înlocuind această valoare în ecuația lui Shockley obținem:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{I_D R_S}{V_P}\right)^2 \quad (109)$$

Relația (109) este o ecuație de gradul 2 din care se poate determina algebric I_D :

$$I_D = \frac{-B - \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}$$

unde am notat:

$$A = R_S^2 \quad B = -\left(2I_{DSS}R_S + \frac{V_P^2}{I_{DSS}}\right) \quad C = V_P^2$$

Cunoscând valoarea I_D , V_{GS} se determină cu relația (108) iar V_{DS} din suma căderilor de tensiune pe bucla de ieșire:

$$V_{DS} = V_1 - (R_D + R_S)I_D \quad (110)$$

Acest calcul algebric laborios poate fi evitat utilizând **metoda grafică de determinare a punctului static de funcționare**. În acest scop, peste graficul caracteristicii de transfer a dispozitivului vom trasa dreapta dată de ecuația (108). Coordonatele punctului de intersecție al celor două grafice vor fi V_{GS} și I_D . V_{DS} se va determina din relația (110).

Să exemplificăm metoda pe circuitul din figura 75 pentru următoarele valori numerice:

$$V_1=20V \quad R_D=3,3k \quad R_S=1K \quad I_{DSS}=8mA \quad V_P= -6V.$$

Graficul caracteristicii de transfer se poate trasa prin puncte. Se folosesc de obicei următoarele 4 puncte care rezultă din ecuația lui Shockley:

$V_{GS} =$	V_P	$\frac{V_P}{2}$	$0,3V_P$	0
$I_D =$	0	$\frac{I_{DSS}}{4}$	$\frac{I_{DSS}}{2}$	I_{DSS}

Pe baza tabelului de mai sus, în cazul nostru concret rezultă 4 puncte de coordonate: $(-6 ; 0)$, $(-3 ; 2)$, $(-1,8 ; 4)$, $(0;8)$.

În figura 76 am marcat aceste puncte și unindu-le am aproximat caracteristica de transfer a dispozitivului. Am desenat apoi dreapta a cărei ecuație este dată de relația 108 prin două puncte obținute pentru $I_D = 0$ și $I_D = 4$. Rezultă punctele de coordonate (0,0) și (4,4). Coordonatele punctului de intersecție al celor două grafice ne dau valorile V_{GS} și I_D în punctul static de funcționare:

$$V_{GS} = -2,6V \text{ și } I_D = 2,6mA$$

Prin urmare, din relația 110:

$$V_{DS} = 20 - (3,3 + 1)2,6 = 8,8V$$

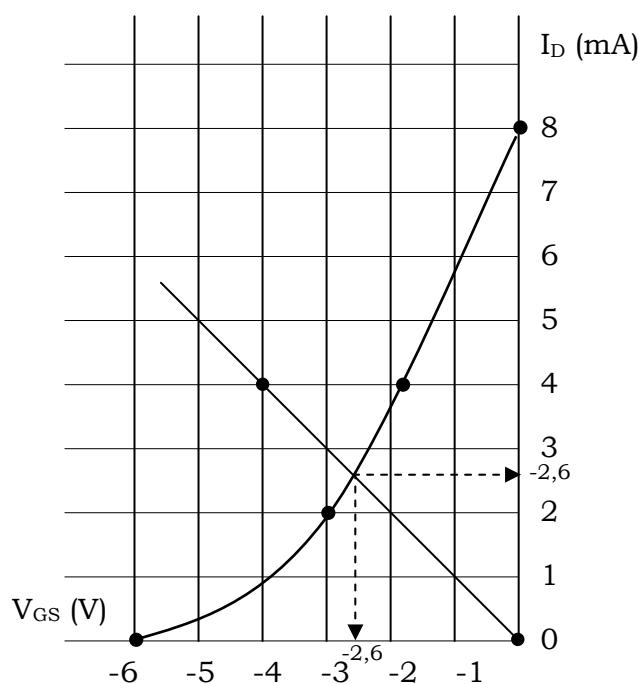


figura76. Determinarea grafică a PSF

Se poate constata că R_G nu apare în determinarea PSF. Într-adevăr, dat fiind că nu avem curent de poartă, căderea de tensiune pe această rezistență este 0 indiferent de valoarea rezistenței. Prin urmare, din punctul de vedere al PSF ea poate să aibă orice valoare. Important este ca poarta să fie legată la 0V. Dar, din punctul de vedere al unei eventuale surse de semnal legate la poarta JFET, această rezistență este văzută ca rezistență de intrare. Este deci de preferat ca această rezistență să fie mare, pentru a nu consuma curent din sursa de semnal. De obicei ea este de ordinul megaohmilor.

4.2. Polarizarea MOSFET cu canal inițial.

După cum s-a explicat în paragraful anterior, acest tip de MOS-FET poate să lucreze ca tranzistor atât pentru valori pozitive cât și negative ale V_{GS} . Implicit și

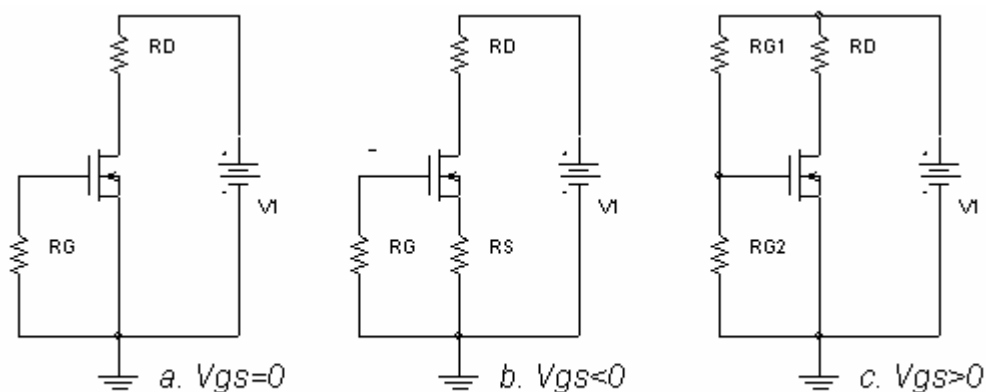


figura 77. Circuite de polarizare pentru MOS FET cu canal indus

pentru $V_{GS} = 0$. Prin urmare cea mai simplă metodă de polarizare este simpla legare a porții la masă printr-o rezistență de valoare mare. Dacă se dorește polarizarea cu tensiune negativă a porții se poate aplica metoda de polarizare automată descrisă anterior. În cazul, mai rar utilizat, în care tensiunea de polarizare a porții se dorește a fi pozitivă, se poate folosi metoda divizorului de tensiune, ca la tranzistoarele bipolare. Cele 3 circuite de polarizare sunt prezentate în figura 77.

Pentru circuitul din figura 77.a avem:

$$V_{GS} = 0, \text{ deci } I_D = I_{DSS} \text{ și } V_{DS} = V_1 - R_D I_{DSS}$$

Pentru circuitul din figura 77.b se poate aplica metoda grafică sau metoda algebrică prezentate în paragraful referitor la polarizarea J-FET, deoarece și în cazul acestui tranzistor este valabilă ecuația lui Shockley.

În cazul circuitului de polarizare din figura 77.c, valoarea V_{GS} se poate determina prin formula divizorului de tensiune:

$$V_{GS} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} V_1$$

Pe baza relației lui Shockley rezultă I_D . Se va verifica dacă acesta nu cumva depășește valoarea maximă admisă pentru tranzistor. Dacă I_D este prea mare se va ajusta V_{GS} prin reducerea R_{G2} sau creșterea R_{G3} . Aceste rezistențe sunt uzual de ordinul megaohmilor, pentru a nu micșora rezistența de intrare a circuitului.

4.3. Polarizarea MOS-FET cu canal indus.

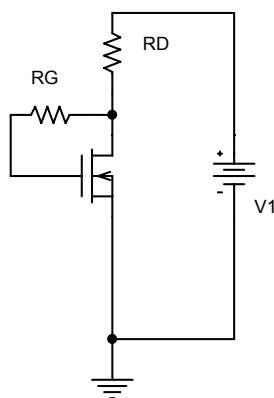


figura 78. circuit de polarizare cu reacție

Acest tip de tranzistoare au nevoie de tensiune $V_{GS} > V_T > 0$ (ne referim ca și până acum la cele cu canal n) pentru a fi polarizate în regiunea de saturație a curentului de drenă. Prin urmare se poate utiliza polarizarea prin divizor de tensiune, ca în cazul MOS-FET cu canal inițial (figura 77. c).

Un circuit de polarizare mult mai des folosit pentru acest tip de tranzistor este circuitul de polarizare prin reacție drenă – grilă care este prezentat în figura 78.

Deoarece curentul de grilă este 0, rezultă:

$$V_{GS} = V_{DS} \quad (111)$$

prin urmare:

$$V_{GS} = V_1 - I_D R_D \quad (112)$$

cum pentru acest tip de tranzistor:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

din ultimele două ecuații se pot determina I_D și V_{GS} . Din relația (111) se determină V_{DS} .

Dacă avem de exemplu, un tranzistor cu $V_T = 3V$, $k = 0,24 \text{ mA/V}^2$ și dorim să îl polarizăm cu circuitul din figura 78, de la o sursă de alimentare de $12V$, astfel încât $I_D = 3mA$, vom obține pe baza relațiilor de mai sus:

$$(V_{GS} - V_T)^2 = \frac{3mA}{0.24 \text{ mA/V}^2} = 12.5V^2 \Rightarrow (V_{GS} - V_T) = 3.5V \Rightarrow V_{GS} = V_{DS} = 6,5V$$

și prin urmare, din relația (112):

$$I_D R_D = 12 - 6.5 = 5.5 \Rightarrow R_D = \frac{5.5V}{3mA} = 1,8k\Omega$$

Deoarece nu trece curent prin ea, valoarea R_G , cu condiția să fie finită, nu are relevanță, din punctul de vedere al polarizării. Din punctul de vedere al eventualei surse de semnal, care s-ar aplica în poartă, ea este bine să aibă o valoare foarte mare, pentru a nu micșora impedanța de intrare a montajului. De obicei se alege R_G de ordinul megaohmilor.

Polarizarea tranzistoarelor cu efect de câmp cu canal p se face prin aceleași circuite ca și în cazul TEC cu canal n, doar semnul tensiunilor aplicate și sensul curenților rezultați se schimbă.

5. MODELUL DE SEMNAL MIC PENTRU TEC

Relația $I_D = f(V_{GS})$ este pătratică, deci neliniară, pentru oricare tip de TEC. Dar ca și în cazul TB, pentru variații mici ΔV_{GS} în jurul valorii din PSF, caracteristica se poate aproxima prin tangenta la ea în PSF. Panta acestei tangente se notează cu g_m și se numește transconductanță:

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}}, \text{ în punctul static de funcționare.}$$

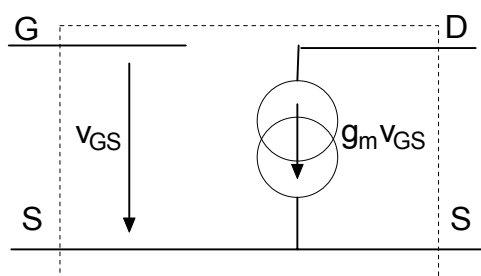


figura 79. Model de semnal mic pentru TEC

Cum TEC nu consumă curent la intrare modelul de semnal mic pentru TEC va fi o sursă de curent comandată în tensiune (figura 79). Acest model simplificat permite analiza rapidă a amplificatoarelor de semnal mic cu TEC. Un model mai exact include și rezistența internă dintre drenă și sursă care are valori de ordinul zecilor de $k\Omega$. În cazul analizei comportării

dispozitivului la frecvențe mari, vor fi luate în considerare și capacitățile interne C_{GS} , C_{DS} , C_{GD} , de ordinul picofarazilor.

6. UTILIZAREA TEC CA AMPLIFICATOR DE SEMNAL MIC.

Ca și TB, TEC se pot folosi ca amplificatoare de semnal mic. În acest scop ele vor fi polarizate în regiunea de saturație a curentului de drenă. În figura 80 avem un amplificator cu JFET în conexiunea sursă comună, precum și modelul de semnal mic al circuitului.

Dacă facem abstracție de condensatoare, obținem circuitul de polarizare automată din figura 75. Condensatoarele C_1 și C_2 decuplează din punctul de vedere al curentului continuu sarcina, respectiv sursa de semnal de la intrare. Condensatorul C_3 șuntează rezistența de polarizare R_S în gama de frecvențe pentru care este proiectat amplificatorul. În schema echivalentă de semnal mic, aceștia au fost înlocuiți cu scurtcircuite.

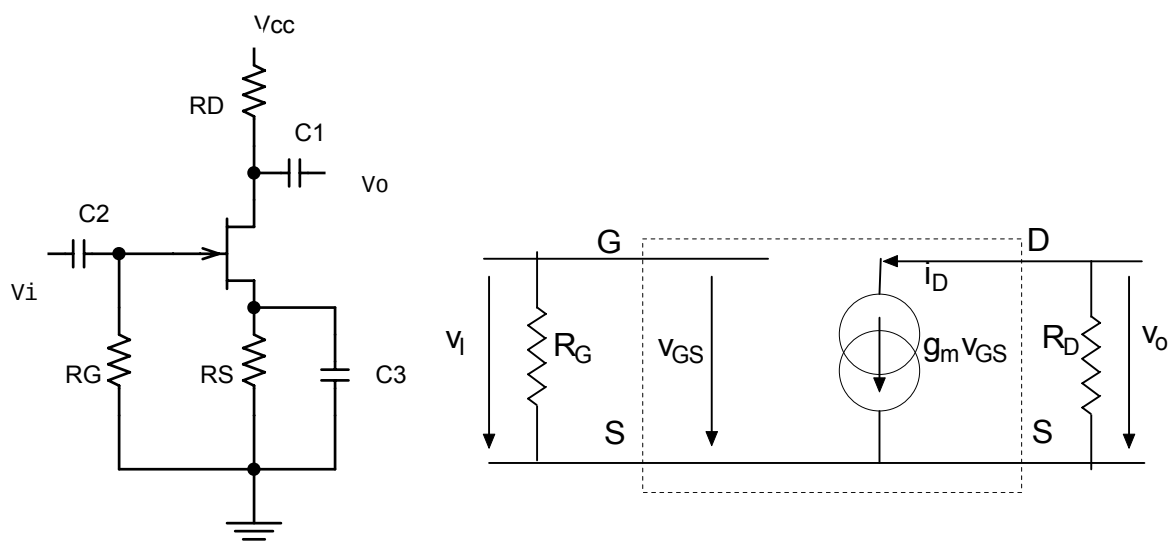


figura 80. Amplificator cu JFET în conexiune sursă comună

Tensiunea de ieșire va fi:

$$v_o = -i_D R_D = -g_m v_{GS} R_D = -g_m v_i R_D$$

de unde amplificarea de tensiune:

$$\frac{v_o}{v_i} = -g_m R_D \quad (113)$$

În cazul în care am avea o rezistență de sarcină R_S conectată la ieșire, aceasta ar apărea în schema de semnal mic în paralel cu R_D . În acest caz relația (113) este aplicabilă dacă în loc de R_D punem rezistența echivalentă $R_D || R_S$.

Rezistența de intrare în montaj este R_G . Dacă sursa de semnal de intrare are rezistența internă R_i , ea va forma un divizor de tensiune cu R_G și la intrarea

amplificatorului va ajunge numai o parte din semnalul sursei. Relația (113) devine în acest caz:

$$\frac{v_o}{v_i} = -g_m R_D \times \frac{R_G}{R_G + R_i} \quad (114)$$

Pentru un R_i dat, trebuie ca $R_G \gg R_i$ pentru ca amplificarea dată de relația (114) să fie maximă. Din acest motiv se alege R_G de ordinul megaohmilor.

Se poate remarca faptul că, față de un amplificator cu TB în conexiune EC, rezistența de intrare a amplificatorului cu J-FET este mult mai mare, ceea ce constituie un avantaj. Dar amplificarea de tensiune este mai mică. Ținând cont de faptul că g_m are valori tipice de ordinul (2 – 5) mA / V iar R_D este de ordinul kohmilor rezultă pe baza relației (113) că amplificarea unui etaj cu J-FET va fi de ordinul zecilor. În cazul TB amplificarea poate fi de ordinul sutelor.

Desigur, în loc de J-FET se poate folosi orice alt tip de TEC, modificând corespunzător circuitul de polarizare. Valoarea amplificării va fi tot cea dată de relația (113).

7. UTILIZAREA TEC CA SURSĂ DE CURENT CONSTANT

Orice tranzistor se poate folosi pentru realizarea unei surse de curent constant. Dar, în cazul J-FET acest lucru se obține prin simpla legare a porții la sursă (figura 81). În acest caz

$$V_{GS} = 0$$

și pe baza ecuației lui Shockley :

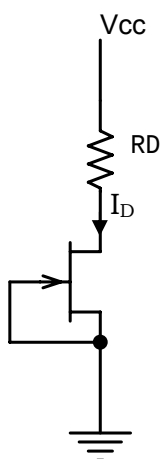


figura 81. Sursă de curent constant

$$I_D = I_{DSS}$$

Prin urmare valoarea curentului de drenă este independentă de rezistența de sarcină R_D , sau de tensiunea de alimentare V_{CC} , deci avem o sursă de curent constant. Evident, trebuie respectată condiția $V_{DS} > V_P$ altfel din graficul caracteristicii de ieșire a J-FET se poate observa că I_D devine dependent de V_{DS} .

$$V_{DS} = V_{CC} - I_D R_D$$

pentru ca I_D să fie egal cu I_{DSS} trebuie ca $V_{DS} > V_P$, de unde rezultă următoarea condiție pentru rezistența de sarcină:

$$R_D \leq \frac{V_{CC} - V_P}{I_{DSS}}$$

Dacă această inegalitate este satisfăcută, prin R_D va trece același curent I_{DSS} independent de valoarea rezistenței sau de valoarea tensiunii de alimentare.

8. PREACUȚIUNI DE MANEVRARE A TRANZISTOARELOR MOS FET

Stratul subțire de SiO_2 dintre poarta și canalul unui tranzistor MOS are efectul pozitiv de a asigura o impedanță de intrare aproape infinită pentru acest dispozitiv. Datorită faptului că acest strat este foarte subțire apare o problemă de manevrare a acestui tip de tranzistoare care nu apare la TB sau JFET.

Problema constă în faptul că, tocmai datorită rezistenței practic infinite dintre poartă și canal, metalizarea porții se poate încărca electrostatic chiar prin simpla atingere a terminalelor cu mâna. Sarcina acumulată pe metalizarea porții poate să producă o diferență de potențial suficient de mare între poartă și canal pentru ca stratul foarte subțire de bioxid de siliciu să se străpungă și tranzistorul să se defecteze.

Din acest motiv este absolut necesar ca terminalele acestor dispozitive să fie scurtcircuitate de un inel sau o folie de protecție. Această protecție nu se va înlătura până când tranzistorul nu se va lipi în circuit.

O altă metodă utilizată de fabricanți pentru a preveni străpungerea stratului de oxid la încărcarea electrostatică accidentală este prezentată în figura 82.

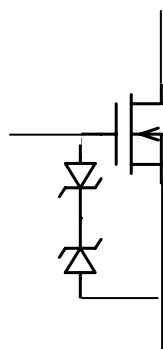


figura 82. MOSFET protejat cu diode Zener

Indiferent de polaritatea tensiunii la care se încarcă electrostatic poarta, dacă valoarea ei depășește tensiunea de străpungere a diodei Zener, una din diode se va străpunge iar cealaltă va conduce ca orice diodă polarizată direct. În consecință tensiunea maximă dintre poartă și substrat va fi limitată la valoarea:

$$V_{GS} = V_Z + 0,7V$$

Tensiunea de străpungere a diodelor Zener este astfel aleasă încât stratul de bioxid de siliciu să nu fie expus la străpungere indiferent de polaritatea tensiunii V_{GS} .

Desigur, prin această metodă de protecție, rezistența de intrare a unui tranzistor MOS-FET este redusă la valoarea rezistenței unei joncțiuni invers polarizate (ca și în cazul J-FET). Această valoare este oricum suficient de mare pentru a putea fi considerată infinită, în majoritatea cazurilor.

9. TRANZISTOARE V-MOS

Tranzistoarele MOS prezentate până acum au un dezavantaj care derivă din tehnologia planară de realizare. Așa cum se vede în figura 69 canalul dintre sursă și drenă este îngust și lung raportat la lățimea lui. Din această cauză, căderea de tensiune pe canal poate fi mare în cazul unor curenți de ordinul zecilor de miliamperi și prin urmare, puterea disipată prin efect termic este mare și poate duce la defectarea dispozitivului. Din acest motiv, tranzistoarele MOS-FET realizate în tehnologie planară se pot folosi uzual în aplicații de mică putere, sub 1W.

Pentru a exploata calitățile foarte bune ale acestor dispozitive și la puteri mai mari, a fost pusă la punct o tehnologie verticală de realizare a acestor tranzistori (V-MOS).

Prin acest mod de realizare, scade lungimea și crește lățimea canalului dintre drenă și sursă, reducându-se astfel rezistivitatea lui. Ca o consecință, tranzistoarele V-MOS pot disipa puteri comparabile cu tranzistoarele bipolare.

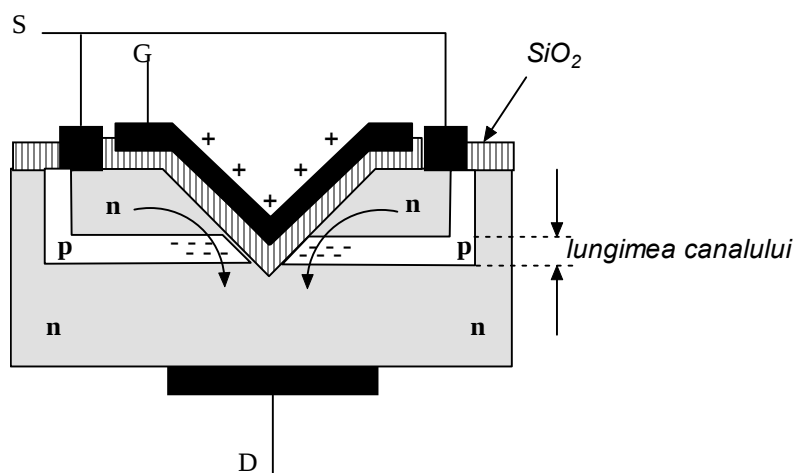


figura 83. Structura V-MOS

În figura 83 este prezentată structura V-MOS cu canal indus de tip n.

Regiunile de tip n ale sursei și drenei sunt separate de o regiune de tip p. Dacă poarta este polarizată pozitiv față de sursă, sarcina pozitivă acumulată în metalizarea porții va atrage electronii minoritari din regiunea p în apropierea vârfului "V"-ului. Se induce astfel

canalul de tip n care permite trecerea curentului de la sursă la drenă. Principiul de funcționare este deci identic cu al MOS FET – ului planar dar electronii trec transversal prin canal. În consecință lungimea canalului este foarte mică în timp ce secțiunea lui este mare. Canalul are prin urmare o rezistivitate mică și permite trecerea unui curent mare fără producerea unei încălziri exagerate.

De exemplu tranzistorul V-MOS de tipul BUZ 90 poate disipa 75 W la temperatura de 25°C. Tensiunea maximă drenă – sursă este de 600V iar curentul maxim de drenă 4,5A. În starea de conducție, rezistența drenă – sursă este de numai 1,6 Ω. Tensiunea maximă între poartă și sursă este de ± 20 V. valoarea de prag a tensiunii V_{GS} este $V_T = (2,1 - 4)V$. O valoare foarte bună are transconductanța acestui tranzistor: $g_m = 3,8 S$. El este utilizat de exemplu în sursele de alimentare în comutație ale unor monitoare.