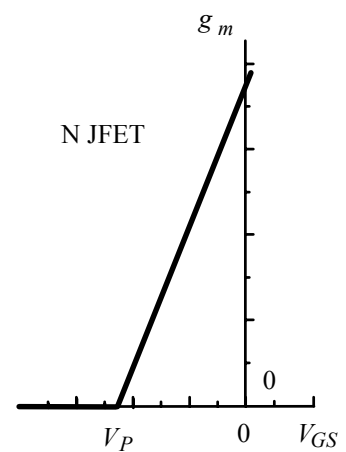
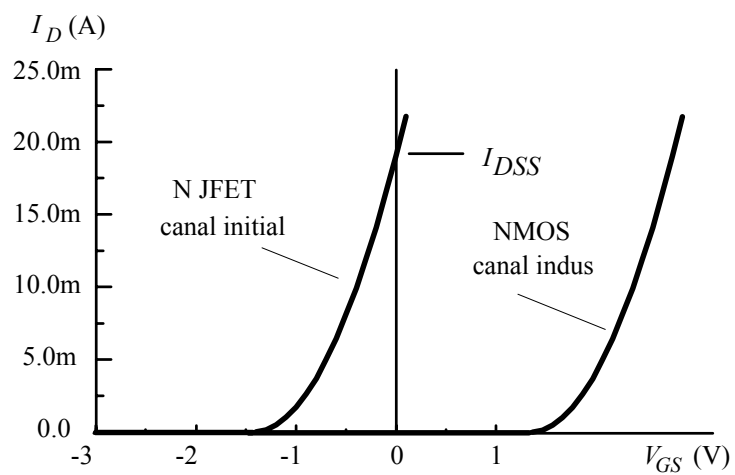




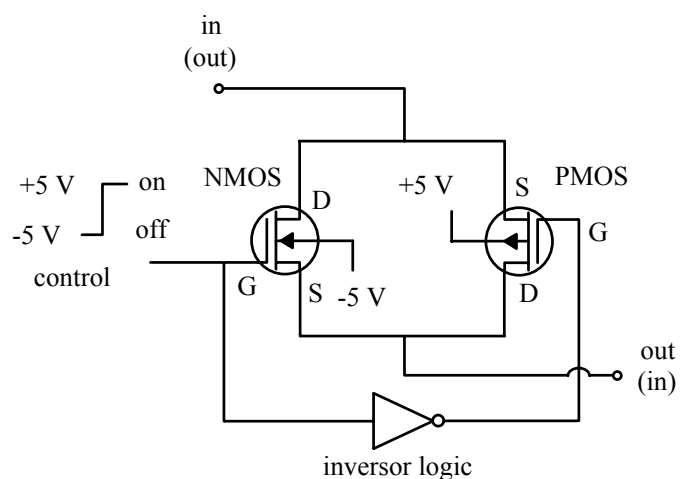
Tranzistoare cu efect de câmp



Prezentare generală 217

7.1. Tranzistoare metal-oxid-semiconductor (MOSFET) 218

7.2. Tranzistoare cu poartă joncțiune (JFET) 239



7.1. Tranzistoare metal-oxid-semiconductor (MOSFET)

1.A. Simboluri și mod de funcționare 218

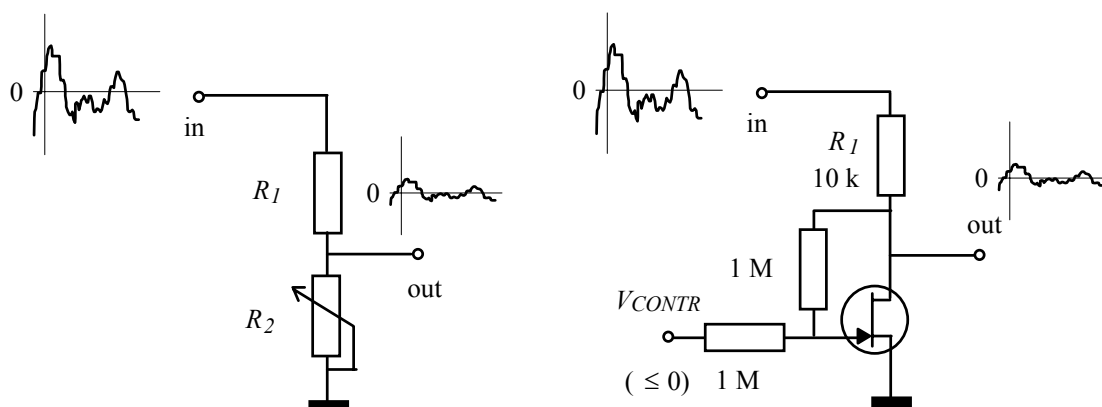
1.B. Caracteristica de transfer 220

1.C. Caracteristica de ieșire 222

1.D. Aplicație: comutatorul analogic 224

Probleme rezolvate 232, probleme propuse 233

Lucrare experimentală 234



7.2. Tranzistoare cu poartă joncțiune (JFET)

2.A. Simboluri și mod de funcționare 239

2.B. Caracteristici statice 239

2.C. Surse de curent cu JFET 243

2.D. Repetorul pe sursă 245

2.E. Atenuatorul controlat 246

Problemă rezolvată 250, probleme propuse 251

Lucrare experimentală 253

Prezentare generală

Principiul de funcționare al triodei cu vid, primul dispozitiv electronic capabil să "amplifice", inventat în 1906 de către Lee De Forest, se bazează pe controlul unui flux de electroni, control realizat prin respingerea parțială a lor de către un câmp electric. Deoarece electronii sunt respinși de electrodul de comandă, numit **grilă** (**grid** în engleză), iar suprafața acestuia (de forma unei plase) este mică, **intensitatea curentului de grilă necesar pentru comanda dispozitivului este practic nulă**.

Pentru a elimina dezavantajele tuburilor electronice, în anii 1930-1935 se fac încercări de a construi un dispozitiv la care un câmp electric aplicat din exterior să controleze curentul electric printr-un **semiconductor**; tehnologia acestor materiale era abia la început și tentativa eșuează. În 1945, la Bell Laboratories, Shockley și apoi Brattain încearcă, fără succes, realizarea unui astfel de dispozitiv. Trei ani mai târziu, același grup descoperă, din întâmplare, **tranzistorul cu contacte punctiforme**. Apoi Shockley imaginează tranzistorul sandwich, **cu joncțiuni**, care se impune rapid începând cu 1951. Tranzistorul cu contacte punctiforme rămâne doar în istorie; azi, prin tranzistoare bipolare înțelegem, de fapt, tranzistoare bipolare cu joncțiuni.

Controlul curentului de colector se realizează la acest tip de dispozitiv prin **curentul ce străbate joncțiunea emitor-bază**. Privit din afară însă, tranzistorul bipolar poate fi privit atât ca un amplificator ce amplifică cu factorul β (aproximativ constant, de ordinul sutelor) curentul de bază, cât și ca un dispozitiv **transconductanță** în care curentul de colector este controlat de tensiunea-bază emitor. Dar, indiferent cum privim noi lucrurile, sursa de semnal care comandă tranzistorul bipolar **trebuie să debiteze sau să absoarbă un curent** care este de ordinul a 1 % din curentul comandat. Și aceasta, dacă nu am ales cumva conexiunea cu bază comună, în care sursa de semnal trebuie să debiteze întregul curent comandat... Astfel, tranzistorul bipolar era, într-un fel, o deziluzie. Din acest motiv, au continuat încercările de a construi un tranzistor la care controlul să se efectueze printr-un câmp electric, fără să fie nevoie de existența unui curent de comandă. Sunt produse, mai întâi tranzistoare cu efect de câmp cu poartă joncțiune iar în 1960, tot la Bell Laboratories, pornind de la teoria lui Shockley, fizicianul John Atalla realizează primul tranzistor cu efect de câmp de tip MOS (metal-oxid-semiconductor).

La tranzistoarele cu efect de câmp (**FET - field effect transistors**) conducția între **drenă** și **sursă** are loc printr-o regiune limitată a semiconductorului, numită **canal**. Curentul între terminalul de drenă și cel de sursă este controlat prin câmpul electric determinat de tensiunea aplicată pe **poartă (gate)**. Or, cel puțin în principiu, pentru a menține un câmp electric nu avem nevoie de un curent care să circule. Astfel,

avantajul esențial al tranzistoarelor cu efect de câmp este acela că intensitatea curentului în terminalul porții este practic nulă.

Din acest motiv,

la tranzistoarele cu efect de câmp, curentul între terminalul de drenă și cel de sursă este controlat de tensiunea dintre poartă și sursă.

Există două tipuri constructive de tranzistoare cu efect de câmp.

În cazul tranzistoarelor cu poartă joncțiune (**JFET**), între poartă și canalul conductor există o joncțiune semiconductoare invers polarizată; astfel, curentul de poartă are valori de ordinul **zecilor de nanoamperi**.

Curenți de poartă de încă o mie de ori mai mici se obțin în cazul celui alt tip de tranzistoare cu efect de câmp.

La tranzistoarele **MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FET)** poarta este izolată prin intermediul unui strat de dioxid de siliciu și curentul de poartă este de ordinul **zecilor de picoamperi**.

Clasificarea tranzistoarelor cu efect de câmp este complicată suplimentar de un alt aspect constructiv. Unele tranzistoare conduc pînă cînd faceți ceva care să le micșoreze curentul: sunt tranzistoarele care au **canal inițial (depletion mode în engleză)**. Toate tranzistoarele JFET și anumite tranzistoare MOSFET funcționează după acest principiu. Tranzistoarele de celălalt tip sunt proiectate astfel încît să nu conducă decît dacă aplicați un câmp care să "sape" un canal conductor. Sunt tranzistoarele care au **canal indus (enhancement mode în engleză)**. Marea majoritate a tranzistoarelor MOSFET au canal indus.

Dacă mai ținem seama de felul de dopare al canalului, care poate fi n sau p , am avea în total $2^3 = 8$ tipuri de tranzistoare cu efect de câmp. Dintre acestea, șase ar putea fi realizate, cinci sunt chiar produse și numai patru sunt importante. Arborele familiei de tranzistoare cu efect de câmp poate fi admirat în Fig. 7.1. Din cauza joncțiunii porții care trebuie să fie întodeauna invers polarizată, tranzistoarele JFET (cu poartă joncțiune) nu pot realiza decît cu canal inițial. Tranzistoarele cu poartă izolată pot avea oricare dintre aceste tipuri de canale, dar cele cu canal inițial nu au decît cîteva aplicații particulare, așa că nu trebuie să ne ocupăm decît de tranzistoarele **MOSFET cu canal indus**. Ambele categorii pot avea fie canal n , fie canal p . Cum funcționarea celor cu canal n este similară cu a tranzistoarelor bipolare NPN, ne vom focaliza atenția numai asupra acestora.

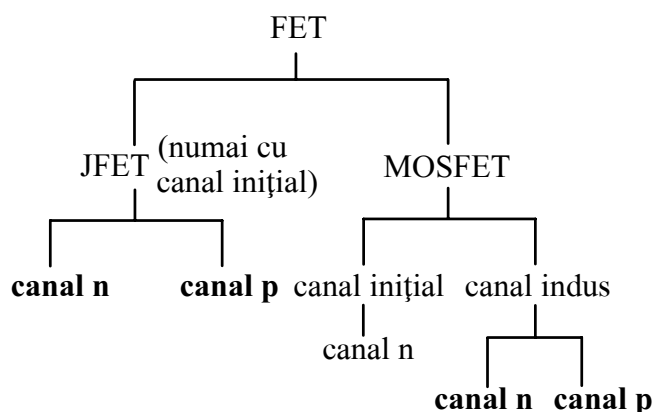


Fig. 7.1. Clasificarea tranzistoarelor cu efect de câmp.

1.C. Caracteristica de ieșire

Dacă aplicăm pe poartă o tensiune mai mare decît tensiunea de prag (altfel tranzistorul ar fi blocat) familia de **caracteristici de ieșire** are forma din Fig. 7.5. Fiecare din caracteristici prezintă două regiuni distincte.

La valori V_{DS} mici, curentul de drenă este aproximativ proporțional cu tensiunea drenă-sursă: tranzistorul se comportă ca un **rezistor**.

Valoarea rezistenței ohmice echivalente depinde de tensiunea aplicată pe poartă; avem o regiune de **rezistență controlată**. Un rezistor adevărat este însă un dispozitiv **simetric**: bornele sale pot fi inversate și comportarea sa rămîne aceeași. În consecință, pentru a putea înlocui un rezistor, tranzistorul ar trebui să-și extindă comportarea liniară a caracteristicii și la tensiuni negative. Pentru tensiuni drenă-sursă mici în valoare absolută, așa se și întîmplă, după cum se poate constata pe figură.

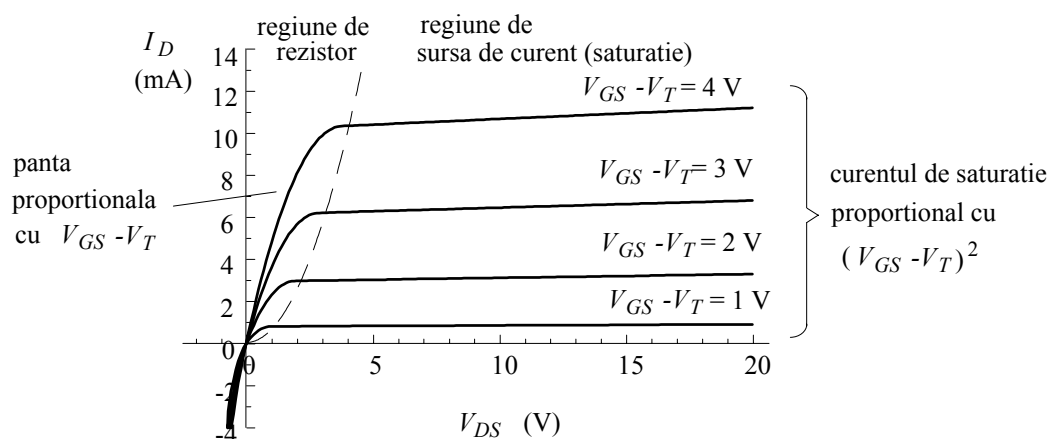


Fig. 7.5. Caracteristici de ieșire pentru tranzistorul MOSFET 2N3797.

În această regiune, curentul de drenă are expresia aproximativă

$$I_D \cong 2K(V_{GS} - V_T)V_{DS} \quad (7.5)$$

tranzistorul fiind echivalent cu un rezistor de rezistență

$$R_{DS} = \frac{1}{2K(V_{GS} - V_T)}, \quad (7.6)$$

controlată de tensiunea aplicată pe poartă. Cum parametrul K nu este dat explicit în foile de catalog, este mult mai util să scriem relația precedentă în funcție de rezistența R_{DS0} obținută la o valoare particulară V_{GS0} a tensiunii poartă-sursă

$$R_{DS} = R_{DS0} \frac{V_{GS0} - V_T}{V_{GS} - V_T} \quad (7.7)$$

Cea mai mică valoare a rezistenței se obține când tranzistorul este complet deschis; ea poate fi exprimată prin parametrul $I_{D(on)}$ ca

$$R_{DS(on)} = \frac{V_{GS(on)} - V_T}{2I_{D(on)}} \quad (7.8)$$

În foile de catalog este dată valoarea sub care se găsește garantat această rezistență (cel mai defavorabil caz).

Într-a doua regiune, tranzistorul se comportă cu totul altfel:

la valori V_{DS} mari, curentul încetează practic să mai depindă de tensiunea drenă-sursă, **ieșirea** comportându-se ca o **sursă de curent controlată de tensiunea de poartă**.

Am putea spune, ca majoritatea textelor, că se observă aici **saturația curentului de drenă în raport cu tensiunea drenă-sursă**. Vom evita însă acest mod de exprimare, pentru a preîntîmpina eventualele confuzii cu ceea ce se înțelege prin saturație la tranzistorul bipolar. În regiunea de sursă de curent controlată,

este valabilă relația (7.1) și **aici am ridicat caracteristica de transfer și am definit transconductanța**. Cu tranzistorul în acest regim de funcționare putem realiza **amplificatoare** (pentru că I_D nu este saturat în raport cu mărimea de intrare V_{GS} ci, din contră, este controlat practic numai de aceasta).

Este foarte important să cunoaștem limita aproximativă între cele două regiuni de funcționare. Astfel,

pentru o tensiune poartă-sursă fixată, frontiera între regiunea de rezistor controlat și aceea de sursă de curent controlată este la o valoare a tensinii drenă-sursă egală cu comanda porții $V_{DS\text{ limita}} = V_{GS} - V_T$.

În Fig. 7.5 această frontieră a fost desenată cu linie întreruptă.

Comparația relației (7.6) cu (7.3) arată un lucru extrem de interesant:

alegînd o tensiune de poartă, rezistența din regiunea de rezistență controlată este inversul transconductanței din regiunea de saturație.

Îmbunătățirea liniarității în regiunea de rezistență controlată

Am văzut că, la tensiuni drenă-sursă mici, curentul de drenă variază aproximativ proporțional cu tensiunea drenă-sursă. De fapt, în această regiune, o relație mai exactă este

$$I_D = 2K[(V_{GS} - V_T) - V_{DS}/2]V_{DS}; \quad (7.9)$$

dacă $V_{DS} \ll V_{GS} - V_T$, atunci al doilea termen din paranteza pătrată poate fi neglijat și obținem proporționalitatea amintită mai sus.

Relația anterioară ne arată calea prin care liniaritatea poate fi îmbunătățită: în loc să ținem constantă tensiunea V_{GS} o facem să varieze ca $V_{GS} = \text{const.} + V_{DS}/2$. Un circuit prin care putem să realizăm acest truc este cel din Fig. 7.6. Exprimînd prin teorema Milman potențialul porții (atenție, nu există curent de poartă), avem $V_{GS} = V_G = V_1/2 + V_{DS}/2$. Înlocuind acum în relația (7.9) termenul $V_{DS}/2$ din paranteză dispăre și obținem o relație de proporționalitate între curent și tensiune fără să mai fie nevoie să folosim aproximația $V_{DS} \ll V_{GS} - V_T$. Extinderea regiunii de liniaritate nu este însă prea mare, întrucît însăși relația (7.9) își încetează valabilitatea la tensiuni drenă sursă mari.

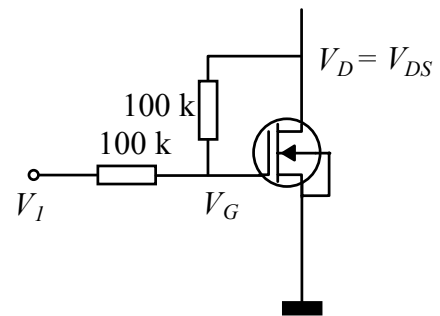


Fig. 7.6. Circuit pentru îmbunătățirea liniarității în regiunea de rezistență controlată.

Probleme rezolvate

Problema 1.

Intenționăm să utilizăm un tranzistor NMOS ca un amplificator de tensiune (Fig. 7.12). Pentru aceasta, trebuie să stabilim un punct static de funcționare cu un curent de drenă de 2 mA și să avem un potențial de drenă aproximativ la jumătatea tensiunii de alimentare. Cunoaștem, pentru tranzistor, tensiunea de prag $V_T = 0.5 \text{ V}$ și curentul în starea on $I_{D(on)} = 10 \text{ mA}$ măsurat la $V_{GS} = 20 \text{ V}$. Trebuie să alegem divizorul rezistiv din poartă și rezistența din drenă.

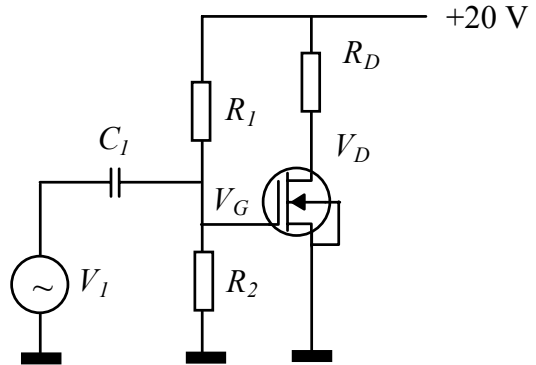


Fig. 7.12.

Rezolvare

Valoarea rezistenței de drenă o putem stabili de la început. Alegem un potențial de 10 V în drenă și avem $R_D = (20 \text{ V} - 10 \text{ V}) / 2 \text{ mA} = 5 \text{ k}\Omega$.

Din valoarea impusă pentru curentul de drenă am putea calcula tensiunea necesară între poartă și sursă. Relația pe care o avem este $I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$ dar foaia de catalog nu furnizează direct valoarea parametrului K . Avem, însă, curentul și tensiunea pentru starea on

$$10 \text{ mA} = K(20 \text{ V} - 0.5 \text{ V})^2$$

de unde deducem

$$K = 10 \text{ mA} / (19.5 \text{ V})^2 = 0.026 \text{ mA/V}^2.$$

Putem, acum, să impunem curentul de drenă cerut

$$2 \text{ mA} = 0.026 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} \cdot (V_{GS} - 0.5 \text{ V})^2$$

și să calculăm tensiunea poartă sursă necesară $V_{GS} = 9.22 \text{ V}$.

Cum obținem această tensiune de la divizorul rezistiv ? Curentul de poartă este nul, divizorul este neîncărcat și putem aplica regula de trei simplă

$$R_2 / R_1 = 9.22 \text{ V} / (20 \text{ V} - 9.22 \text{ V}) = 0.86.$$

Mai rămâne să stabilim valorile rezistențelor. În cazul tranzistoarelor cu efect de câmp avem o foarte mare libertate dar valori prea mici ar micșora prea mult impedanța văzută de generatorul de semnal iar rezistențe de valori exagerat de mari (peste $1 \text{ M}\Omega$) nu sunt ușor disponibile. O alegere bună este $R_2 = 860 \text{ k}\Omega$ și $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$.

Problema 2.

a) Tranzistoarele cu efect de câmp au o mare împrăștiere a parametrilor. Pentru tranzistorul din problema anterioară ne putem aștepta la o tensiune de prag chiar de 2 V. Cu valorile de rezistențe alese acolo, recalculați punctul de funcționare dacă $V_T = 2$ V.

b) Nici curentul $I_{D(on)}$ nu este controlat tehnologic mai precis. Ne putem aștepta ca acesta să fie de 5 ori mai mic. Luați în considerație și acest aspect la determinarea punctului de funcționare.

Rezolvare

a) Curentul de drenă este proporțional cu pătratul comenzii porții $V_{GS} - V_T$. Această diferență se modifică de la 9.22 V - 0.5 V = 8.72 V la 9.22 V - 2 V = 7.22 V. Astfel, noul curent de drenă va fi numai 0.686 din cel anterior, adică 1.37 mA. Noul potențial de drenă va fi 20 V - 6.85 V = 13.5 V în loc de 10 V.

b) Dacă $I_{D(on)}$ este de 5 ori mai mic, aceasta se întâmplă din cauza parametrului K , care este la rîndul lui de 5 ori mai mic. Noul tranzistor, montat în același circuit proiectat de noi, va avea un curent de drenă de numai 1.37 mA / $5 = 0.27$ mA. În aceste condiții, potențialul drenei va fi 20 V - 1.37 V = 18.6 V. Iată că, deși am proiectat cu grijă circuitul pentru a avea potențialul drenei la 10 V (jumătatea alimentării), datorită împrăștierii tehnologice a parametrilor el poate ajunge inacceptabil de aproape de potențialul alimentării. **Predictibilitatea punctului de funcționare este proastă la tranzistoarele FET; de multe ori punctul de funcționare se ajustează în funcționare cu un rezistor reglabil.**

Probleme propuse

P 7.1.1. Pentru un tranzistor NMOS cu canal indus, rezistența în starea on $R_{DS(on)}$, definită la $V_{DS} = 10 \text{ V}$, este de 300Ω iar tensiunea sa de prag este $V_T = 2 \text{ V}$. Care va fi rezistența între drenă și sursă dacă $V_{GS} = 4 \text{ V}$?

P 7.1.2. În condițiile problemei precedente, la ce valoare a tensiunii drenă-sursă începe regiunea de saturație?

P 7.1.3. Pentru un tranzistor MOS cu tensiunea de prag $V_T = 3 \text{ V}$, curentul în starea ON, definit la $V_{GS} = 10 \text{ V}$, este de 5 mA . Cît este, în aceste condiții transconductanța? Dar dacă tensiunea de poartă se micșorează astfel încît curentul scade la 1 mA ?

P 7.1.4. La capătul unui divizor format dintr-un rezistor și tranzistorul MOSFET, se aplică un semnal alternativ cu amplitudinea de 100 mV în jurul valorii 0, ca în Fig. 5. Între ce limite evoluează amplitudinea semnalului la ieșire, dacă potențialul porții este modificat între 3 V și 10 V ? Tranzistorul are parametri dați în problema P 7.1.1.

P 7.1.5. De ce nu a fost legat substratul la masă ci la -1 V ?

P 7.1.6. Un tranzistor NMOS de putere este utilizat drept comutaor ON-OFF pentru aprinderea unui bec cu valorile nominale 12 V și 5 A . Tranzistorul are rezistența $R_{DS(on)}$ sub $100 \text{ m}\Omega$.

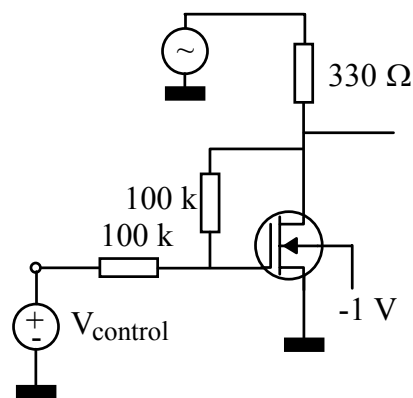


Fig. 7.13.

a) Determinați tensiunea pierdută pe tranzistor și puterea disipată pe acesta.

b) Un tranzistor bipolar de putere (2N3055), operat în aceeași gamă de curenți, prezintă o tensiune de saturație colector-emitor de 3 V . Calculați și pentru el căderea de tensiune și puterea disipată.

c) Comparați rezultatele anterioare și decideți care tip de tranzistor este mai potrivit pentru această aplicație.

7.2. Tranzistoare cu poartă joncțiune (JFET)

2.C. Surse de curent cu JFET

Cel mai simplu circuit cu JFET este cel din Fig. 7.24 a): legăm poarta la sursă și am obținut o sursă de curent (de fapt, un "absorbant" de curent). Acest lucru este evident pe caracteristica de ieșire trasată la $V_{GS} = 0$, adică cu poarta și sursa în scurtcircuit (desenul b). Singurul lucru de care trebuie să avem grijă este ca tensiunea drenă-sursă, coborînd, să nu se apropie de valoarea $(0 - V_P) = |V_P|$ de unde tranzistorul începe să semene cu o rezistență.

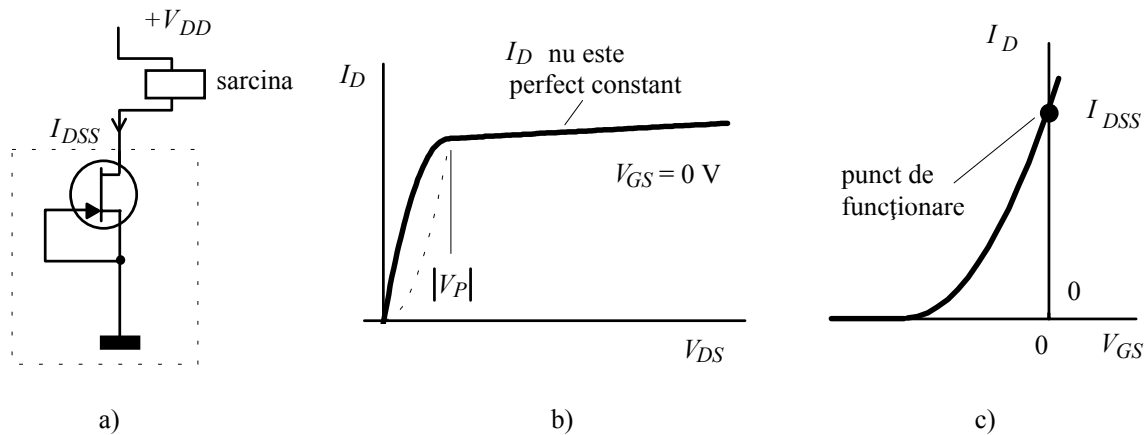


Fig. 7.24. Sursă de curent cu JFET.

Circuitul precedent este simplu, dar prezintă două dezavantaje. În primul rând, valoarea curentului sursei nu poate fi programată de către proiectant, fiind egală cu I_{DSS} (desenul c). Și cum acest parametru are o împrăștiere tehnologică mare (ajungînd chiar la 1:5)... Există însă asemenea circuite, gata selectate de producător după valorile lui I_{DSS} și vîndute ca surse de curent. Totuși, în aplicații este nevoie uneori să ajustăm fin valoarea sursei de curent. Un al doilea dezavantaj al circuitului este acela că intensitatea curentului de drenă nu este perfect constantă, crescînd ușor cu tensiunea V_{DS} : sursa de curent nu este una ideală.

O rezolvare comună pentru aceste dezavantaje poate fi găsită dacă ne amintim că o problemă asemănătoare am întîlnit la tranzistoarele bipolare cînd mențineam V_{BE} constant. Soluția era să intercalăm o rezistență în circuitul emitorului și aceasta este rezolvarea (parțială) și a dezavantajelor amintite mai sus. Ajungem, astfel, la sursa de curent perfecționată din Fig. 7.25 a).

Pentru determinarea punctului de funcționare putem încerca să rezolvăm niște ecuații (sunt de gradul doi și le putem rezolva prin radicali) sau putem apela la o metodă grafică (desenul b). Una din ecuații este chiar caracteristica de transfer $I_D = f(V_{GS})|_{V_{DS}=\text{const.}}$ iar cealaltă este $V_{GS} = 0 - I_D R_S = -I_D R_S$. Aceasta din urmă, scrisă sub forma $I_D = -V_{GS}/R_D$ are ca reprezentare grafică o dreaptă de pantă negativă ce trece prin origine. La intersecția celor două curbe se găsește punctul de funcționare căutat.

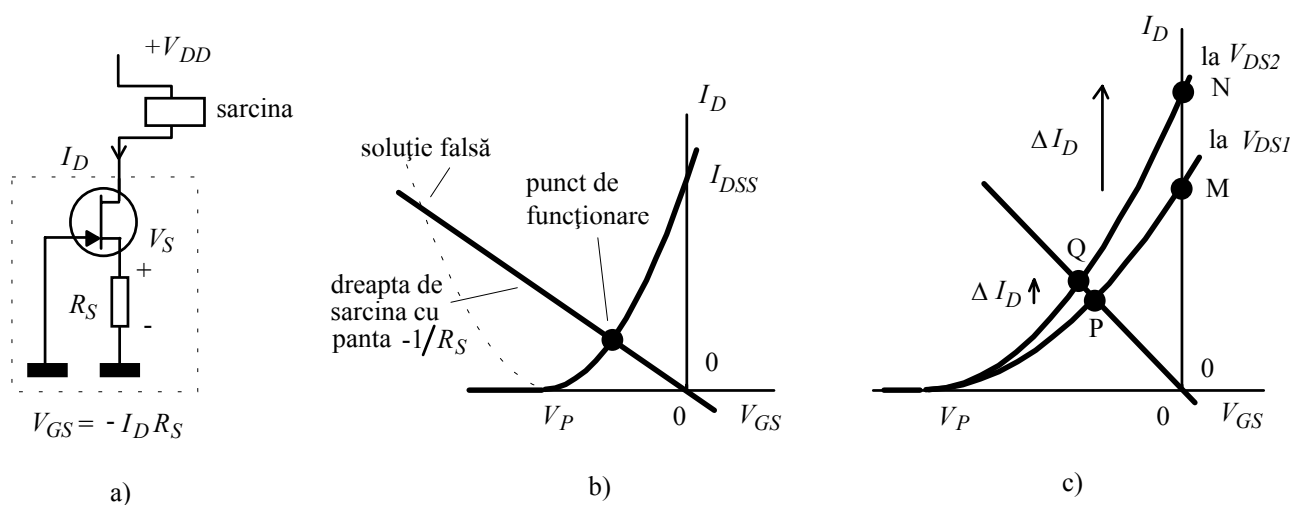


Fig. 7.25. Sursă de curent cu rezistor conectat în sursa tranzistorului.

*Observație: Dacă am fi rezolvat sistemul de ecuații am fi găsit **două soluții**; cea cu valoare mai mare pentru I_D corespunde ramurii din stînga a parabolei, care nu face parte din caracteristică și trebuie ignorată.*

Dacă modificăm valoarea rezistenței din drenă, se modifică și panta "drepte de sarcină" și putem, astfel, ajusta valoarea sursei de curent între zero și I_{DSS} . Introducerea rezistenței R_S îmbunătățește și comportarea sursei de curent, așa cum se poate constata în Fig. 7.25 c). Aici am trasat caracteristica de transfer pentru două valori diferite ale tensiunii drenă-sursă, exagerînd influența acestei tensiuni asupra caracteristicii. Dacă sursa ar fi legată direct la masă ($V_{GS} = 0$), punctul de funcționare s-ar deplasa la modificarea lui V_{DS} , din M în N pe axa verticală a graficului. În cazul introducerii rezistenței R_S , modificarea punctului de funcționare are loc din poziția P în poziția Q. Este clar că variația curentului I_D este mai mică decît în prima situație și este cu atît mai mică cu cît dreapta de sarcină se apropie de orizontală, adică cu cît rezistența R_S crește.

Creșterea rezistenței din sursă apropie funcționarea sursei de curent de cea ideală.

Problemă rezolvată

Avem la dispoziție un tranzistor JFET care are canal n și ai cărui parametri au fost determinați: experimental: $V_P = -4\text{ V}$ și $I_{DSS} = 15\text{ mA}$.

a) Ne propunem, mai întâi, să proiectăm o sursă de curent care să absoarbă spre masă 2 mA .

b) Cu această sursă de curent vom îmbunătăți performanțele unui repetor pe sursă, realizat cu un tranzistor identic. Va trebui să alegem tensiunile de alimentare și să stabilim în ce domeniu poate evolua tensiunea de intrare.

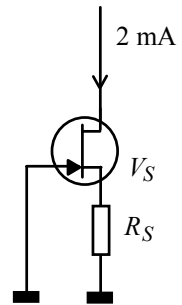


Fig. 7.29.

Rezolvare

a) Schema sursei de curent este cea din Fig. 7.29; va trebui să determinăm valoarea necesară pentru rezistența R_S . Avem la dispoziție ecuația caracteristicii de transfer a tranzistorului

$$2\text{ mA} = 15\text{ mA} \left(\frac{V_{GS}}{-4\text{ V}} - 1 \right)^2;$$

de aici putem obține valoarea necesară pentru tensiunea V_{GS}

$$V_{GS} = -4\text{ V} \cdot (\sqrt{2/15} + 1) = -1.46\text{ V}.$$

Această tensiune este produsă prin căderea de tensiune pe rezistența R_S ; de aici rezultă imediat valoarea acestei rezistențe

$$R_S = \frac{1.46\text{ V}}{2\text{ mA}} = 730\ \Omega.$$

b) Schema repetorului perfecționat este aceea prezentată în Fig. 7.27. O reluăm (Fig. 7.30), utilizând sursa de curent gata proiectată și ținând seama că cele două rezistențe trebuie să fie egale. Trecem pe schemă tensiunile poartă sursă și căderile de tensiune pe rezistențe, alegem valorile tensiunilor de alimentare și acum putem să spunem între ce valori poate evolua tensiunea de intrare. Sursa tranzistorului T_2 este menținută la $-15\text{ V} + 1.46\text{ V} = -13.5\text{ V}$. Pentru el, regiunea de rezistență controlată (care trebuie evitată) începe la $V_{DS} = V_{GS} - V_P = -1.46 - (-4\text{ V}) = 2.54\text{ V}$. În concluzie, drena sa ar putea coborî pînă la $-13.5 + 2.54 = -11\text{ V}$. Cum nu există decalaj între intrare și ieșire, tragem concluzia că **potențialul intrării nu trebuie să coboare aproape de -11 V** .

Tranzistorul T_1 lucrează în același punct de funcționare; din acest motiv, sursa sa nu trebuie să urce la un potențial mai mare de $+V_{DD} - 2.54\text{ V} \cong +12.4\text{ V}$. Cum potențialul intrării este cu -1.46 V mai coborît decît potențialul sursei, rezultă că **potențialul intrării nu trebuie să urce aproape de $+11\text{ V}$** .

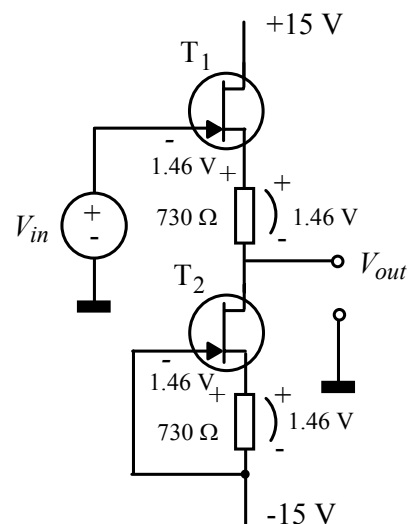


Fig. 7.30.

Probleme propuse

P 7.2.1. Un tranzistor JFET ce are canal n are caracteristica de transfer din Fig. 7.31.

a) Determinați I_{DSS} și V_P .

b) În jurul cărui punct de funcționare are tranzistorul transconductanța g_m de valoare maximă și care este această valoare? În ce regiune de funcționare trebuie să se găsească tranzistorul și cât trebuie să fie V_{DS} ?

c) La ce tensiune V_{GS} are tranzistorul rezistența R_{DS} de valoare minimă și care este această valoare? În ce regiune de funcționare trebuie să se găsească tranzistorul și cât trebuie să fie V_{DS} ?

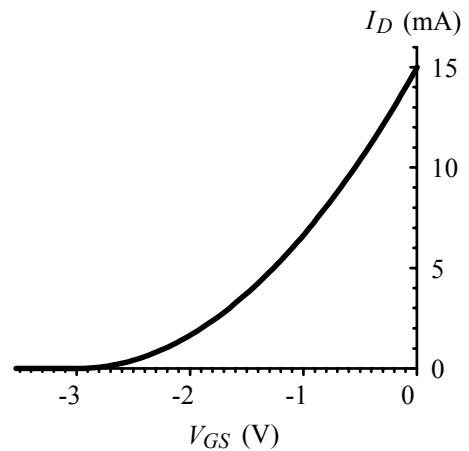


Fig. 7.31.

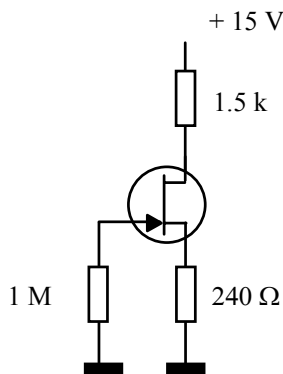


Fig. 7.32.

P 7.2.2. Calculați punctul static de funcționare al circuitului din Fig. 7.32, dacă tranzistorul are caracteristica de transfer din Fig. 7.31 (utilizați metoda dreptei de sarcină).

P 7.2.3. Un tranzistor JFET are parametrii (măsurați) $I_{DSS} = 3 \text{ mA}$ și $V_P = -4 \text{ V}$; el este utilizat în circuitul din Fig. 7.24 a). Determinați ce rezistență trebuie să montăm în circuitul sursei, pentru a obține un curent $I_D = 1 \text{ mA}$.

P 7.2.4. După ce ați calculat și montat rezistența, ați luat, din greșală un alt exemplar din cutia cu tranzistoare. Acesta are parametrii $I_{DSS} = 15 \text{ mA}$ și $V_P = -1 \text{ V}$. Ce valoare va avea curentul de drenă în locul celei impuse de 1 mA ?

P 7.2.5. Circuitul de la problema P 7.2.3 este utilizat ca repetor pe sursă (Fig. 7.33), tensiunea de intrare având variații mici.

a) Calculați decalajul între tensiunea de intrare și cea de ieșire.

b) Determinați amplificarea repetorului.

P 7.2.6. Tensiunea de intrare a repetorului din problema precedentă a crescut atât de mult încât tensiunea V_{GS} a ajuns aproape zero.

a) Cât este valoarea tensiunii de intrare la care se întâmplă acest lucru?

b) Recalculați amplificarea repetorului pentru variații mici în jurul acestui nou punct de funcționare.

c) Comparați cele două amplificări și trageți o concluzie asupra distorsiunilor produse de repetor dacă tensiunea de intrare are o excursie prea mare.

P 7.2.7. Circuitul din Fig. 7.34 este un repetor perfecționat, care are montată în sursă o sursă de curent. Presupunând ambele tranzistoare identice, cu $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$ și $V_P = -2 \text{ V}$, determinați valoarea necesară pentru cele două rezistențe (identice). Cât va fi decalajul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare?

P 7.2.8. Între ce limite poate varia tensiunea de intrare cu condiția ca nici unul din tranzistoare să nu ajungă în regiunea de rezistență controlată? (revedeți problema rezolvată)

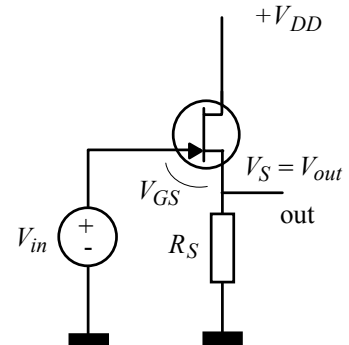


Fig. 7.33.

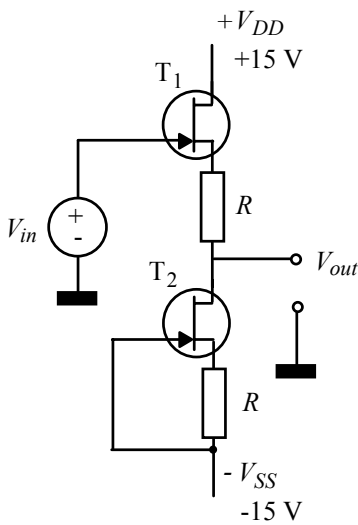


Fig. 7.34.

se comporte ca o rezistență ?

P 7.2.9. Atît în problema precedentă cît și în cea rezolvată, calculul domeniului maxim admis pentru tensiunea de intrare a fost făcut de la început numeric. Din această cauză, am scăpat un rezultat interesant. Reluați calculul păstrînd tensiunea V_P ca variabilă **literală** (simbolică) și încercați să arătați că limitele acestui domeniu sunt $+V_{DD} - |V_P|$ și $-V_{SS} + |V_P|$.

P 7.2.10. La atenuatorul controlat din Fig. 7.35 tensiunea de control poate fi modificată între zero și o valoare negativă, mai mare în valoare absolută decît $V_P = -3$ V. Știind, în plus, că tranzistorul are $I_{DSS} = 10$ mA, calculați între ce limite poate fi controlată atenuarea, definită ca $\Delta V_{in} / \Delta V_{out}$. Între ce limite aproximative trebuie să evolueze potențialul intrării pentru ca tranzistorul să

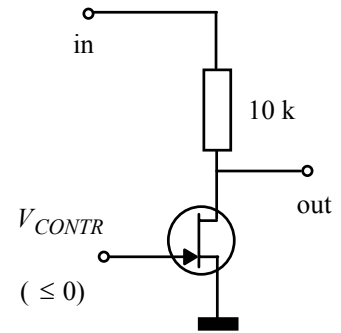


Fig. 7.35.