

**S1.Jonctiunea p-n.** In structura dispozitivelor semiconductoare sunt incluse atat regiuni de tip p, cat si regiuni de tip n. Intre aceste regiuni de conductibilitate diferita apare o variatie a distributiei impuritatilor.

Daca aceasta variatie se face pe o portiune mare, nu apar proprietati deosebite si cele doua semiconductoare se comporta ca semiconductoare gradate.

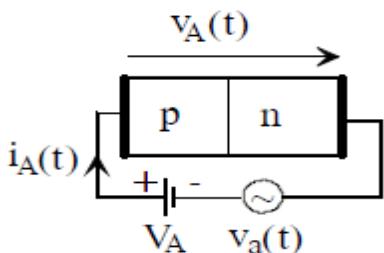
Daca variația concentrației de impurități se face într-un domeniu de cel mult  $10 \text{ la } -6$  e obtinută o jonctiune p-n. Când unei jonctiuni p-n îi se aplică o tensiune continuă externă  $V_A$ , echilibrul existent între curentii de drift și de difuzie se strică și prin structură va circula un curent net nenul. Tensiunea aplicată din exterior se repartizează pe regiunile jonctiunii p-n astfel: căderea de tensiune pe regiunea neutru n, notată cu  $V_n$ , căderea de tensiune pe regiunea neutru p, notată cu  $V_p$ , și căderea de tensiune pe regiunea de trecere, notată cu  $V_j$ . În consecință, pentru valori mici și medii ale curentului se poate considera că tensiunea aplicată din exterior cade în totalitate pe regiunea de trecere.

Dacă tensiunea continuă externă se aplică cu polaritatea pozitivă pe domeniul p și cu polaritatea negativă pe domeniul n, sensul acesteia coincide cu cel conventional și  $V_A > 0$ . Acest tip de polarizare se numește polarizare directă.

Dacă tensiunea continuă externă se aplică cu polaritatea negativă pe domeniul p și cu polaritatea pozitivă pe domeniul n, sensul acesteia este opus celui conventional și  $V_A < 0$ . Acest tip de polarizare se numește polarizare inversă.

Jonctiunea pn cuprinde 2 regiuni neutre, o regiune de sarcina spatială și 2 regiuni active situate de o parte și de alta a regiunii de sarcina spatială. **Caracteristica statică ideală** a jonctiunii pn este cunoscută sub numele de ecuația Shockley a diodei. Caracterele statice ideale a jonctiunii pn s-a dezvoltat pe baza aproximării de golire completă cu 2 aproximări, specifică situației de neechilibru: nivel mic al injectiei de minoritari și posesia unei situații de cvasiechilibru în regiunea de sarcina spatială. Această caracteristică depinde de temperatură. Aceasta dependență se vede prin creșterea curentului prin jonctiunea pn în funcție de polarizare directă sau inversă și prin modificarea tensiunii de strapungere a structurii (structurii). Odată cu creșterea temperaturii.

**S2. Regimul dinamic al jonctiunii p-n reprez.** regimul de functionare a structurii in cazul aplicarii unor semnale de polarizare variabile in timp. Met. cea mai folosita in analiza regimului variabil consta in stabilirea unor circuite echivalente. In functie de amplitudinea semnalului variabil aplicat deosebim: regimul variabil de semnal mic si regimul variabil de semnal mare. Se trateaza in continuare **Raspunsul jonctiunii la semnal mic in regim cvasistationar**. In cazul regimului variabil de semnal mic, tensiunea la bornele jonctiunii este:  $v_A(t) = V_A + v_a(t)$  In prezena componentei variabile jonctiunea isi modifica starea stationara prin modificarea dimensiunilor regiunii de trecere, a barierei de potential si distributiei purtatorilor minoritari din regiunile active. Deci, acest mod de functionare considera ca jonctiunea lucreaza in regim stationar pentru toate starile intermediare posibile. De aceea, acest mod de functionare se numeste regim cvasistationar.



$$R_i = \frac{m \cdot V_T}{I_0 + I_A} \xrightarrow{I_A \gg I_0} \frac{m \cdot V_T}{I_A}$$

rezistenta interna

a jonctiunii. In polarizare inversa, curentul prin jonctiune este foarte mic si rezistenta interna f mare.

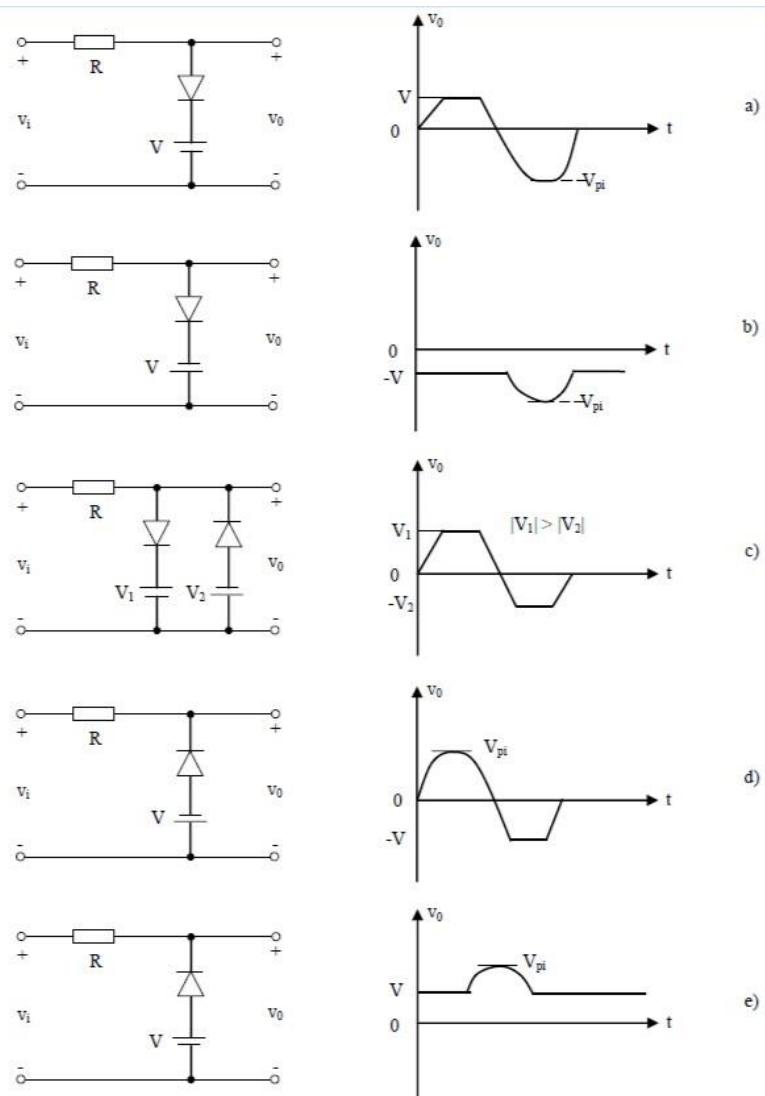
Cand componenta variabila are variatii rapide, viteza de variație este mare, iar in jonctiunea p-n apar efecte dinamice. Modelul echivalent al jonctiunii in regim nestationar de semnal mic se determina folosind asa-numita metoda de analiza de control prin sarcina al carei rezultat este cunoscut sub numele de modelul de control prin sarcina. In determinarea acestuia se negligeaza urmatoarele surse de intarziere ale semnalului: intarzierea curentilor de drift si difuzie prin regiunile neutre ale jonctiunii p-n, intarzierea curentilor de drift si difuzie prin regiunea de sarcina spatiala, intarzierea datorata fenomenelor de captura si generare in centrele de defect interbanda situate in toate regiunile jonctiunii.

**S3.Heterojonctiunea.** Contactul metal-semicond. este o struct.fizica ce intra in componenta tuturor disp.electronice. Principala sa functie este de a contacta diverse regiuni semiconductoare in vederea conectarii terminalelor capsulei. Contactul trebuie sa prezinte o rezistenta foarte mica in ambele sensuri de polarizare; un astfel de contact se numeste *contact ohmic*. Contactul metal-semiconductor poate avea si conductie unilaterală, caz in care poarta denumirea de contact redresor. Contactele redresoare stau la baza constructiei diodelor Schottky. Obtinerea functiei ohmice sau redresoare a contactului metal-semiconductor se face prin alegerea metalului, a semiconduct. si a gradului de impurificare. Pentru semicond. de tip n, electronii de conductie din apropierea suprafetei tind sa ocupe starile rapide de suprafata si deci, pe masura ce acestea se ocupa cu electroni, la suprafata se acumuleaza sarcina negativa, iar in regiunea din vecinatatea suprafetei, prin plecarea electronilor, vom avea o sarcina pozitiva, egala cu cea negativa a suprafetei, datorata ionilor donori. Aparitia acestei regiuni golite, cu sarcina spatiala de semn contrar celei de la suprafata semiconductorului, determina aparitia unui camp electric care se opune transferului de electroni la suprafata. Astfel la echilibru numai o fractiune din starile rapide de suprafata sunt ocupate cu electroni. Pentru semiconductoarele de tip p, electronii care ocupau deja starile rapide de suprafata trec in banda de valenta ocupand nivelele energetice libere. Astfel, prin ionizarea impuritatilor acceptoare, in vecinatatea suprafetei apare o sarcina spatiala negativa, iar la suprafata semiconductorului de tip p se acumuleaza sarcina pozitiva. Prin contactul dintre metal si semicond. au loc transferuri de electroni intre cele doua parti care modifica barierele energetice si sarcinile nete de la suprafata de contact si din vecinatatea semicond.a acestora . Cond.de echilibru termic impune ca nivelul Fermi sa fie constant in toata structura. Dioda Schottky este dispozitiv electric care utilizeaza prop. **contactului redresor metal-semiconductor de tip n**. Este formata din rezistenta diferentiala si capacitate de bariera. Sunt definite ca la jonctiunea pn. Avantaj: posib. de lucru la frecvente f inalte de zeci de GHz. Capacitatea acestei jonctiuni este foarte mică, ceea ce înseamnă că dioda poate lucra la frecvențe înalte. Un alt avantaj al jonctiunii metal-semiconductor față de jonctiunea semiconductor-semiconductor folosită la diodele convenționale este căderea mică de tensiune, numai 0,3 V față de 0,6 V cât este în cazul unei diode din siliciu. Dezavantajele principale ale diodei Schottky sunt tensiunea inversă maximă redusă și rezistența serie mare. De asemenea, curentul invers relativ mare poate reprezenta o problemă în unele aplicații.

## S4. Diode redresoare si detectoare.

Diodele redresoare utilizeaza proprietatea jonctiunii p-n de a conduce curentul electric practic numai atunci cand este polarizata direct. Ele sunt folosite pentru redresarea curentului alternativ de frecvente mici si medii. Tipic, diodele redresoare se realizeaza din Ge si Si.

**Parametrii statici** ai diodei sunt: tensiunea directa de prag , curentul de polarizare direct maxim admisibil , tensiunea inversa maxim admisibila si curentul invers maxim. **Parametrii dinamici:** curentul direct mediu, curentul direct efectiv, curentul direct de suprasarcina repetitiv, de suprasarcina accidental, tensiunea maxima inversa repetitiva, tens inversa de suprasarcina, rezistenta dinamica, capacitatea jonctiunii si frecventa de taiere. Din punct de vedere termic diodele sunt caracterizate de urmatorii parametri: gama temperaturilor de lucru si de stocare si rezistentele termice. **Diode detectoare.** Sunt folosite pt demodularea semnalelor radio, video. Functia lor este asemanatoare redresarii, dar semnalele prelucrate au frecvente mari si puteri nesemnificative. De aceea, structurile au arii mici in vederea micsorarii capacitatiilor asociate jonctiunii pn. **Circuite de limitare.** Se clasifica in fct de: caracteristica de transfer a circuitului in: - circuite de limitare cu prag jos, cu prag sus, cu prag jos si prag sus. Circuitele de deplasare a nivelului de cc au prop de a deplasa un semnal variabil la un alt nivel de cc. este format din condensator, o diode si o rezistenta.



**S5.Diode Zener.** Diodele Zener, numite si diode stabilizatoare de tensiune sau diode in avalansa, utilizeaza proprietatea jonctiunii p-n de a avea la borne, atunci cand lucreaza in regiunea de strapungere, o tensiune inversa aproximativ constanta. Diodele stabilizatoare se realizeaza din Si deoarece jonctiunile p-n realizate din acest material sunt caracterizate in special de strapungerea in avalansa sau tunel, iar printr-o dopare corespunzatoare cu impuritati se obtine un curent invers de valori reduse si cu o dependenta slaba de valoarea tensiunii inverse. Valoarea tensiunii de stabilizare este determinata de largimea jonctiunii p-n. Astfel o mai mare rezistivitate a materialului semiconductor conduce la o tensiune de strapungere mai mare. Diodele Zener cu tensiune de stabilizare mica, sunt realizate prin doparea puternica cu impuritati si prin utilizarea unor jonctiuni inguste, ceea ce cauzeaza strapungere prin efect tunel. Diodele Zener realizate pe jonctiuni p-n largi si care au rezistivitati crescute ale regiunilor jonctiunii prezinta tensiuni de stabilizare de valori ridicate, bazate pe fenomenul de multiplicare in avalansa. In diodele Zener probabilitatea unei strapungeri termice este neglijabila. Au urmatorii parametrii specifici: tens de stabilizare nominal la un current nominal, tens de stabilizare minima, maxima, coef de temp al tens stabilizate, rezistenta differentiala de stabilizare, currentul nominal de stabilizare, gama curentilor, currentul de stabilizare de suprasarcina, rez de semnal mare.

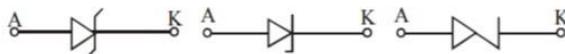


Fig. 1.2.4. Simbolurile grafice utilizate in reprezentarea diodelor stabilizatoare de tensiune

#### Stabilizatoare parametrice cu diode Zener:

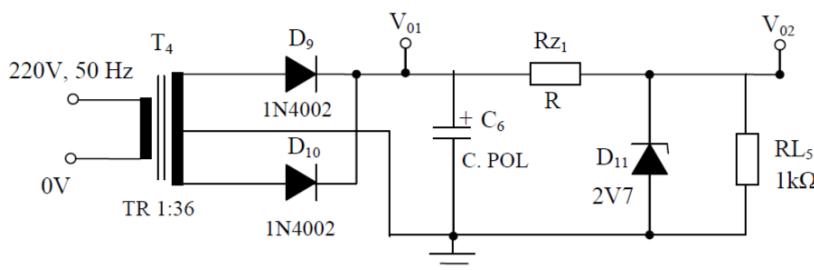


Fig.2.9. Stabilizator cu diodă Zener

Funct. Schemei se bazeaza pe caracteristica neliniara a diodei stabilizatoare care admite variatii relative mari de current la variatii mici ale tens pe diode. Pt a micsora coef de temperatura al unui stabilizator parametric ce are o DZ cu coef de temp pozitiv se plaseaza in serie cu ea o diode al carei coef de temp este negativ si aprox. egal cu cel al DZ. Coef de stabilizare scade si rez de iesire creste. Pt obtinerea unei tensiuni stabilizate mai mari se pot inseria mai multe DZ. Pt obt unui coef de stabilizare mai mare > se pot conecta in cascada mai multe stabilizatoare. Un coef de temp scazut se obt prin introducerea unei compensari termice.

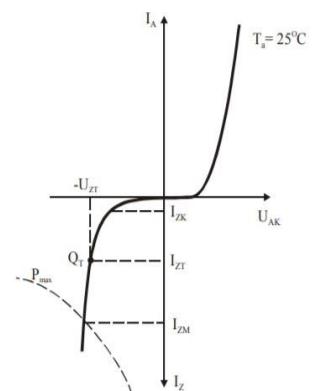


Fig.1.2.5. Caracteristica statică a unei diode stabilizatoare de tensiune

## S6. Diode electroluminescente.



Diodele electroluminescente sunt dispozitive ce emit lumina datorita recombinarilor radiative ale purtatorilor minoritari injectati in regiunile active ale unei jonctiuni semiconductoare omogene sau eterogene polarizata in sens direct. Diodele electroluminescente emit spontan un fascicul optic. Din punct de vedere constructiv diodele electroluminescente se impart in: *diode electroluminescente cu emisie de suprafata si diode electroluminescente cu emisie laterală*. Caracteristica statica a unui astfel de dispozitiv este asemanatoare cu cea a unei jonctiuni p-n dar deplasata catre dreapta deoarece rezistenta serie a acestor structuri este mai mare. Aceasta dioda se polarizeaza in sens direct astfel ca nu se da prea mare atentie valorii tensiunii de strapungere la polarizare inversa. Polarizarea in CC se poate realize atat cu o sursa de tensiune cat si cu una de current. La polarizarea in tensiune, punctual static se obtine la intersectia dintre caracteristica statica a diodei electrolum si dreapta de sarcina. Pot functiona si in impulsuri cu conditia ca frecventa acestora sa fie suficient de ridicata pt ca ochiul uman sa nu sesizeze variatiile intensitatii luminoase. Utilizarea unei alimentari in impulsuri permite obt unei intensitati luminoase medii mai mare ca cea obt la alimentarea in CC pt acelasi current mediu. Aceste diode pot fi alimentate si in CA. se phaseaza o dioda in paralel cu DL pt a o proteja in semialternantele negative deoarece tensiunea inversa pe care o poate suporta DL este de cativa volti. In functie de spectrul de emisie, diodele electroluminescente se impart in:  
LED-uri pentru lungimi de unda  $(350 \div 750)$  nm si  
IRED-uri (Infrared Emitting Diode) pentru  $(750 \div 1600)$  nm.  
Banda spectrala a LED-urilor si IRED-urilor este cuprinsa intre 20 si 45 nm la o temperatura  $T = 25$  C.  
Diodele electroluminescente sunt folosite atat ca elemente in circuitele afisoare (structurile tip homojonctiune si heterojonctiune cu emisie la suprafata) cat si in senzorii de pozitie (IRED-urile) si in circuitele de transmisie a informatiei prin fibra optica.

**S7.Diode de comutatie.** In toate circuitele de impulsuri de viteza mare, cu o perioada a semnalului mai mica de  $1 \mu s$ , se folosesc diode speciale ce ofera un raspuns rapid, numite diode de comutatie. La polarizarea directa a diodei in regiunea n sunt injectate goluri, proces numit de acumulare de purtatori minoritari. Aceste goluri difuzeaza in regiunea n si dupa o perioada de timp se obtine distributia finala corespunzatoare tensiunii de polarizare aplicata. Durata acestui proces de distribuire a golurilor minoritare in regiunea n este dependenta de timpul de viata al purtatorilor de sarcina si determina viteza proceselor tranzitorii in polarizare directa. La aplicarea unei polarizari inverse, durata procesului tranzitoriu este dictata de: evacuarea golurilor aflate in exces in regiunea n fata de situatia de echilibru termic atat prin recombinare cat si prin intoarcerea golurilor in regiunea p datorita campului electric puternic corespunzator polarizarii inverse; distributia purtatorilor minoritari in regiunea n la polarizare inversa. Din punct de vedere tehnologic imbunatatirea timpilor de comutare se poate realiza prin micsorarea timpilor de viata ai purtatorilor mobili de sarcina si prin micsorarea dimensiunilor jonctiunii. Micsorarea timpilor de viata ai purtatorilor mobili de sarcina se realizeaza prin impurificarea structurii cu diverse materiale (Au in cazul Si). Acest tip de profil conduce la aparitia unui camp electric intern mai puternic, care se opune difuziei purtatorilor, astfel incat sarcina stocata este inmagazinata in imediata apropiere a regiunii de trecere. **Diode VARICAP.**



Fig. 1.2.1. Simboluri grafice pentru dioda cu capacitate variabila

Diodele semiconductoare folosite ca si capacitatii controlabile neliniar pe cale electrica si care prezinta pierderi reduse in banda de frecvente de operare se numesc diode varicap (sau varactor). Diodele varicap sunt folosite in circuitele acordate, oscilatoare, filtre, pentru amplificarea microundelor si, in general, in controlul automat al sistemelor, datorita faptului ca: factorul de calitate al acesteia este suficient de bun, capacitatea de bariera a jonctiunii p-n nu depinde de frecventa, nivelul de zgomot este redus. O dioda varicap de calitate trebuie realizata dintr-un material cu rezistivitate mica. Totusi, rezistivitatea nu poate sa scada extrem de mult pentru ca acest lucru conduce la scaderea tensiunii de strapungere si deci a gamei de variatie a capacitati de bariera a diodei. Frecventele de operare ale diodelor varicap se intind pana in domeniul microundelor. Sunt folosite in amplificatoarele parametrice. Un amplificator parametric se obtine prin plasarea unei diode varicap, polarizata corespunzator, in paralel cu un inductor L. **DIODE TUNEL.** Diodele tunel se deosebesc de diodele analizate anterior prin prezenta in caracteristica statica a unei regiuni cu

rezistenta differentiala negativa, fapt ce permite acestui dipozitiv sa genereze si sa amplifice semnalele periodice. Constructiv dioda tunel este formata dintr-o jonctiune tip  $p++n+$ , adica o jonctiune ale carei regiuni semiconductoare sunt puternic dopate cu impuritati. Datorita concentratiilor mari de impuritati, nivelul Fermi corespunzator acestei structuri la echilibru termic se deplaseaza in banda de valenta in regiunea p si in banda de conductie in regiunea n.

Asemenea structuri semicond. poarta numele de *structuri semicond. degenerate*. In acelasi timp, tot datorita concentratiilor mari de impuritati, regiunea de sarcina

spatiala are o latime foarte mica (mai mica de  $100\text{\AA}$ ), fapt ce conduce la posibilitatea parcurgerii acesteia de electronii din banda de conductie corespunzatoare regiunii n prin efect tunel in polarizare direct. Astfel, cand structura este polarizata invers, nivelul Fermi corespunzator regiunii n,  $E_Fn$ , se deplaseza in sensul negativ al axei energetice, iar electronii din banda de valenta aflati pe nivelele energetice descrise anterior vor trece in banda de conductie ocupand nivelele libere. Currentul invers de tunel in diodele tunel este foarte puternic, diferentiind astfel aceste structuri de jonctiunile p-n obisnuite. La polarizarea directa a jonctiunii  $p++n+$ , nivelul Fermi corespunzator regiunii n, se deplaseaza in sensul pozitiv al axei energetice, iar electronii din banda de conductie a regiunii n, aflati pe nivelele energetice descrise mai sus, trec in banda de valenta a regiunii p ocupand nivelele energetice neocupate. Rezulta astfel un current direct de tunel, ce se suprapune peste currentul direct obisnuit al jonctiunii p-n.

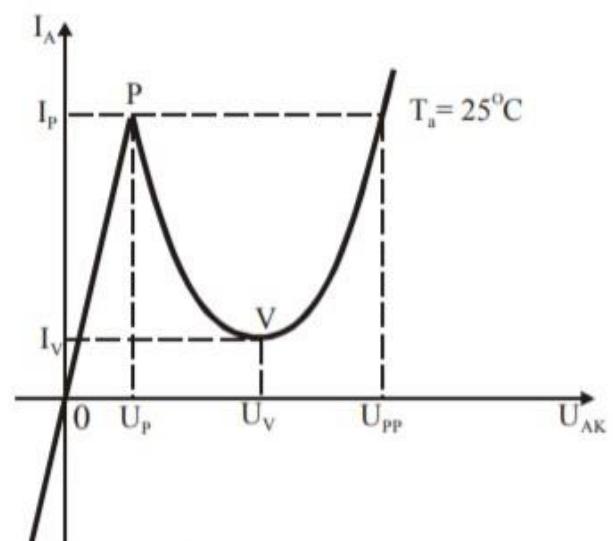
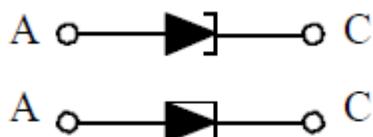
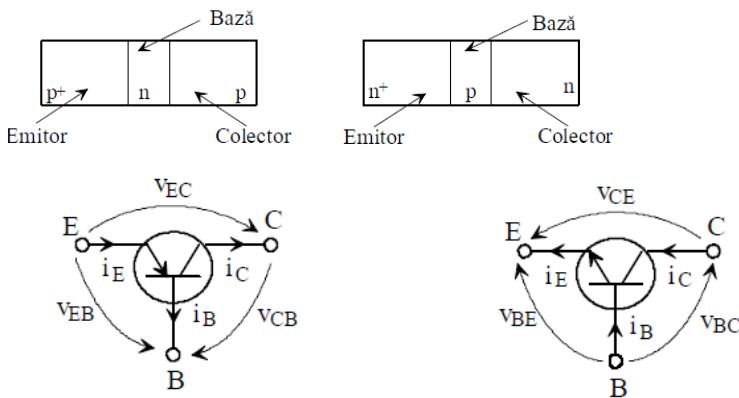


Fig. 1.2.3. Caracteristica statică a diodei tunel

**S8.Tranzistorul bipolar cu jonctiune.**Tranzistoarele bipolare utilizeaza proprietatiile jonctiunii semiconductoare p-n (omogene sau heterogene) si pot fi realizate cu o singura jonctiune, caz in care poarta numele de *tranzistoare unijonctiune* (prescurtat TUJ),si cu mai multe jonctiuni. Tranzistoarele bipolare cu jonctiuni sunt dispozitive electronice cu trei borne: *emitorul, baza si colectorul*, ce fac legatura la trei regiuni semiconductoare de conductibilitati diferite (n sau p). Tranzistorul bipolar cu jonctiuni (prescurtat TBJ) poate sa fie o structura de tip npn sau de tip pnp.



In functie de modul in care sunt polarizate aceste jonctiuni, direct sau invers, se definesc regimurile de functionare ale tranzistorului bipolar: - *regimul normal de lucru* sau activ normal (prescurtat RAN) este obtinut prin polarizarea directa a jonctiunii emitor-baza si polarizarea inversa a jonctiunii colector-baza; - *regimul inversat de lucru* sau activ invers (prescurtat RAI) este obtinut prin polarizarea inversa a jonctiunii emitor-baza si polarizarea directa a jonctiunii collector - baza; - *regimul de saturatie* (prescurtat RS) este obtinut cand ambele jonctiuni sunt polarizate direct; - *regimul de blocare* sau de taiere (prescurtat RB) este obtinut cand ambele jonctiuni sunt polarizate invers.

Mecanismul principal dintr-un tranzistor in regim normal de functionare este transferul curentului de la emitor, prin bază, in colector, adica dintr-o zona cu rezistivitate mica (jonctiunea emitor-bază polarizată direct) intr-o zona cu rezistivitate mare (jonctiunea colector-baza polarizată invers), constituind asa-numitul efect de transistor. Acest lucru releva faptul ca tranzistorul amplifica in putere.

**S9.TBJ Ebers MOLL.** Ecuatiile generale obtinute, ce poarta numele de ecuatiile Ebers-Moll pentru TBJ ideal (sau ecuatiile Ebers-Moll originale), sunt:

$$I_E = I_{ES} \cdot \left[ \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) - 1 \right] - \alpha_R \cdot I_{CS} \cdot \left[ \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right) - 1 \right]$$

$$I_C = \alpha_F \cdot I_{ES} \cdot \left[ \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) - 1 \right] - I_{CS} \cdot \left[ \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right) - 1 \right]$$

$$I_{ES} = I_{E0} + I_{B0}$$

$$I_{CS} = I_{C0} + I_{B0}$$

$$\alpha_R = \alpha_B \cdot \frac{I_{B0}}{I_{C0} + I_{B0}} = \alpha_B \cdot \gamma_C$$

$$\alpha_F = \alpha_B \cdot \frac{I_{B0}}{I_{E0} + I_{B0}} = \alpha_B \cdot \gamma_E$$

$$\gamma_C = \frac{I_{B0}}{I_{C0} + I_{B0}}$$

$$\gamma_E = \frac{I_{B0}}{I_{E0} + I_{B0}}$$

Parametrul **I<sub>ES</sub>** reprezinta curentul de saturatie al diodei emitor- baza masurat cu colectorul scurtcircuitat la baza, iar **I<sub>CS</sub>** reprezinta curentul de saturatie al diodei colector-baza masurat cu emitorul scurtcircuitat la baza. Parametrii **alphaF** si **alphaR** reprezinta coeficientii de amplificare in sens direct, respectiv in sens invers, in conexiune baza comuna cu iesirea in scurtcircuit (colectorul scurtcircuitat la baza pentru sensul direct de transport, respectiv cu emitorul scurtcircuitat la baza pentru sensul invers de transport). Factorul **alpha\_B** este factorul generalizat de transport al purtatorilor minoritari injectati in baza si reprezinta fractiunea de purtatori minoritari, injectati in baza prin activarea unei jonctiuni, ce reusesc sa scape procesului de recombinare pe durata transportului prin difuzie-drift prin acesta regiune si sunt colectati de cealalta jonctiune. **Caracteristici statice ideale:** in conexiune BC: caracteristicile de intrare:  $I_E = |I_E(V_{EB})|$  pt  $V_{CB}=0$  obtinem

$$i_E = I_{ES} \cdot \left[ \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) - 1 \right]$$

pt  $V_{CB}<0$

$$i_E = I_{ES} \cdot \left[ \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) - 1 \right] + \alpha_R \cdot I_{CS} = I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) - I_{ES} \cdot (1 - \alpha_F),$$

$$i_E = |i_E|_{V_{CB}=0} - \alpha_R \cdot I_{CS} \cdot \left[ \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right) - 1 \right].$$

pt VCB>0

Caracteristicile de transfer:  $I_C = |I_C(V_{EB})|_{V_{CR}=\text{ct}},$

$$V_{CB}=0 \quad I_C = \alpha_F \cdot I_{ES} \cdot \left[ \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) - 1 \right]$$

$$V_{CB}<0 \quad I_C = I_{ES} \cdot \left| \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) \right| + I_{CS} \cdot (1 - \alpha_R)$$

$$V_{CB}>0 \quad I_C = |I_C|_{V_{CB}=0} - I_{CS} \cdot \left[ \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right) - 1 \right]$$

Caracteristicile de iesire:  $I_C = I_C(V_{CB})$  pot fi reprezentate pt  $V_{BE} = \text{ct}$  cat si pt  $I_E = \text{ct}.$

In conexiune EC, caracteristicile de intrare si de transfer se traseaza inlocuind in caracteristicile conexiunii BC marimile  $I_E$  si  $V_{CB}$ . Cele de iesire pot avea ca parametru atat tensiunea  $V_{EB}$  cat si curentul  $I_B$ .

**S10.TBJ abateri de la caracteristici ideale**...intre cauzele ce determina dependenta de polarizare a param. de cuadripol sunt: modularea conductivitatii bazei cvasineutre (efectul Early), modularea conductivitatii bazei (apare la nivele mari de injectie), efectul Kirk (invers efectului Early) apare la nivele ridicate ale curentilor.

**Efectul Early.** Reprezinta cresterea curentului de colector si conductanta de iesire finita prin scaderea grosimii bazei cvasineutre odata cu cresterea tensiunii inverse aplicate jonctiunii colectorului. Pt struct. reale, exista doua efecte Early cunoscute si sub numele de efecte de modularea grosimii bazei cvasineutre:

- currentul de colector este > decat cel indicat de caracteristicile ideale si are o dependenta mult mai accentuata cu tensiunea  $V_{cb}$ ;
- rezistenta bazei laterale creste odata cu micsorarea grosimii bazei ca urmare a cresterii tensiunii inverse aplicate jonct. colector-baza.

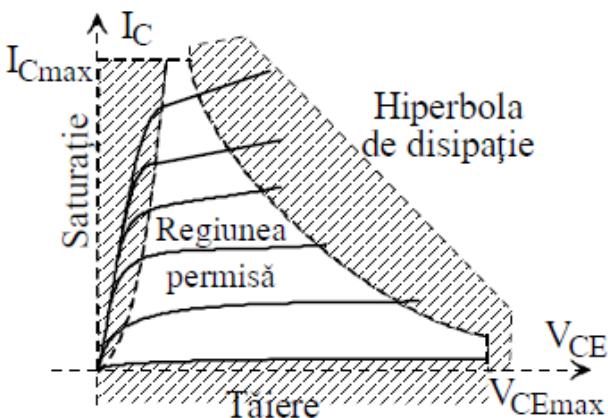
**Efectul Kirk:** Cresterea sarcinii efective in reg.de sarcina spatiala a jonctiunii colectorului ce se intinde in partea dinspre baza conduce la scaderea largimii acestei reg.de sarcina spatiala, deci la cresterea grosimii bazei cvasineutre si la scaderea factorilor de amplificare in curent.

**Strapungerea in cazul unui TBJ conexiune EC:** In conexiune EC curentul de baza este constant. De aceea, sustinerea avalansei se realizeaza prin cresterea curentului de emitor.

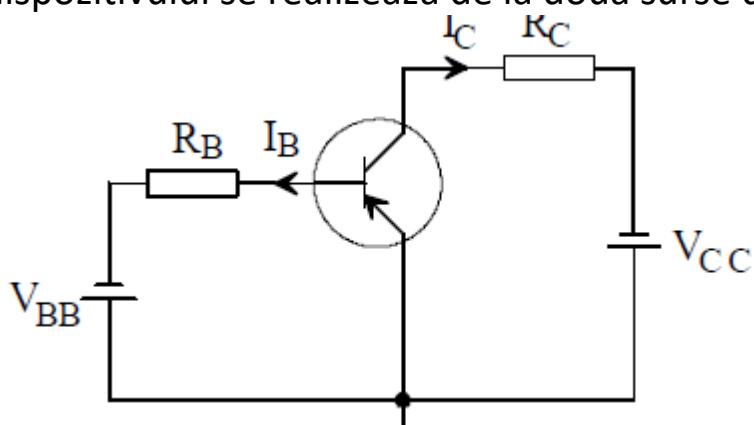
**Strapungerea unui TBJ de tip pnp, conexiune BC:** Curentul de colector ceiese din reg. de sarcina spatiala este de m ori mai mare ca cel care intra. Cand tens.inversa aplicata jonctiunii colectorului se aproape de  $V_{cb0}$ , curentul de colector creste brusc fara o limita aparenta. Strapungerea jonct. colector-baza in cazul in care tranzistorul lucreaza la curenti constanti nenuli are loc la tensiuni mai mici ca  $V_{cb0}$ , dar apropriate de aceasta.

**Variatia temperaturii asupra caracteristicilor statice:** caracteristicile statice ale tranzistoarelor se modifica cu modificarea temp. pt ca principaliii param. ce caracterizeaza funct. TBJ variaza cu temp. Factorul de amplificare in curent si curentul rezidual al jonct. cresc cu cresterea temp. creste si curentul de colector. Aceasi inlantuire poate duce la o crestere substantiala a temp. tranzist. distrugandu-l. Fenomenul s.n. **ambalare termica**.

**S11.TBJ limitari, circuite de polarizare.** Limitarile domeniilor tensiunilor de polarizare sau a curentilor corespunzatori acestora se definesc, cel mai adesea, in planul caracteristicilor de iesire. Pentru un tranzistor pnp in conexiunea EC aceste marimi sunt prezentate in figura



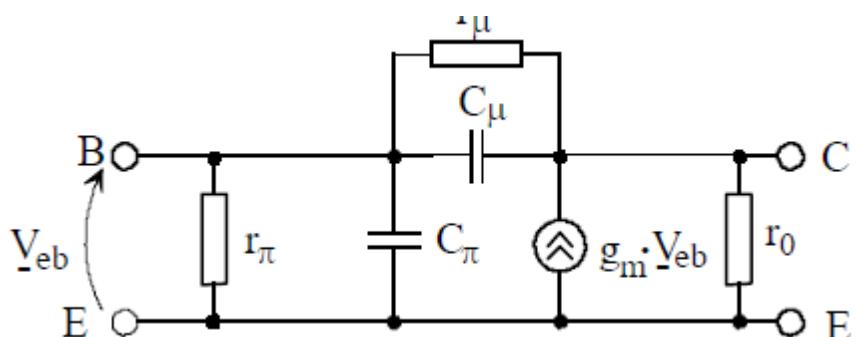
Punctul de functionare al unui TBJ reprezinta un punct de coordonate ( $V_{EC}$ ,  $i_C$ ) situate in planul caracteristicilor de iesire asigurat printr-o anumita polarizare a jonctiunilor tranzistorului. Cand tensiunile de polarizare nu variaza, punctul corespunzator acestora, de coordonate ( $V_{EC}$ ,  $i_C$ ), se numeste punct static de functionare. Punctul static de functionare al unui TBJ ce lucreaza ca amplificator trebuie sa fie situat in regiunea permisa. Currentul prin TBJ nu trebuie sa depaseasca valoarea limita  $i_C$  max. Tensiunile maxime pana la care poate lucra tranzistorul sunt dictate de aparitia procesului de multiplicare in avalansa si sunt reprezentate de tensiunile de strapungere  $V_{CB}$  0 si  $V_{EB}$  0 pentru conexiunea BC si de tensiunea de sustinere  $V_{CE}$  0. Puterea electrica dissipata pe tranzistor trebuie sa fie limitata sub valoarea maxima admisa  $P_d$  max. Temperatura de functionare a TBJ este limitata atat superior, cat si inferior. Circuite de polarizare. Tranzistorul bipolar cu jonctiuni poate fi utilizat in circuite in oricare din regimurile de functionare prezentate. Cel mai frecvent, in circuitele analogice, tranzistorul este folosit ca amplificator de semnal mic, situatie in care TBJ trebuie polarizat in RAN. In figura este prezentat un circuit elementar de polarizare in RAN a unui TBJ de tip pnp in conexiune EC, in care polarizarea dispozitivului se realizeaza de la doua surse de tensiune.



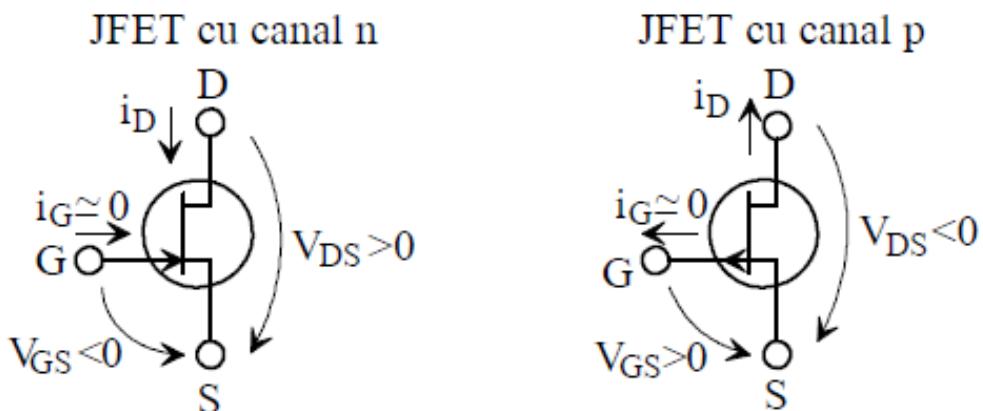
**S12.TBJ in regim dinamic.** Regimul dinamic al unui TBJ reprezinta regimul de functionare in care tensiunile aplicate acestuia variaza. Functionarea tranzistorului este puternic neliniara. Singura metoda de analiza capabila sa furnizeze solutii analitice pentru diverse tipuri de regim dinamic este metoda de control prin sarcina. Modelul oferit de aceasta poate fi folosit atat pentru studiul regimului dinamic de semnal mic, folosit de regula in amplificatoarele de semnal mic, cat si pentru studiul regimului de comutare (semnal mare) al TBJ. Circuitele analogice opereaza in cele mai multe cazuri cu semnale al caror nivel este mic in comparatie cu tensiunile si curentii de polarizare. Astfel, se pot elabora modele incrementale sau de semnal mic care permit determinarea performantelor de interes fara a mai fi necesara includerea tensiunilor si curentilor ce definesc punctul static de functionare. Deoarece in amplificatoare TBJ sunt polarizate in RAN, prezinta interes determinarea modelului echivalent de semnal mic al TBJ numai in acest regim de functionare. Definim urmatoarele marimi ce caracterizeaza functionarea TBJ in regim dinamic de semnal mic intr-un punct static de functionare (IC ,VCE) situat in RAN: transconductanta sau panta TBJ; conductanta de iesire a TBJ; conductanta bazei active in sens direct; conductanta bazei active in sens invers; capacitatea de difuzie a jonctiunii emitorului; capacitatea de difuzie a jonctiunii colectorului; capacitatea de bariera a jonctiunii emitorului; capacitatea de bariera a jonctiunii colectorului.

\*\*\*\*Specificarea raspunsului in frecventa: Performantele la frecvente inalte ale TBJ, ce lucreaza in conditii de semnal mic, se apreciaza, in marea majoritate a cazurilor, prin valoarea unor frecvente caracteristice. Exista o frecventa cunoscuta sub denumirea de frecventa limita superioara a factorului de amplificare in curent direct. Frecventa de taiere a unui TBJ se defineste ca frecventa la care modulul amplificarii in curent in sens direct, devine unitar. In cazul unui amplificator, ce are o sarcina oarecare, frecventa la care modulul amplificarii devine unitar poarta denumirea de **produs amplificare-banda** (sau frecventa de taiere).

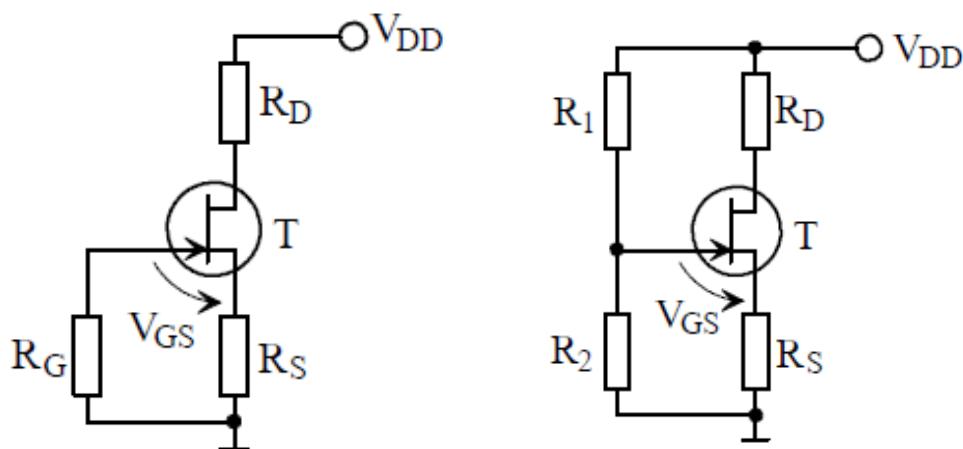
Circuitul echivalent de semnal mic corespunzator unui TBJ intrinsec cu punctul static de functionare situat in RAN:



**S13. TECJ.** Tranzistorul cu efect de camp cu grila de tip jonctiune (JFET sau TECJ) a fost inventat teoretic de Shockley in 1952 in scopul inlaturarii problemelor de instabilitate si reproductibilitate a caracteristicilor tranzistoarelor MESFET, datorate starii suprafetelor de contact metal-semiconductor, si fabricat pentru prima data in 1953 de Decay si Ross. Acest dispozitiv este in esenta un rezistor (o regiune semiconductoare de tip n sau p numita canal conductiv sau coductor) a carui sectiune este controlata de grosimea regiunii de sarcina spatiala a unei (sau a doua) jonctiuni p-n. In figura 6.1. este prezentat un JFET planar-epitaxial cu canal conductiv de tip n. Canalul conductiv are grosimea delimitata de regiunile de sarcina spatiala corespunzatoare jonctiunilor poata-canal si substrat-canal, aceasta fiind de ori mai mica ca lungimea canalului, iar cele doua  $10 \div 100$  capete ale sale sunt conectate prin contacte ohmice la doua terminale numite drena (D) si sursa (S). In cele mai multe cazuri substratul este legat la acelasi potential cu grila, obtinandu-se astfel un "efect de camp" aproximativ simetric fata de axa longitudinala. Totusi, electrodul corespunzator substratului poate fi folosit independent, caz in care se obtine ?tetroda? cu efect de camp. Un control eficace al sectiunii canalului se obtine daca jonctiunile poata-canal si substrat-canal sunt polarizate invers, deoarece astfel dimensiunile regiunilor de sarcina spatiala se modifica semnificativ odata cu modificarea tensiunilor aplicate. **Simboluri:** **\*\*Conexiunile fundamentale** ale JFET, atunci cand acesta este privit ca un diport, sunt:drena comuna (DC), sursa comuna (SC) si grila comuna (GC). De regula, atat expresiile analitice, cat si reprezentarile teoretice si experimentale ale caracteristicilor statice corespunzatoare JFET sunt date pentru conexiunea SC. **Analiza functionarii structurii semiconductoare a JFET** se va face pentru dispozitivul cu canal conductiv n in conexiune SC, folosind un model numit "simetric idealizat", ce implica: neglijarea rezistentelor regiunilor cvasineutre ale drenei si sursei; jonctiuni p+-n asimetrice abrupte; canal uniform dopat avand pe fiecare parte doua grile simetrice.



**S14. Modele statice de semnal mare pentru JFET.** se permite elaborarea unor modele statice de semnal mare pentru JFET in cele doua regiuni de interes in care acesta este folosit cu preponderenta: regiunea liniara si regiunea de saturatie. Aceste modele se folosesc pe scara larga in calculul punctelor statice de functionare corespunzatoare JFET. In regiunea liniara, JFET este asimilat unui rezistor a carei valoare este comandata electronic de tensiunea grila-sursa, in conformitate cu relatia:  $Id=G*Vds$ , unde G este conductanta canalului. Pentru acest tip de dispozitiv efectul variatiei temperaturii se apreciaza in planul caracteristicilor statice de transfer, caracterizate de cei doi parametri importanti in functionarea JFET: curentul maxim la saturatie  $I_{DSS}$  si tensiunea de prag  $V_P$ . Odata cu cresterea temperaturii,  $I_{DSS}$  scade deoarece G0 scade datorita scaderii mobilitatii purtatorilor de sarcina , iar modulul tensiunii de prag creste datorita scaderii diferentei interne de potential  $[\theta]_B$ . **Circuitele de polarizare** ale JFET trebuie sa asigure polarizarea acestuia intr-un anumit punct de functionare in regim static (punct static de functionare), caracterizat de coordinatele ( $I_D, V_{DS}$  ), si mentinerea functionarii JFET in acest punct in conditiile unei temperaturi variabile si a unei dispersii de fabricatie a parametrilor structurii semiconductoare. se recomanda a se dimensiona reteaua de polarizare pentru un curent de drena  $I_D \geq I_{D0}$  , asigurand astfel evitarea problemelor legate de disiparea puterii in dispozitiv, iar in cazul in care curentul de drena este apropiat ca valoare de  $I_{D0}$  , chiar o stabilitate termica in functionarea JFET. Dispersia de fabricatie a parametrilor JFET este foarte mare, raportul valorilor extreme poate sa fie uneori de 5/1, si de aceea se recomanda ca in proiectare sa se tina seama de acest fapt. Cele mai uzuale circuite de polarizare ale JFET sunt reprezentate in figura 6.8 pentru un dispozitiv cu canal n.



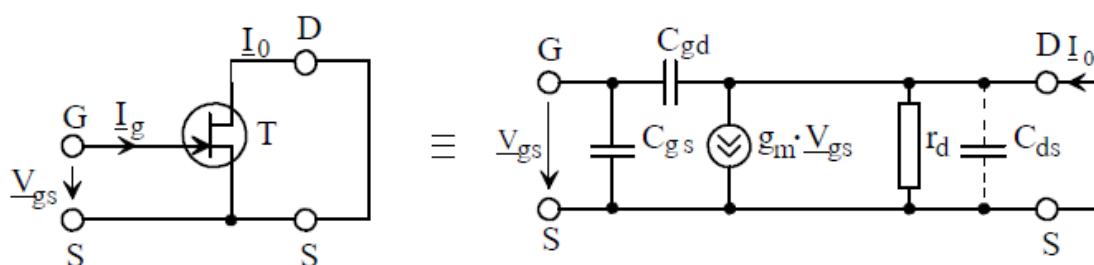
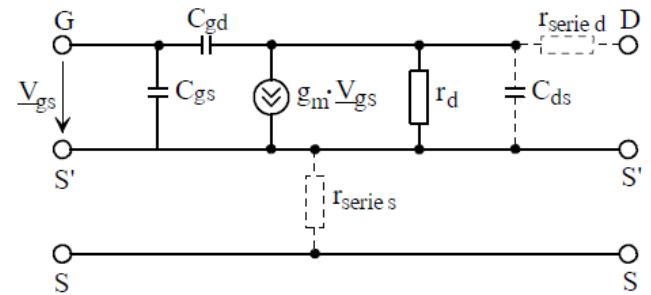
**S15. Regimul dinamic al TECJ.** Determinarea unui model de semnal mic pentru JFET se poate realiza prin utilizarea unor metode similare acelora folosite la TBJ. Deoarece aceasta structura este folosita ca amplificator in regiunea de saturatie a caracteristicilor statice, circuitul echivalent de semnal mic se va determina pentru functionarea in aceasta regiune. Folosind ecuațiile modelului de control prin sarcina al JFET, prin aplicarea relatiilor (5.131) se obtin elementele modelului echivalent de semnal mic. Diferențind ecuația (6.39.a) și (6.37) se obtin urmatorii parametri:

transconductanta de semnal mic sau panta JFET:  $gm = d \frac{Id}{d Vgs}$ ,  $Vds$  constant; conductanta de ieșire de semnal mic:  $gd = d \frac{Id}{d Vds} \mid Vgs \text{ const}$ ; capacitatea grila-sursa de semnal mic:  $Cgs = d \frac{Qj}{d Vgs} \mid Vds \text{ cons.}$  capacitatea grila-drena de semnal mic:  $Cgd = d \frac{Qj}{d Vds} \mid Vgs \text{ const.}$

Specificarea raspunsului in frecventa al JFET. Relatia (1) releva dependenta liniara a transconductantei  $gm$  de tensiunea  $VGS$  si faptul ca valoarea acesteia este dictata atat de curentul de polarizare cat si de dimensiunile JFET, in particular de raportul  $W/L$ . De asemenea trebuie observat faptul ca la curenti de polarizare egali ( $ID = IC$ ), transconductanta JFET este simtitor mai mica decat transconductanta TBJ. In figura este prezentat circuitul echivalent de semnal mic complet al unui JFET, valabil pentru ambele tipuri de tranzistoare: cu canal n si cu canal p.

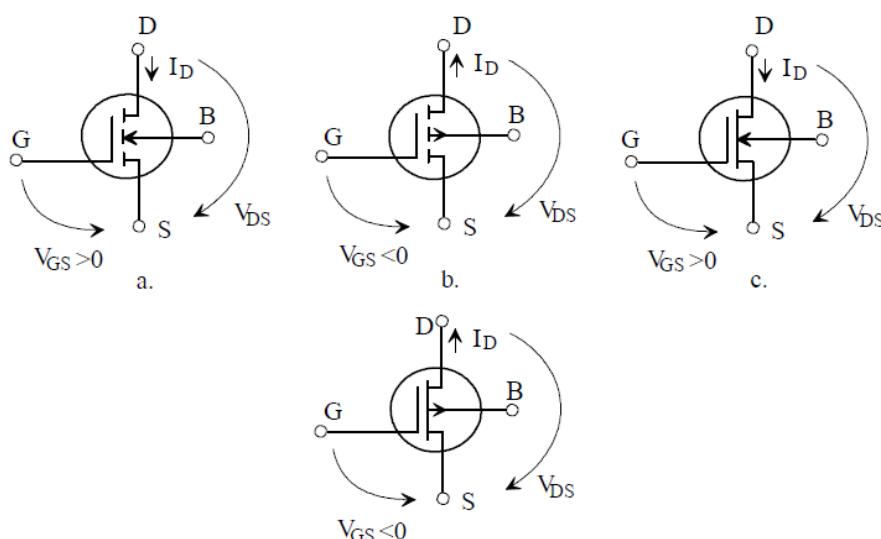
In aceasta figura au fost reprezentate cu linie punctata si elementele parazite de semnal mic corespunzatoare structurii reale a JFET: rezistentele serie ale drenei si sursei si capacitarea drena-sursa.

Performantele la frecvențe înalte ale JFET, ce lucreaza in conditii de semnal mic, se apreciază, in marea majoritate a cazurilor, prin valoarea unor frecvențe caracteristice: frecvența de taiere a tranzistorului,  $f_T$ , si produsul amplificare-banda, PBW. Folosind circuitul echivalent din figura determinam expresia amplificarii in curent a tranzistorului cu ieșirea in scurtcircuit, la frecvențe inalte.

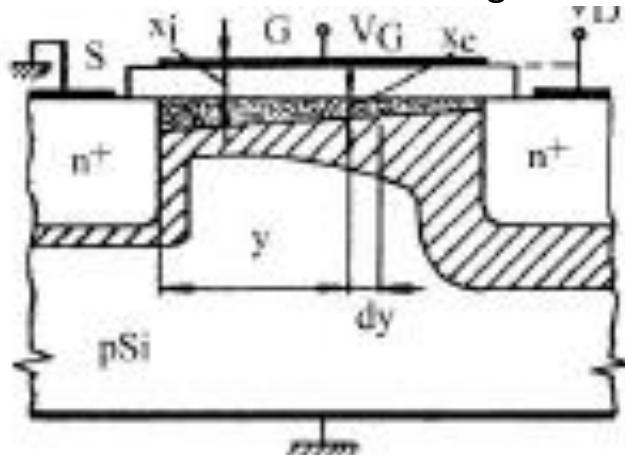


**S16.TECMOS. Tranzistorul MOS (sau MOSFET)** este un dispozitiv electronic ale căruia caracteristici electrice sunt determinate de modularea conductivității unei regiuni, numita canal, situate în vecinătatea semiconducțoarei a interfetei oxid-semiconducțor, prin intermediul unui camp electric perpendicular pe lungimea canalului, aplicat printr-un electrod izolat de semiconducțor (poartă). Izolatorul folosit este un strat subtire de oxid ( $\text{SiO}_2$ ) crescut prin oxidare termică la suprafața siliciului. Curentul dominant în MOSFET (la tensiuni și curenti mici și medii) este asigurat de un singur tip de portatori de sarcină: electronii în dispozitivele MOSFET cu canal n (n-MOS) și găurile în dispozitivele MOSFET cu canal p (p-MOS). Aceste dispozitive se încadrează în clasa dispozitivelor unipolare. În funcție de modul de formare a canalului conductiv există două tipuri de MOSFET: cu canal inducțional, la care canalul conductiv se formează numai la aplicarea unei tensiuni prin inversarea tipului de conductibilitate a regiunii din vecinătatea interfetei oxid-semiconducțor;

cu canal initial, caracterizate prin existența unui canal conductiv chiar în lipsa aplicării unei tensiuni pe poartă. În funcție de tipul conductibilității canalului, există tot două tipuri MOSFET: cu canal n și cu canal p. Dimensiunile critice ale MOSFET, adică dimensiunile ce influențează în mod decisiv caracteristicile statice ale dispozitivului, sunt: grosimea oxidului, lungimea canalului, latimea canalului și grosimea canalului. Din punct de vedere al acestor dimensiuni există **trei tipuri de structuri MOSFET**: tranzistoarele de dimensiuni mici folosite în circuitele rapide și de putere mică integrate pe scară largă, foarte largă și extrem de largă; tranzistoarele cu canal scurt folosite în circuitele VLSI, ULSI și ELSI rapide și de putere medie; tranzistoarele cu canal lung folosite în circuitele discrete și integrate de viteză medie, putere mică și medie și tensiuni de alimentare medii; *Curentul static de grila este nul* datorită prezentei izolatorului. În polarizare normală curentul de drenaj, având sensul convențional, este pozitiv și egal cu curentul de sursă.



**S17.TECMOS caracteristici statice, abateri.** În cele mai multe cazuri în dispozitivele fabricate din siliciu izolatorul este realizat dintr-un strat de oxizi, obținându-se o structură MOS (Metal-Oxid-Semiconductor). Tranzistoarele astfel construite se numesc TECMOS (sau în engleză MOSFET; Metal-Oxid-Semiconductor Field Effect Tranzistor). Particularitatea cea mai importantă o reprezintă rezistența de intrare foarte mare care atinge  $10^{15}\Omega$ .

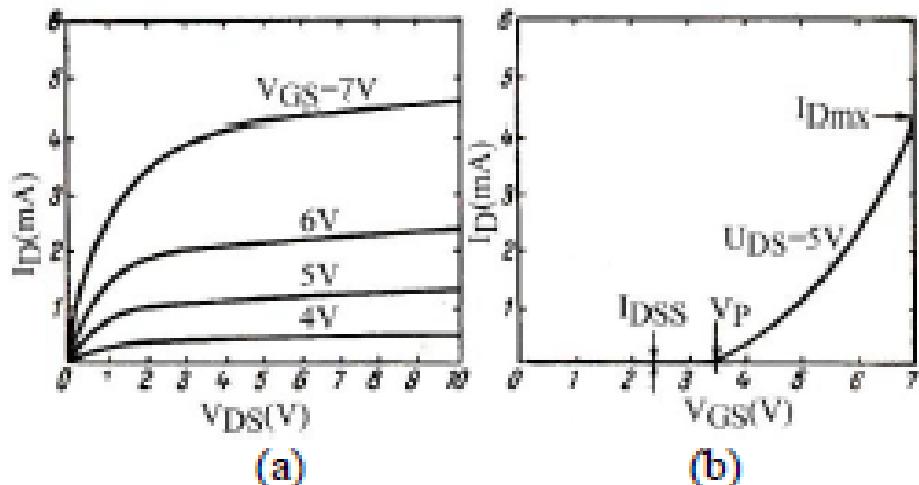


**Fig.4 Structura fizică a unui tranzistor TECMOS cu canal induș**

Se consideră tranzistorul MOS din fig.4 unde pe grilă este aplicată o tensiune  $V_G$  suficientă pentru a forma un strat de inversiune puternic între sursă și drenă în timp ce tensiunea pe drenă este mică  $V_D \ll V_G$ . Prin canal va circula un curent, în lungul acestuia existând o cădere de tensiune. Fiecare secțiune a canalului este caracterizată de tensiunea  $V_C(y)$ . Tensiunea efectivă dintre poartă și canal  $V_{GC}$ , mărime care determină intensitatea câmpului electric transversal în izolator este variabilă cu distanța. Lărgimea canalului scade de la sursă spre drenă. În cazul TECMOS interesează caracteristicile de ieșire și cele de transfer. În fig.5 (a) sunt prezentate caracteristicile de ieșire la un astfel de tranzistor :

$$I_D = f(V_D) \Big|_{V_G=\text{ct}}$$

La tensiuni de drenă foarte mici  $I_D$  depinde liniar de  $V_D$ ; urmează apoi porțiunea neliniară a caracteristicilor, iar după aceasta regiunea de saturatie în care canalul se închide. Valorile curentului în cele trei cazuri sunt descrise de expresiile analitice găsite în secțiunea precedentă. Păstrând constantă rata de creștere a tensiunii de poartă,  $V_G$ , caracteristicile de ieșire nu sunt echidistante deoarece între  $I_D$  și  $V_G$  există o dependență patratică. În majoritatea calculelor care se fac pentru utilizarea TECMOS în montaje de amplificare se consideră că în regiunea saturată caracteristicile sunt paralele.



**Fig.5. Caracteristici statice tipice pentru un tranzistor TECMOS cu canal induș:** (a) – caracteristici de ieșire , (b) – caracteristici de transfer.

Al doilea tip de caracteristici de interes sunt cele de transfer:

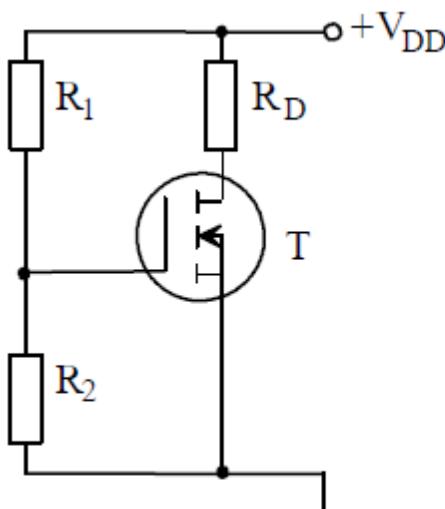
$$I_D = f(V_G) \Big|_{V_D=\text{ct}}$$

Regimul normal de funcționare al TECMOS fiind cel de saturatie, ca urmare a influenței slabe a tensiunii VD asupra curentului ID, caracteristicile de transfer (luate la diferite tensiuni de drenă) sunt foarte apropiate, în practică folosindu-se una singură ca în fig.5–(b). Pe caracteristica de transfer se poate observa și valoarea tensiunii de prag, VP. De obicei sunt date curentul de drenă maxim și tensiunea de poartă corespunzătoare. Abateri de la caracteristicile ideale: conductia sub prag datorată curentului de difuzie; efecte de camp electric intens; efecte de tensiune înaltă; Odată cu creșterea temperaturii, ID scade deoarece, scade datorită scăderii mobilității purtătorilor de sarcină. Zona preferată de lucru a MOSFET folosit ca amplificator este cea corespunzătoare saturatiei. Deoarece în această regiune coeficientul de temperatură este negativ rezultă că la MOSFET problema ambalării termice nu se pune. De asemenea, tranzistoarele MOS nu vor prezenta niciodată fenomenul de ambalare termică.

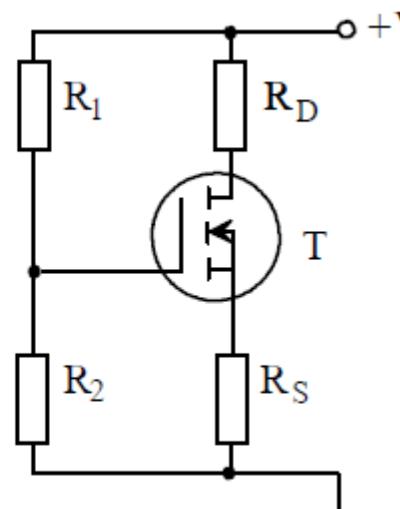
**S18.TECMOS modele statice.** modele statice de semnal mare pentru tranzistoarele MOSFET cu canal induz se folosesc pe scară largă în calculul punctelor statice de functionare corespunzătoare MOSFET.

Tranzistoarele MOS cu canal initial pot lucra cu tensiuni de poarta atât pozitive cât și negative. Dacă  $V_{GS} > 0$  pentru MOSFET cu canal n, respectiv  $V_{GS} < 0$  pentru MOSFET cu canal p, regimul de lucru se numește regim de îmbogătire, datorită creșterii concentrației de purtatori mobili de sarcină în canalul conductor. Dacă  $V_{GS} < 0$  pentru MOSFET cu canal n, respectiv  $V_{GS} > 0$  pentru MOSFET cu canal p, regimul de lucru se numește regim de săracire, deoarece concentrația de purtatori mobili de sarcină în canalul conductor scade.

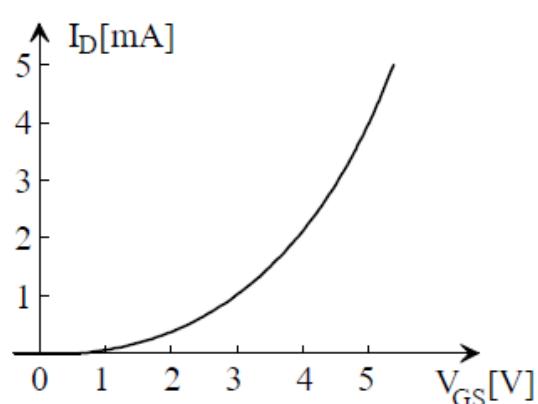
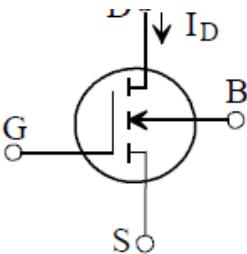
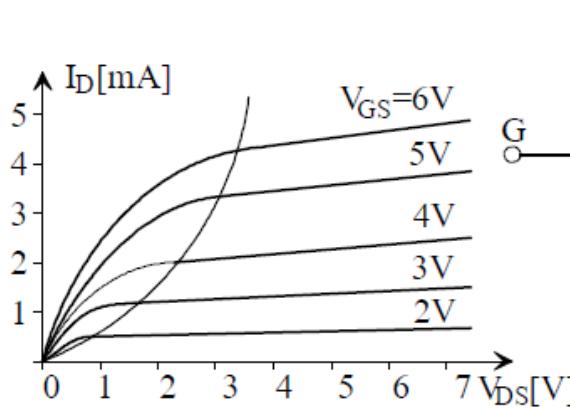
Circuite de polarizare. Circuitele de polarizare ale MOSFET trebuie să asigure funcționarea acestuia într-un anumit punct de funcționare în regim static (numit punct static de funcționare), caracterizat de coordonatele ( $I_D$ ,  $V_{DS}$ ), și menținerea funcționării MOSFET în acest punct în condițiile unei dispersii de fabricație a parametrilor structurii semiconductoare. Alegerea unui punct static de funcționare se face în funcție de scopul urmarit: obținerea unei anumite pante, folosirea unei regiuni cât mai liniare a caracteristicilor etc. Circuitele de polarizare pentru MOSFET cu canal induz trebuie să asigure aceeași polaritate a tensiunilor aplicate pe drena și pe sursă, iar circuitele de polarizare pentru MOSFET cu canal initial trebuie să asigure pentru tensiunile aplicate pe drena și pe sursă fie aceeași polaritate în cazul cand se dorește funcționarea MOSFET în regim de îmbogătire, fie polarități diferite pentru funcționarea în regim de săracire. Cele mai uzuale circuite de polarizare ale MOSFET sunt reprezentate în figura pentru un dispozitiv cu canal n.



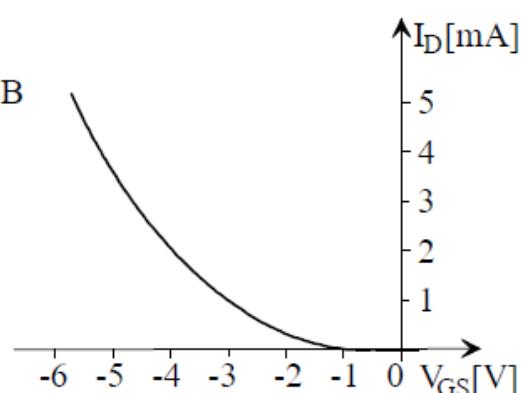
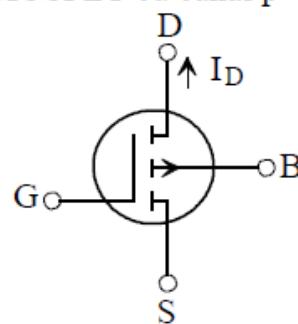
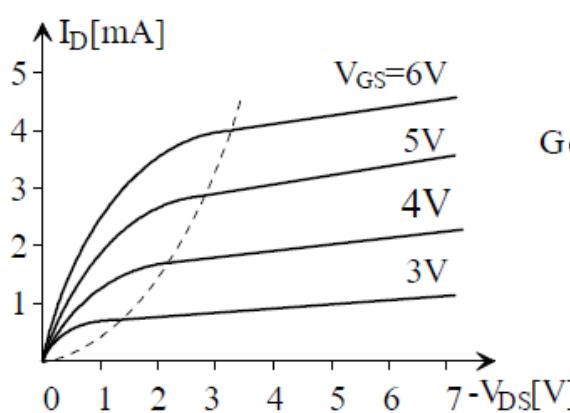
a.



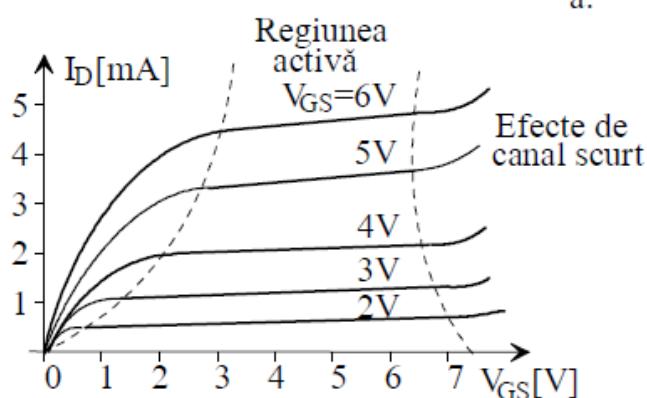
b.



MOSFET cu canal p

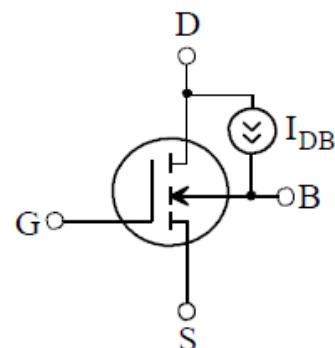


a.



MOSFET cu canal n

b.



c.

Figura 7.17. Caracteristicile statice ale MOSFET: a) cu canal lung; b) cu canal scurt.

c) Modelarea fenomenului de ionizare prin şoc la joncţiunea drenei.

**S19.TECMOS regim variabil si raspunsul la frecvente inalte.** Proprietatile dinamice ale MOSFET sunt determinate de sarcinile acumulate in structura care depind de tensiunile aplicate pe electrozii dispozitivului. In consecinta, modelele statice pot fi extinse pentru a include si variatiile rapide ale tensiunii jonctiunilor prin includerea unor componente care sa reflecte suplimentul de current la terminalele dispozitivului atunci cand sarcina inmagazinata in acesta variaza. Aceste componente pot fi determinate prin analiza sarcinii acumulate sau analiza de control prin sarcina. Astfel, sarcina stocata in canalul conductor de lungime L si W este data de relatia:

$$Q_C^* = W \cdot \int_0^L Q_n^*(y) \cdot dy = W \cdot \int_0^{V_{DS}} Q_n^*(y) \cdot \frac{dy}{dV} \cdot dV$$

Sarcina stocata la grila poate fi obtinuta printr-o procedura similara:

$$\begin{aligned} Q_G^* &= \int_0^L C_0 \cdot V_0(y) \cdot W \cdot dy = \int_0^L [C_0 \cdot (V_P - \Phi_{MS} - 2 \cdot \Phi_F) - Q_n^*] \cdot W \cdot dy = \\ &= W \cdot L \cdot C_0 \cdot (V_P - \Phi_{MS} - 2 \cdot \Phi_F) - W \cdot \int_0^{V_{DS}} Q_n^*(y) \cdot \frac{dy}{dV} \cdot dV = \\ &= W \cdot L \cdot C_0 \cdot (V_P - \Phi_{MS} - 2 \cdot \Phi_F) - Q_C^* \end{aligned}$$

Se pot calcula acum variatiile sarcinii existente in canal si la grila in functie de variatiile tensiunilor aplicate structurii. **Performantele la frecvente inalte ale tranzistoarelor MOS**, ce lucreaza in conditii de semnal mic, se apreciaza, in marea majoritate a cazurilor, prin valoarea unor frecvente caracteristice: frecventa de taiere a tranzistorului,  $f_T$ , si produsul amplificare-banda, PBW.

$$f_T = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}}$$

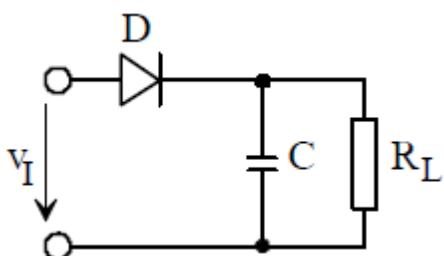
Produsul amplificare-banda este dat de expresia analitică:

$$\begin{aligned} PBW &= |A_{V0}| \cdot \frac{\omega_S}{2 \cdot \pi} = \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot (C_{gd}'' + C_{ds})} \stackrel{|K| \gg 1}{\cong} \\ &\stackrel{|K| \gg 1}{\cong} \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot (C_{gd} + C_{ds})} \stackrel{C_{ds} \rightarrow 0}{\cong} \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot C_{gd}} \end{aligned}$$

**S20. Regim de comutare al diodelor.** Regimul de lucru al unui dispozitiv semiconductor in care, sub actiunea unei comenzi exterioare, acesta trece din starea de blocare in cea de conductie sau invers se numeste regim de comutare. Comutatia se numeste directa daca trecerea se face din regim de blocare in regim de conductie si inversa daca trecerea se face din regimul de conductie in cel de blocare. Regimul de comutare este un caz particular al functionarii dispozitivelor in regim variabil de semnal mare, unde comportarea neliniara a dispozitivelor semiconductoare nu mai poate fi neglijata. Acest regim este intalnit in aplicatiile legate de formarea, generarea si prelucrarea impulsurilor. Cei mai importanți parametri ce descriu regimul de comutare sunt timpii de comutare: direct si invers, in concordanță cu tipul comutării. Determinarea acestora implica evidențierea proceselor tranzistorii ce au loc in dispozitive si obtinerea de solutii analitice pentru problemele neliniare ce le corespund.

In **tratarea regimului de comutare** putem folosi una din urmatoarele metode: *metoda rezolvării aproximative* a ecuației de continuitate in regim variabil; *metoda circuitului echivalent de semnal mare*; *metoda de control prin sarcina* sau, mai scurt, metoda sarcinii; *metoda numerică*.

**Trei metode tehnologice** sunt in general folosite pentru reducerea timpilor de comutare: cresterea densitatii centrelor de recombinare a purtatorilor de sarcina; doparea cu Au reduce  $\tau_{ef}$  al purtatorilor de sarcina in Si la 10–10s ;micsorarea dimensiunilor structurii: micsorarea ariei jonctiunii conduce la scaderea capacitati de bariera, iar micsorarea largimii regiunii de tip n,  $x_2 - x_1$ , conduce la scaderea timpului de viata efectiv al purtatorilor de sarcina; folosirea unor structuri de tipul p+ -n -n + in care regiunea de tip n este foarte subtire, cunoscute sub denumirea de structuri cu contact de purtatori majoritari (majority carrier contact); mai jos un exemplu de metoda de circuit folosita pentru reducerea timpului de comutare inversa a unei diode p-n.



**S21. Regim de comutare al TBJ.** Functionarea tranzistorului bipolar în regim de comutare implică trecerea brusca a acestuia din starea de blocare în starea de conductie (comutare directă) sau din starea de conductie în starea de blocare (comutare inversă). Comutarea TBJ se poate realiza pentru oricare conexiune a sa și cu un semnal de excitare atât de tip tensiune cât și de tip curent.

Bineînteles că timpii de comutare ai TBJ diferă în funcție de conexiune și în funcție de tipul sursei de semnal ce comandă comutatia. Trebuie subliniat faptul că, indiferent de conexiunea

de functionare a TBJ, răspunsul acestuia la aplicarea unui semnal treaptă de valoare mare pe intrare, este considerabil mai lent decât răspunsul la aplicarea unei trepte de semnal mic. Acest lucru este perfect logic deoarece, în momentul în care se initiază regimul tranzistoriu de semnal mic, TBJ este deja polarizat într-un punct static de functionare, valorile

elementelor de semnal mic ce modelează functionarea acestuia fiind astfel constante bine definite. TBJ satisface cel mai bine cerințele unui comutator comandat, respectiv ale unui inversor logic, în conexiune EC. Avantajele oferite de această conexiune: putere de comandă mică, rezistență de ieșire mică în conductie și mare în starea de blocare, curent rezidual mic etc., au impus folosirea acesteia pe scară largă în realizarea circuitelor mai sus menționate.

- regimul de funcționare blocat – saturat, când punctul de funcționare ocupă pozițiile stabile în regiunile de blocare, respectiv de saturare ale caracteristicii de ieșire. Acest regim este cel mai mult folosit, întrucât conduce la disipare minimă de putere pe tranzistor;
- regimul de funcționare blocat – nesaturat, când punctul de funcționare ocupă pozițiile stabile în regiunile de blocare, respectiv în regiunea liniară a caracteristicii de ieșire. Acest regim se folosește în circuitele de mare viteză (frecvența de comutare mare).

*Starea de blocare* a TBJ se obține atunci când este satisfăcută condiția  $I_E = 0$ , în care caz, vom avea:  $I_C = I_{CBO}$ . La TBJ în conexiune EC (cel mai folosit) nu se poate asigura blocarea prin întreruperea bazei, adică  $I_B = 0$  decât pentru  $I_{CB0max}$  foarte mic (pentru TBJ cu siliciu aflat la temperaturi relativ mici). Pentru o blocare sigură este necesar (în cazul general și pentru TBJ cu Ge) extragerea din bază a unui curent  $| -I_B | > I_{CB0max}$ .

*Starea saturată* a TBJ se poate analiza pe baza variațiilor tensiunilor și curenților prezentați în fig. Se observă că la creșterea tensiunii  $U_i$ , începând de la tensiunea de prag de deblocare  $U_\gamma$ , curentul de bază  $I_B$  crește, ceea ce conduce la creșterea curentului  $I_C$  și reducerea căderii de tensiune  $U_{CE}$ . Creșterea lui  $I_C$  este limitată la valoarea de saturare,  $I_{CS}$ , impusă de circuitul din care face parte tranzistorul; deci:

$$I_{CS} = \frac{E_C - U_{CES}}{R_C} \approx \frac{E_C}{R_C}$$

$$I_{CS} < \beta \cdot I_B \quad |U_{BES}| > |U_{CES}|$$

Micsorarea timpilor de comutare ai TBJ via circuit exterior se poate realiza prin următoarele metode: utilizarea unor semnale de comandă cu nivele VF și VR mari astfel încât curentii IBF, IBR și IB să crească și în consecință timpii de comutare să se micsoreze; folosirea unui capacitor de accelerare în circuitul de intrare; utilizarea unei diode Schottky legată în paralel cu jonctiunea colector-bază care să impiedice saturarea profundă a TBJ; utilizarea unei surse de curent constant în emitor, de valoare mai mică ca cea corespunzătoare saturatiei TBJ, care să fie activată de semnalul de comandă.

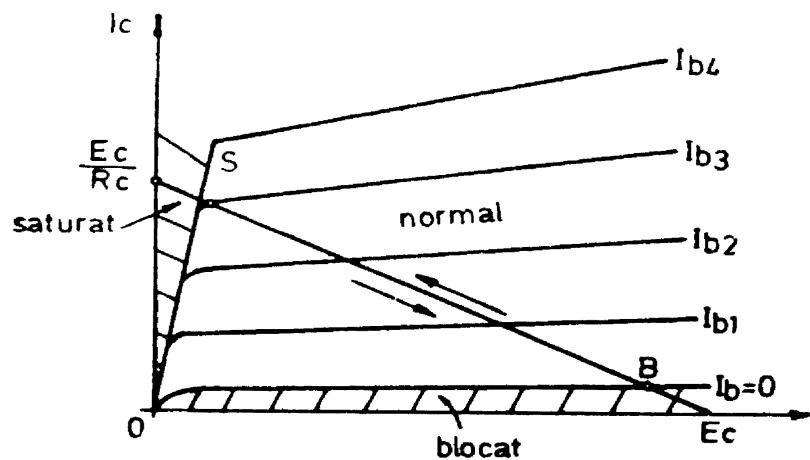


Fig.3. Punctele de funcționare ale unui

TBJ în regim de comutare

**S22. Regim de comutare al TECMOS.** Tranzistoarele cu efect de câmp, în special tranzistoarele MOSFET, sunt cele mai fabricate dispozitive datorită folosirii lor pe scară largă în inversoarele logice și în memoriile logice. Viteza de comutare a tranzistoarelor cu efect de câmp în circuitele integrate digitale este determinată de două mecanisme ale căror tempi de desfășurare sunt cunoscuți sub denumirile de: timp de întărziere intrinsec sau timp de tranzit datorat timpului finit de traversare a canalului de purtătorii de sarcină majoritari și timpul de întărziere extrinsic datorat sarcinii capacitive și elementelor parazite capacitive ale FET. Cele două mecanisme au loc simultan în dispozitiv, iar timpul de comutare total este numit timp de întărziere al portii. În mare parte majoritatea circuitelor de comutare și logice sarcina tranzistoarelor cu efect de câmp este în principal capacativă (circuitul de poartă al tranzistorului cu efect de camp comandat). Astfel, timpul de întărziere extrinsec este datorat: încărcării sau descărcării unei capacități și întărzierii  $R_C$  datorate liniilor de conexiune între cele două FET-uri.

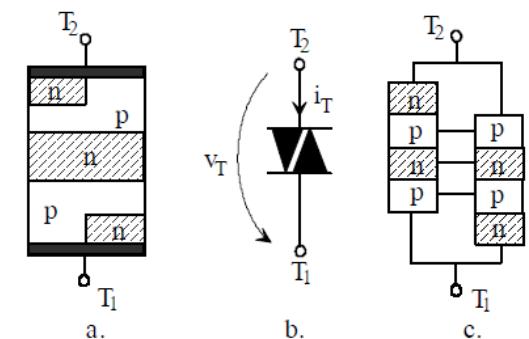
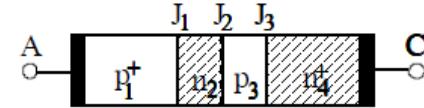
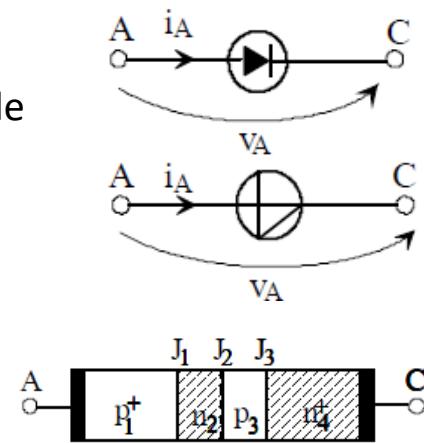
Tempii de întărziere, intrinsec și extrinsec, ai FET pot fi micsorati prin micsorarea dimensiunilor dispozitivului și prin scurtarea liniilor de conexiune. În circuitele integrate, aceste măsuri conduc la creșterea densității de integrare a dispozitivelor și deci la creșterea puterii disipate pe unitatea de arie. Pentru a descrie performantele tranzistoarelor cu efect de câmp, în acest caz, este definit un nou criteriu de performanță cunoscut sub denumirea de produs putere-întărziere (power-delay product) sau energie de comutare:  $P_d * t_d$ .

**S23.Dioda pnnp si diacul.** Dioda pnnp este o structură de siliciu monocristalin cu patru regiuni de conductibilități alternate p-n-p-n, cunoscută în literatură și sub denumirile de **dinistor**, **diodă Shockley**, diodă cu patru straturi. Simbolul, caracteristica statică și modelul unidimensional corespunzătoare acestei structuri sunt prezentate în figura.

Regiunile extreme, puternic dopate, p++ (sau p+) și n+ ale structurii poartă denumirea de emitori. Emitorul p++ (sau p+) se mai numește și anod, iar emitorul n+ - catod. Regiunea mediană de tip n+ (sau n) poartă denumirea de bază groasă, iar regiunea mediană de tip p poartă denumirea de bază subtire. Cele trei jonctiuni ale structurii sunt plasate la distanțe mici între ele astfel încât jonctiunile J 1 – J 2, respectiv J 3 – J 2, să poată îndeplini funcția de tranzistor. Dioda pnnp prezintă interes prin forma caracteristicii sale în polarizare directă, formă tipică elementelor de comutare cu două stări funktionale stabile. Dacă aplicăm o tensiune pozitivă între anodul și catodul dispozitivului atunci jonctiunile extreme J 1 și J 3 se polarizează direct, iar jonctiunea mediană J 2 se polarizează invers. Curentul prin structură are valori mici, fiind practic curentul invers al jonctiunii J 2. În polarizare inversă jonctiunile J 1 și J 2 sunt polarizate invers, iar jonctiunea J 3 este polarizată direct. În consecință curentul prin structură are valori mici de ordinul curentului invers printr-o jonctiune p-n. Datorită fenomenelor de multiplicare în avalansă la cele două jonctiuni polarizate invers, la o tensiune notată cu VBR și numită tensiune de străpungere curentul prin diodă crește brusc.

**DIACUL.** Diacul este un dispozitiv multijonctiune ce prezintă conductie bidirectională. Dispozitivul are cinci straturi cu conductibilități alternate și patru jonctiuni. Modelul unidimensional al structurii este prezentat în figura

Cei doi electrozi ai dispozitivului se numesc terminale. Modelarea funcțională a structurii se poate realiza folosind două structuri pnpn conectate antiparalel. La aplicarea unei tensiuni  $V_T > 0$  structura pnpn I este polarizată direct, iar structura pnpn II este polarizată invers. În consecință, curentul prin structură este dictat de structura pnpn I. Când tensiunea aplicată  $V_T$  devine negativă structura pnpn II este polarizată direct iar structura pnpn I este polarizată invers.



**S24. Tiristorul si triacul.** Tiristorul conventional este un dispozitiv electronic realizat dintr-o structură pnpn completată cu un electrod de comandă numit poartă, conectat la regiunea mediană de tip p. Modelul unidimensional și simbolul acestui dispozitiv sunt prezentate în figura.

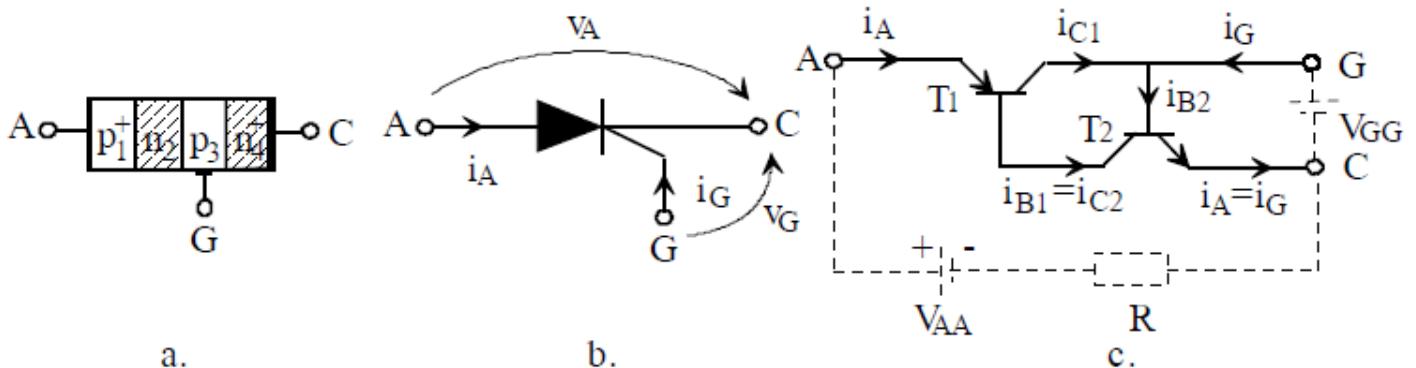


Figura 8.7. Tiristorul convențional: a) structură; b) simbol; c) modelare.

Funcționarea tiristorului atunci când electrodul de poartă este lăsat în gol este similară cu cea a diodei pnpn. Tensiunea de amorsare coresp. acestui caz se numește tensiune de autoamorsare și se notează cu  $V_{BO}$ . Rolul electrodului poartă este de a permite injectarea unui curent în jonctiunea J3 a structurii pnpn și deci de a controla în acest mod tensiunea de amorsare a dispozitivului. Tiristorul poate fi alimentat atât cu o tensiune continuă cât și cu o tensiune alternativă. Comportarea tiristorului la aplicarea unei tensiuni alternative între anod și catod este asemănătoare cu cea a unei diode semiconductoare, cu deosebirea că pragul de intrare în conductie poate fi modificat prin aplicarea unei comenzi adecvate pe electrodul de poartă. Semnalul de comandă poate fi atât un semnal continuu cât și un impuls de polaritate coresp. Comutarea tiristorului din blocare în conductie și invers se realizează într-un timp finit, fiind legată de procese fizice ca injectia și extractia de purtători minoritari. De aceea, impulsurile de comandă trebuie să aibă o durată minimă care pentru comutare directă poartă denumirea de timp de menținere pe poartă, iar pentru comutare inversă de timp de revenire pe poartă. Timpii de comutare directă și inversă cresc cu temperatura și cu curentul anodic și scad când modulul amplitudinii semnalului de comandă crește. Timpii de comutare variază de la zeci de nanosecunde, în tiristoarele rapide, la microsecunde în tiristoarele lente. În general, timpul de blocare al unui tiristor este mai mare ca cel de amorsare. Comanda portii tiristoarelor se poate realiza prin două tehnici și anume: comanda pe verticală sau prin amplitudine și comanda pe orizontală sau prin fază. În cazul comenzi prin amplitudine, tensiunea de comandă este în fază cu cea aplicată între anodul și catodul dispozitivului, amorsarea la tensiunea dorită realizându-se prin modificarea amplitudinii tensiunii de comandă. Posibilitatea unei comenzi care să permită un reglaj aproape total al unghiului de conductie

este oferită de comanda prin fază. În acest caz, pe poartă se aplică o tensiune de amplitudine constantă dar de fază variabilă. **Triacul** este un dispozitiv electronic care spre deosebire de tiristor posedă proprietatea de conductie bidirectională. Structura dispozitivului, al cărei model unidimensional este prezentat în figura , conține cinci straturi și este echivalentă cu două tiristoare conectate antiparalel în același monocristal de siliciu, ce au o singură poartă de comandă. Simbolul corespunzător acestui dispozitiv, împreună cu sensurile conventionale pentru curenti și tensiuni, sunt prezentate în figura. Triacul se folosește în circuitele de reglare și comandă a puterii în curent alternativ. Tensiunea de autoamorsare trebuie să fie mai mare decât valoarea de vîrf a tensiunii aplicate triacului între terminalele T<sub>1</sub> și T<sub>2</sub> pentru a asigura amorsarea dispozitivului pe poartă la orice valoare instantanee a tensiuni de alimentare.

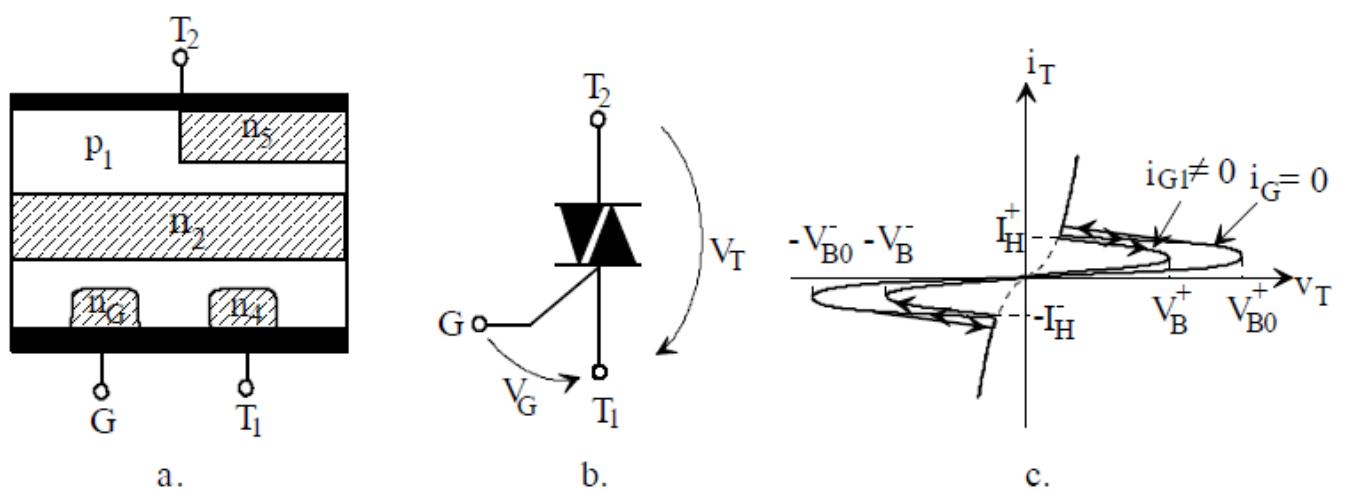


Figura 8.15. Triacul: a) model unidimensional; b) simbol; c) caracteristică statică.

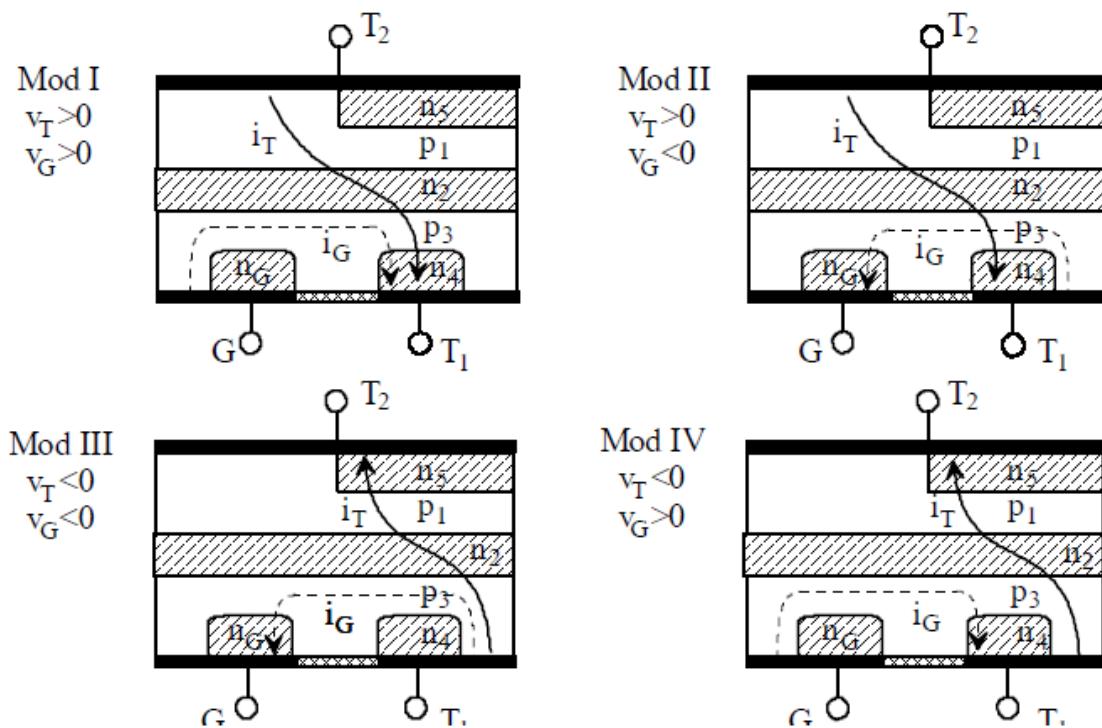


Figura 8.16. Modurile de funcționare corespunzătoare tiristorului.

## S25. Amplificare de semnal mic.

Prin *amplificare* înțelegem procesul de mărire a valorilor instantanee ale unei mărimi folosind energia unor surse de alimentare, fără a modifica modul de variație a mărimii în timp. Notând cu  $x_i(t)$  mărimea (semnalul) de intrare și cu  $x_0(t)$  mărimea de ieșire, cantitativ definiția calitativă de mai sus se poate exprima astfel:  $x_0(t) = A \cdot x_i(t)$  sau  $x_0(t) = A \cdot x_i(t - \tau)$  în domeniul timp.

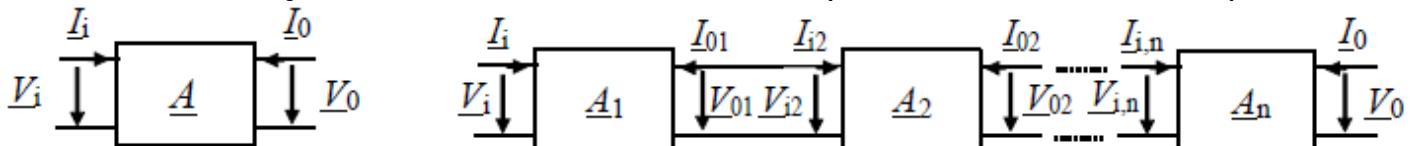
$$\underline{X}_0 = \underline{A} \cdot \underline{X}_i$$

$$\underline{A} = A \cdot \exp(j \cdot \phi), \quad A = \text{constant}$$

Sau

în domeniul frecvență. Performanțele

amplificatoarelor reale sunt apreciate prin caracteristici și parametri care se referă la: distorsiunea formei de undă a semnalelor; mărimea amplificării în putere, tensiune sau curent, a transadmitanței sau transimpedanței; stabilitatea funcționării amplificatorului; sensibilitatea la zgomotele exterioare; zgomotele interne; natura dispozitivelor și regimul de funcționare al acestora, structura internă, numărul de etaje etc. **După nivelul semnalului**, amplificatoarele se pot împărți în: *amplificatoare de semnal mic* caracterizate printr-o dependență liniară a semnalului de ieșire de semnalul de intrare, astfel încât pentru analiza lor pot fi utilizate modele de semnal mic pentru dispozitivele electronice; *amplificatoare de semnal mare* caracterizate printr-o dependență neliniară a semnalului de ieșire de semnalul de intrare. Amplif. Tratat ca un cuadripol.

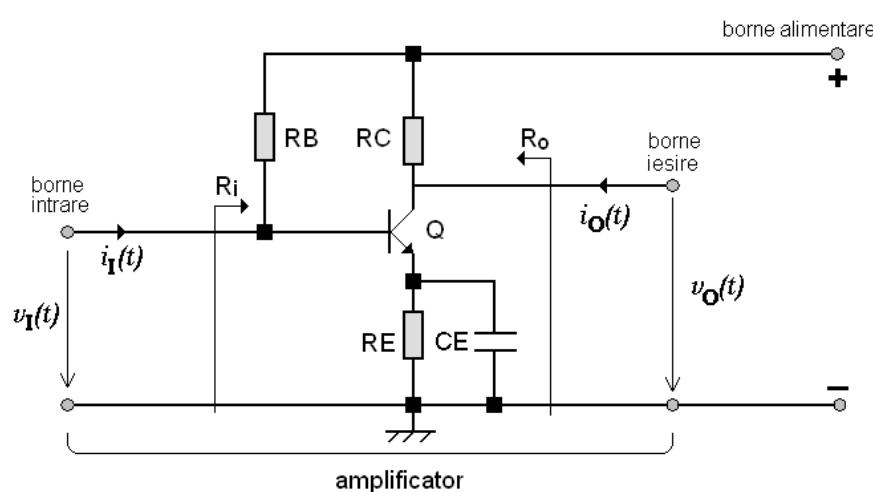


aceasta este reprezentarea amplificatorului. Simple sau compuse sub forma unui cuadripol. Cele patru mărimi electrice corespunzătoare acestei reprezentări ( ), pot fi asociate în patru moduri diferite pentru a descrie comportarea electrică a acestuia, definind în patru tipuri de parametri: *parametrii impedanță* (parametrii  $z$ ), *parametrii admitanță* (parametrii  $y$ ), *parametrii hibizi* (parametrii  $h$ ) și *parametrii g*.

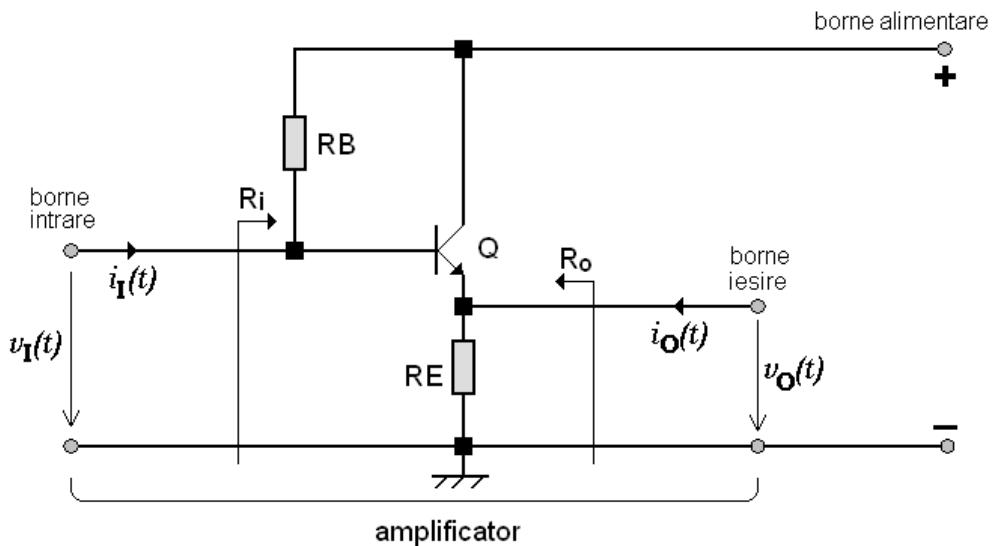
Tabelul 10.1. Modelarea amplificatoarelor cu parametrii de cuadripol

Denumirea parametrilor de cuadripol	Ecuatiile de definire	Modelele de cuadripol	Cazul ideal
Parametrii impedanta	$\underline{V}_i = \underline{z}_i \cdot \underline{I}_i + \underline{z}_r \cdot \underline{I}_0$ $\underline{V}_0 = \underline{z}_f \cdot \underline{I}_i + \underline{z}_0 \cdot \underline{I}_0$		 Amplificator ideal transimpedanță
Parametrii admitanta	$\underline{I}_i = \underline{y}_i \cdot \underline{V}_i + \underline{y}_r \cdot \underline{V}_0$ $\underline{I}_0 = \underline{y}_f \cdot \underline{V}_i + \underline{y}_0 \cdot \underline{V}_0$		 Amplificator ideal transadmitanță
Parametrii hibrizi	$\underline{V}_i = \underline{h}_i \cdot \underline{I}_i + \underline{h}_r \cdot \underline{V}_0$ $\underline{I}_0 = \underline{h}_f \cdot \underline{I}_i + \underline{h}_0 \cdot \underline{V}_0$		 Amplificator ideal de curent
Parametrii $\underline{g}$	$\underline{I}_i = \underline{g}_i \cdot \underline{V}_i + \underline{g}_r \cdot \underline{I}_0$ $\underline{V}_0 = \underline{g}_f \cdot \underline{V}_i + \underline{g}_0 \cdot \underline{I}_0$		 Amplificator ideal de tensiune

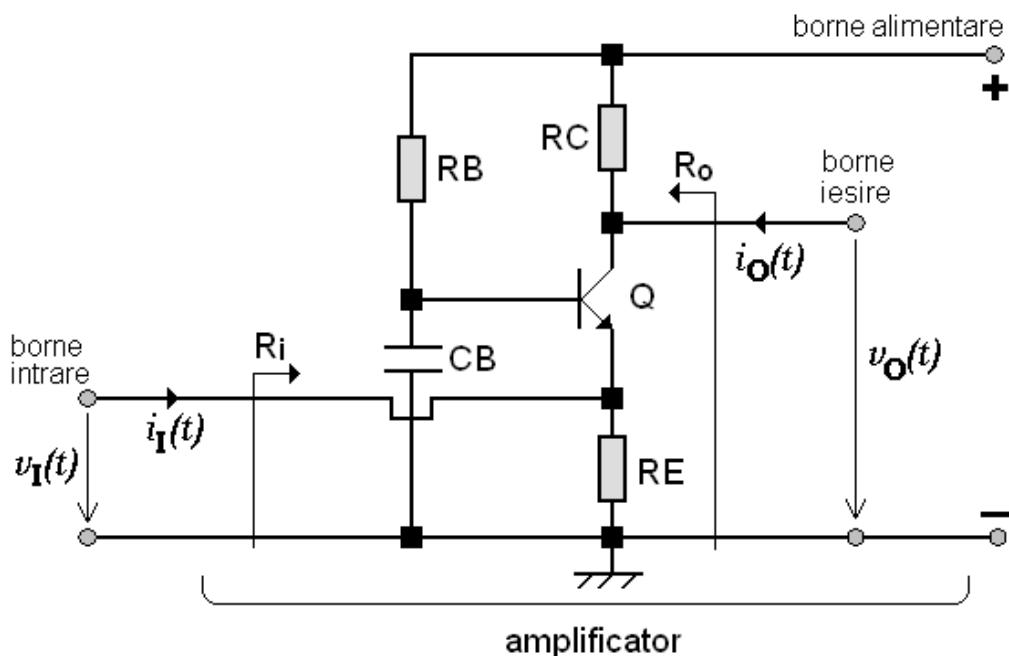
**S26.Etaje de amplificare cu TBJ în conexiune EC.** Schema uzuală a amplificatorului este prezentată în Figura. Mărurile electrice au următoarele semnificații: semnale de intrare:  $v_I(t)$  reprezintă tensiunea de intrare în amplificator;  $i_I(t)$  reprezintă curentul de intrare în amplificator; semnale de ieșire:  $v_O(t)$  reprezintă tensiunea de ieșire din amplificator;  $i_O(t)$  reprezintă curentul de ieșire din amplificator. Semnalele de intrare provin de la un circuit sau de la un generator de semnal, care urmează a fi aplicat la bornele de intrare ale amplificatorului. Aceste semnale sunt semnalele de amplificat. Semnalele de ieșire urmează a fi furnizate pe o sarcină, care poate fi sau o simplă rezistență, sau un circuit electronic. Semnalele de ieșire reprezintă rezultatul prelucrării de către amplificator a semnalelor de intrare și sunt semnale amplificate. Sarcina pe care sunt furnizate aceste semnale urmează a fi conectată la bornele de ieșire ale amplificatorului. Semnalul de intrare se aplică în baza tranzistorului, iar ieșirea se ia din colectorul tranzistorului. Semnalele amintite sunt utilizate pentru reprezentarea informației care urmează a fi prelucrată (prelucrată = amplificată) de către amplificator. Întotdeauna, pentru ca circuitul să fie capabil să prelucreze informația respectivă, este necesar să dispună de o sursă de energie. Pentru amplific. sursa de energie este sursa de alimentare (tens. CONTINUĂ), care urmează să fie conectată la bornele de alimentare ale amplificatorului. În Figura 1, cu  $R_i$ , respectiv  $R_o$  s-au notat rezistența de intrare, respectiv de ieșire ale amplificatorului, iar săgețile care însotesc aceste rezistențe indică punctele de calcul, respectiv sensul în care sunt calculate aceste rezistențe. Rolul componentelor amplificatorului este: tranzistorul Q = amplifică semnalele de intrare; rezistențele  $R_B$ ,  $R_E$ ,  $R_C$  = stabilesc PSF-ul tranzistorului Q. condensatorul  $C_E$  = conectează în regim variabil emitorul tranzistorului la masa amplificatorului, în scopul creșterii amplificării în tensiune. Amplific. sunt conectate la diverse circuite externe prin intermediul bornelor de semnal (de intrare și de ieșire).



**S27. Etaje de amplificare cu TBJ în conexiune BC și CC.** Etaj de amplificare elementar în conexiunea *Colector Comun* în figura. Semnalul de intrare se aplică în baza tranzistorului, iar ieșirea se ia din emitorul tranzistorului. Se remarcă față de etajul de amplificare precedent că rezistența  $R_C$  a fost înlocuită cu un scurtcircuit (putem considera  $R_C=0$  în acest caz).



**Etaj de amplificare cu tranzistor bipolar în conexiunea Bază Comună.** Schema uzuală a amplificatorului este prezentată în Figura. Semnalul de intrare se aplică în emitorul tranzistorului, iar ieșirea se ia din colectorul tranzistorului. De asemenea, se remarcă prezența condensatorului  $C_B$  conectat între baza tranzistorului și masa amplificatorului. Rolul acestui condensator este de a conecta în regim variabil baza tranzistorului la masa amplificatorului. Modul în care se realizează analiza acestui amplificator este identic amplificatoarelor anterioare.



## S28. Etaje cascod. Etajul EC-BC (cascod)

Proprietăți:

-impedanță de intrare ca la EC

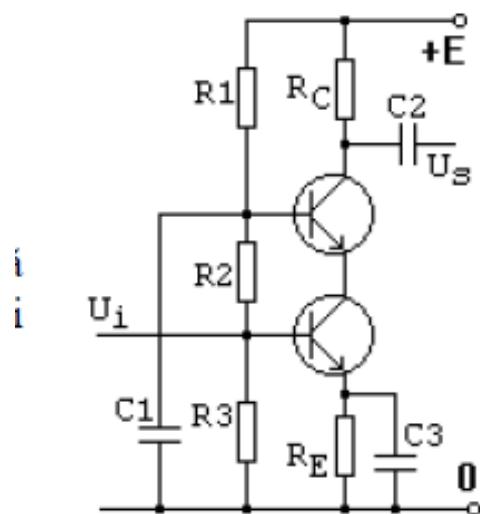
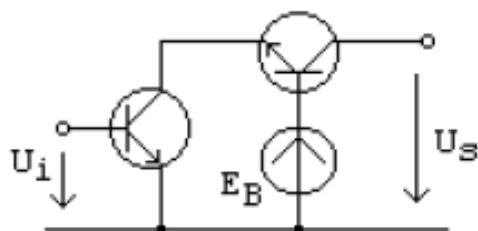
-impedanță de ieșire mai mare decât la BC

$$A_u = -h_{f2} \frac{R_s}{h_{i1}}$$

-amplificare de tensiune . Seamănă cu EC, dar amplifică în tensiune numai T2.

-amplificarea de curent ca la EC, amplifică T1

Avanatajul la frecvențe mari, pentru că primul tranzistor lucrează cu amplificare mică (impedanța de sarcină este mică), deci reacția prin devine neglijabilă.



## S29.Etaje diferențiale.

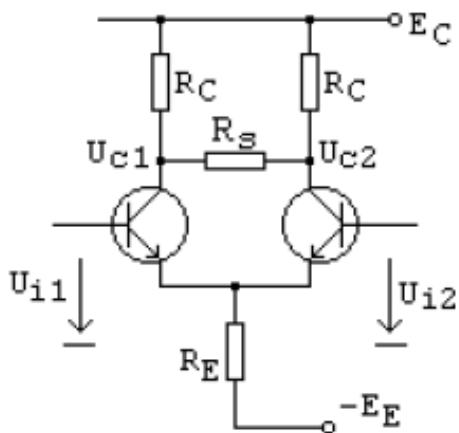


Figura 2.38: Etaj diferențial cu TB

Intrarea în etaj este diferența a două tensiuni. Este util atunci când cele două tensiuni de intrare au fost perturbate puternic, de către același semnal, iar semnalul util este diferența celor două. Ieșirea poate fi asimetrică sau simetrică (diferențială).

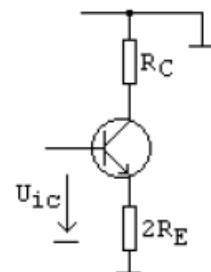
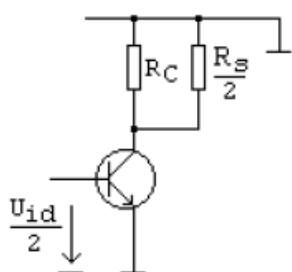
$$U_{ic} = \frac{U_{i1} + U_{i2}}{2}$$

Tensiunea de intrare de mod comun:

$$U_{id} = U_{i1} - U_{i2}$$

Tensiunea de intrare diferențială:

Componența de mod comun furnizează polarizarea, dar poate fi și semnal perturbator. Scopul circuitului: tensiunea pe sarcină să conțină intrarea diferențială amplificată și să fie insensibilă la componenta de mod comun a intrării. Analiza circuitului se face separat, pe modul diferențial și pe modul comun. Mod diferențial : Presupunem că tensiunea de mod comun este constantă și evaluăm amplificarea semnalului diferențial de intrare. În regimul de semnal mic, abaterile sunt simetrice la intrare și la capetele sarcinii. Capetele rezistenței de sarcină au excursii simetrice față de valorile de regim staționar. Rezultă circuitul echivalent al abaterilor mici, pentru jumătate din etaj, pe mod diferențial. La modul comun Presupunem că intrările sunt legate împreună (tensiune nulă de mod diferențial).



Circuit echivalent de semnal mic, modul diferențial (a) și modul comun (b)

## 10.5. Amplificatoare de audiofrecvență și de radiofrecvență

Amplificatoarele de audio frecvență (AF) și de radiofrecvență (RF) sunt formate din mai multe etaje conectate în cascadă. Etajele dinspre sursa de semnal sunt de semnal mic, iar cele dinspre sarcină de semnal mare. Ultimul etaj al amplificatorului de RF se numește *etaj final*, iar penultimul se numește *etaj prefinal*.

Reamintim faptul că un dispozitiv funcționează în *regim de semnal mare* dacă punctul său dinamic de funcționare evoluează amplu în jurul poziției de repaus, pătrunzând în regiunea neliniară a caracteristicilor statice. Regimul de semnal mare este specific dispozitivelor active din circuitele analogice care prelucrează puteri mari, mai mari de ordinul unităților de W (pot ajunge de ordinul kW în cazul etajelor de audiofrecvență din stațiile de emisie). În funcție de poziția punctului static de funcționare și de amplitudinea semnalului un tranzistor poate lucra într-unul din următoarele regimuri, *numite clase de funcționare: A, AB, B, C, D, E, G, H și S*.

Etajele de amplificare ale unui amplificator de AF sau de RF pot fi de uz general, ca cele prezentate în subcapitolele precedente, sau pot fi specifice, ca de exemplu etajele cu cuplaj prin transformator și etajele amplificatoare selective.

În cadrul acestui capitol se vor prezenta clasele de funcționare și două din cele mai utilizate tipuri de etaje specifice amplificatoarelor de AF și RF: etajul cu TB în conexiune EC și cuplaj prin transformator și etajul selectiv.

### 10.5.1. Clase de funcționare

Clasele de funcționare se definesc în concordanță cu intervalul de conduction,  $t_c$ , a tranzistorului amplificatorului într-o perioadă a semnalului aplicat. Intervalul de conduction este funcție de poziția punctului  $M_O$  și de amplitudinea semnalului. În tabelul 10.2 sunt prezentate succint principalele caracteristici ale claselor de funcționare.

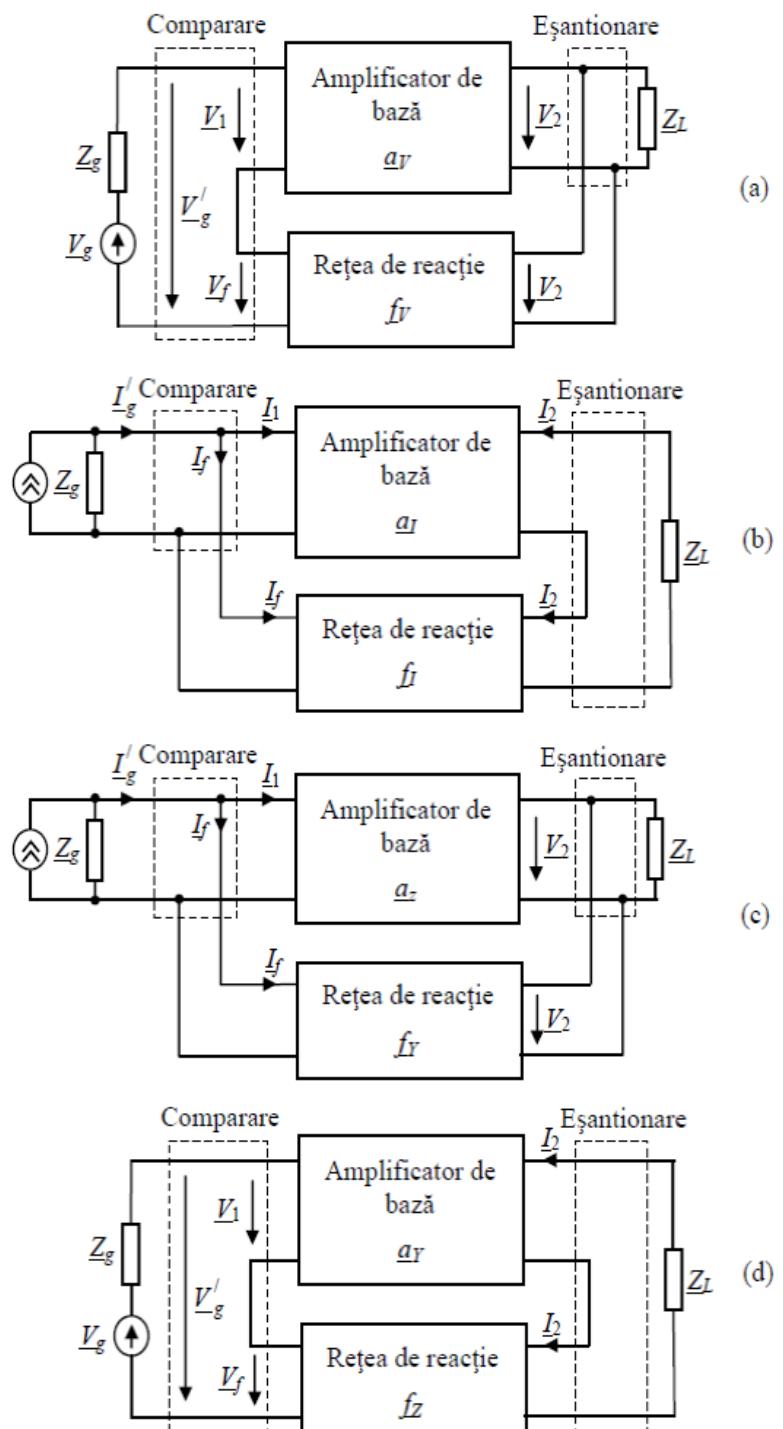
Cele mai utilizate clase de funcționare în circuitele clasice de semnal mic și de putere atestate cu semnal sinusoidal sunt clasele A, B, AB, și C. De aceea, acestea se vor aborda în continuare.

Tabelul 10.2. Clase de funcționare

Clasa de funcționare	Interval de conduction	Randament maxim teoretic	Observații
A	$t_c = T$	25% - etaj clasic 50% - cuplaj prin transformator	- amplificatoarele de semnal mic funcționează în această clasă;
B	$t_c = T/2$	78,5%	- semnalul de ieșire prezintă distorsiuni de racordare la etajele în contratimp; - caracteristică amplificatoarelor de AF;
AB	$T/2 < t_c < T$	78,5%	- elimină distorsiunile de racordare; - caracteristică amplificatoarelor de AF;
C	$t_c < T/2$	90%	- sarcina este acordată pentru etajul de amplificare; - caracteristică transmițătoarelor de RF;
D	comutare	80%-90%	- utilizează modularea impulsurilor în lățime și filtrarea pasivă la ieșire; - caracteristică amplificatoarelor de AF (subwoofer în automobile), controlului motoarelor etc.;
E	comutare	96%	- caracteristică amplificatoarelor acordate (unde radio și microunde);
G	similar AB		- comutarea tensiunii de alimentare în funcție de mărimea semnalului de ieșire;
H	Similar G	100%	- tensiunea de alimentare este „modulată” de semnalul de ieșire (menținută puțin peste mărimea semnalului).

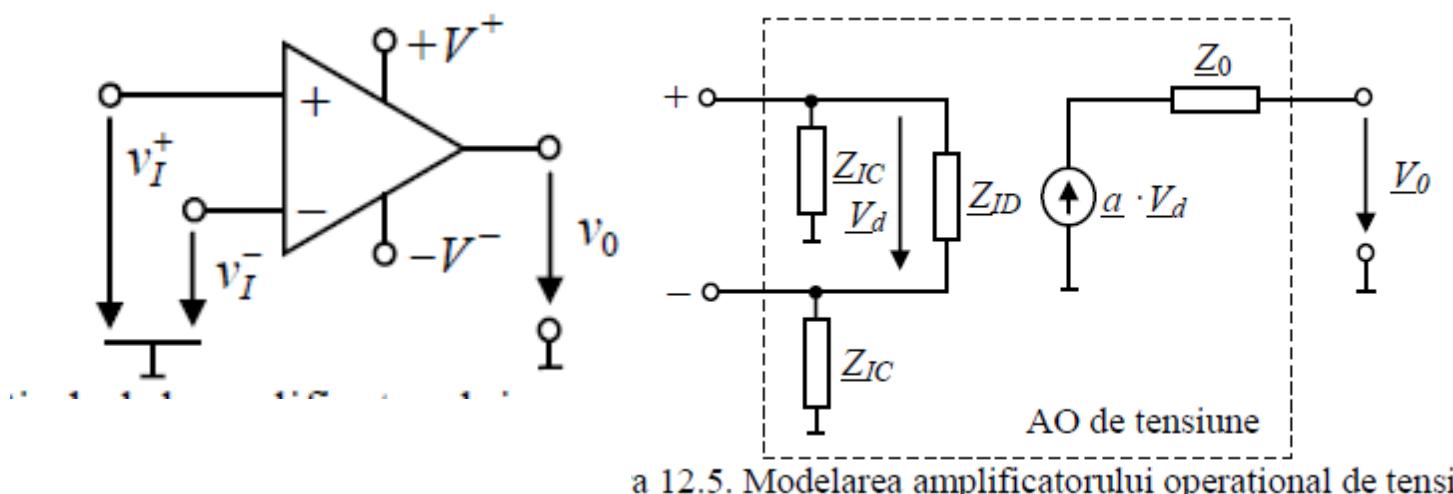
**S31. Amplificatoare cu reactie.** Reacția constituie un procedeu prin intermediu căruia sunt influențate diversele performanțe ale unui circuit electronic. În cazul amplificatoarelor, prin reacție se înțelege transferul unei părți a semnalului de ieșire înapoi la intrarea amplificatorului. Transmisia de semnal nedorită de la ieșirea amplificatorului la intrarea acestuia poartă numele de reacție parazită. După modul în care se combină la intrarea amplificatorului semnalul de reacție cu cel dat de generator, se poate vorbi de reacție negativă care micsorează modulul amplificării, sau de reacție pozitivă, care mărește acest modul. De regulă, în amplificatoare se folosesc reacții negativă deoarece se obțin o serie de avantaje importante cum ar fi:

- crește banda de frecvențe a amplificatorului;
- impedanțele de intrare și de ieșire ale amplificatorului se modifică în sens convenabil, amplificatorul tinzând să se transforme într-unul ideal cu amplificarea aproximativ independentă de proprietățile sursei de semnal și de cele ale sarcinii; - îmbunătățește stabilitatea funcționării prin reducerea efectului destabilizant al unor reacții parazite care apar în amplificator la anumite frecvențe; - reduce dependența amplificării de modificarea parametrilor dispozitivelor active și a condițiilor de mediu; - reduce nivelul de zgomot la ieșire și al distorsiunilor neliniare determinate de etajele amplificatorului, exceptând primul etaj.



11.5. Topologia amplificatoarelor cu reacție negativă: (a) reacție serie de tensiune; reacție paralel de curent; (c) reacție paralel de tensiune; (d) reacție serie de curent

**S32. Amplificatoare operaționale de tensiune.** AO sunt amplificatoare de curent continuu, conținând mai multe etaje de amplificare elementare, dintre care primul etaj este de regulă de tip diferențial. Câștigul în tensiune oferit de aceste etaje este foarte mare, de regulă mai mare de  $10^4$ . Amplificatoarele operaționale sunt folosite de obicei în configurații cu reacție negativă. Un amplificator operațional de tensiune este prevăzut cu două intrări și o ieșire. În mod ideal, amplificatorul operațional de tensiune se poate defini ca un circuit ce amplifică diferența tensiunilor aplicate pe cele două intrări, neinversoare și inversoare. Simbolul amplificatorului operațional de tensiune este prezentat în figura. Parametrii AO: tens. De ieșire, gama tens. de intrare pe modul diferențial, domeniul tens. de intrare de mod comun, currentul de polarizare, currentul de intrare de decalaj, deriva termică a curentului de intrare de decalaj, tensiunea de intrare de decalaj, impedanța de intrare și de ieșire, viteza de variație a tens. de ieșire, etc. AO ideale au: curenti de polarizare nuli, tens. de decalaj 0, amplifc. diferențială infinită, cea de mod comun este 0, factorul de rejecție al modului comun infinit, impedanța de intrare de mod diferențial infinită, impedanța de ieșire 0, factorul de rejecție al surselor de alimentare 0, banda de frecvență infinită, timp de răspuns 0, gama dinamică infinită, valoarea generatoarelor de zgomot echivalente la intrare nulă.



a 12.5. Modelarea amplificatorului operațional de tensiune.

**S33. Amplificatoare neinversoare și neinversoare cu AO.** Un amplificator operațional de tensiune este prevăzut cu două intrări și o ieșire. Aplicând pe una din intrări un semnal, cealaltă fiind conectată la un potențial fix, se obține la ieșire un semnal în fază cu cel de la intrare. Această intrare se numește **neinversoare** (și se notează cu +). Dacă se aplică un semnal pe cealaltă bornă de intrare, borna inversoare fiind conectată la potențial fix, se obține la ieșire un semnal în antifază. Această bornă de intrare se numește **inversoare** (și se notează cu -). În mod ideal, amplificatorul operațional de tensiune se poate defini ca un circuit ce amplifică diferența tensiunilor aplicate pe cele două intrări, neinversoare și inversoare.

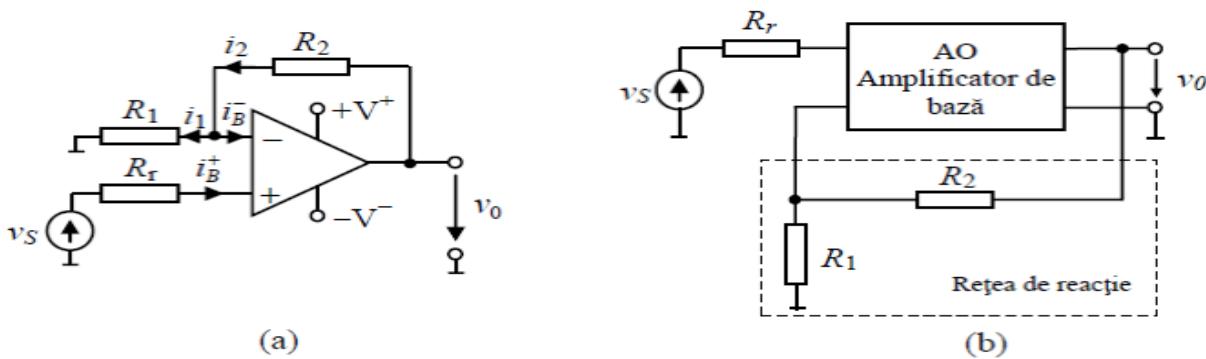


Figura 12.10. Amplificator neinversor cu amplificator operațional

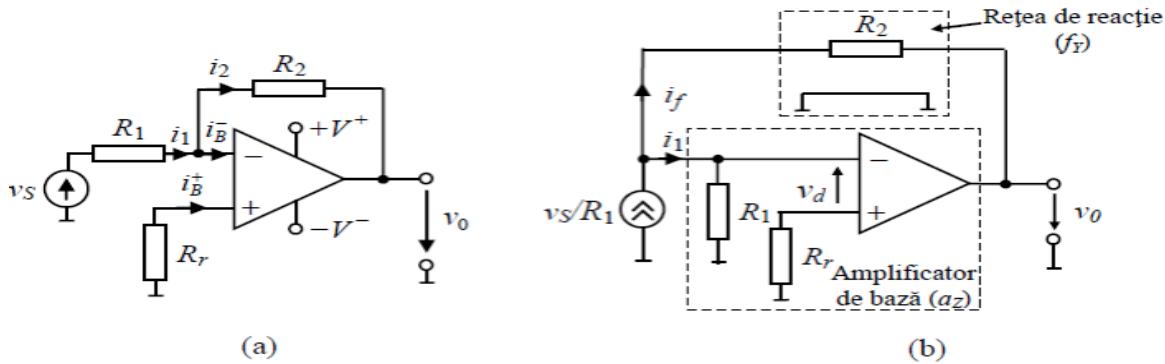
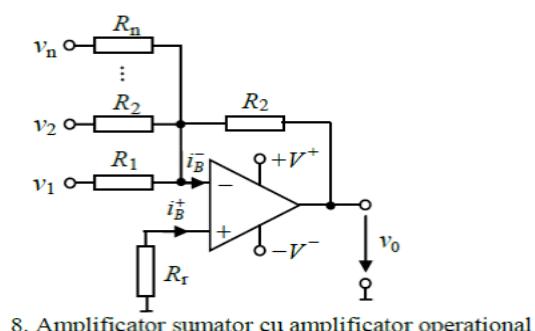


Figura 12.13. Amplificator inversor cu amplificator operațional

### S34. Amplificatoare diferențiale și sumatoare cu AO.

Scrie S32 și S33



8. Amplificator sumator cu amplificator operațional

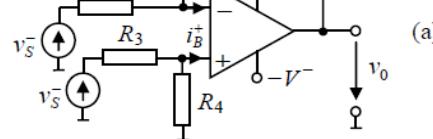


Figura 12.15(a). Amplificator diferențial cu amplificator operațional

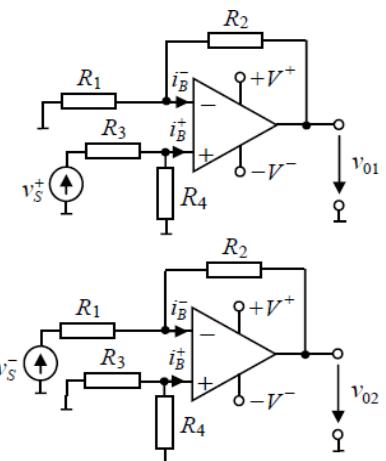


Figura 12.16. Amplificator diferențial cu amplificator operațional



### S35.Circuite de diferențiere și integrare AO.

Integratorul este în esență o configurație inversoare cu reacția negativă realizată cu un condensator. Schema unui integrator cu amplificator operational este prezentată în figura. Aplicațiile principale ale acestui circuit sunt în domeniul generării de semnale și calculului analogic. Circuitul de diferențiere este în esență tot o configurație inversoare la care rezistența de intrare  $R_1$  este înlocuită cu un capacitor. Schema unui circuit de diferențiere cu amplificator operational este prezentată în figura. Aplicațiile principale ale acestui circuit sunt în domeniul calculului analogic (operația de derivare în raport cu timpul) și, mai rar, al generării de semnale.

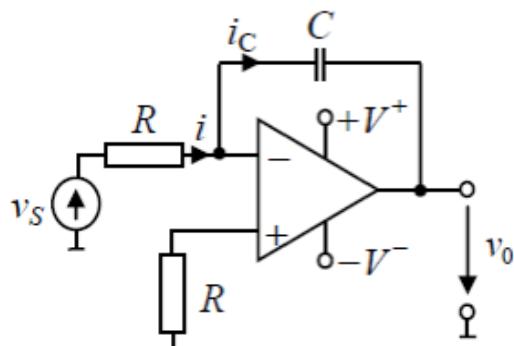


Figura 12.20. Integrator cu amplificator operational

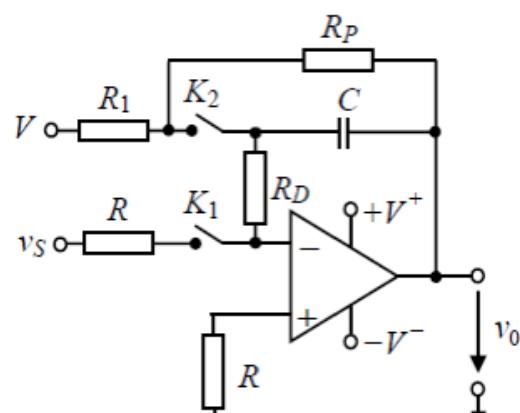
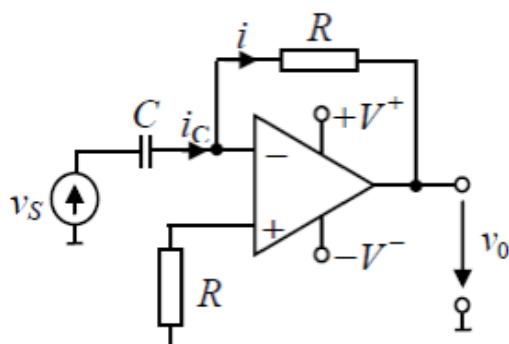
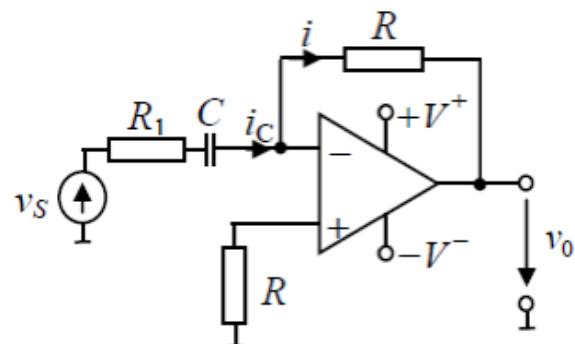


Figura 12.22. Integrator practic



(a)

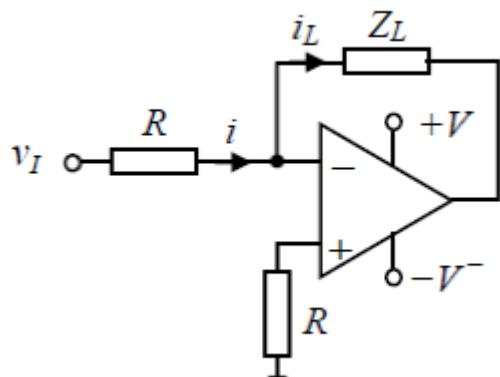


(b)

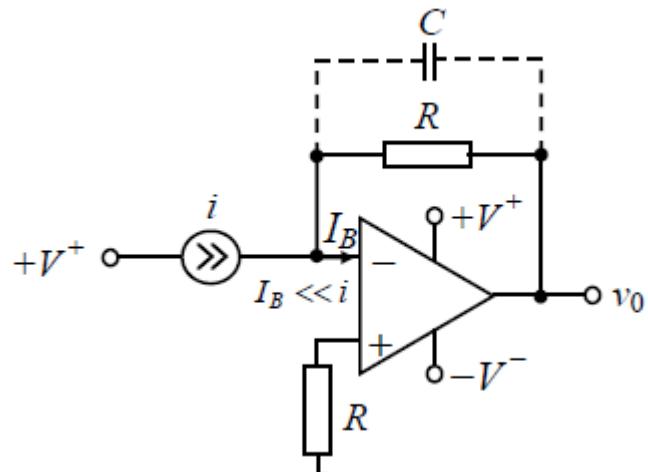
Figura 2.23. Circuit de diferențiere cu amplificator operational

### S36. Convertoare curent-tensiune și tensiune curent cu AO.

Convertoarele tensiune-curent asigură o relație liniară între tensiunea de comandă și curentul care parurge impiedanța de sarcină, indiferent de natura și valoarea sarcinii. Sarcina unui astfel de convertor poate să fie: flotantă; conectată cu un terminal la masă ; sau conectată cu un terminal la sursa de alimentare. Convertoare curent-tensiune. Transformarea unei surse de curent cu rezistență internă mare într-o sursă de tensiune cu o rezistență internă redusă se poate realiza prin utilizarea unui amplificator operațional. Sursa de curent poate fi: o celulă fotoelectrică, o fotodiодă sau un fototranzistor. Schema de principiu a unui astfel de convertor este prezentată în figura.



Convertoare curent-tensiune



convertoare tensiune-curent

**S37.Comparatoare.** Comparatoarele sunt circuite care compară două semnale analogice și semnalează prin semnalul de ieșire care dintre cele două semnale este mai mare. Semnalul de ieșire poate avea două valori pe care le identificăm cu nivelele logice proprii unei familii de circuite integrate numerice. Deoarece, de regulă, ieșirea comparatoarelor se conectează la circuitele numerice, aceasta trebuie să fie compatibilă cu cerințele specifice circuitelor numerice. În ceea ce privește intrările, acestea trebuie să răspundă cerințelor comune pentru amplificatoarele operaționale: amplificare diferențială mare, curenti de polarizare mici, teniune de decalaj și deriva acesteia mici, etc. În aplicațiile necritice aproape orice amplificator operațional poate îndeplini funcția unui comparator. Parametrii ce caracterizează funcționarea comparatoarelor sunt în mare parte identici cu cei ai amplificatorilor operaționali. Există parametri specifici numai comparatoarelor: - rezoluția (pragul de sesizare) comparatorului se definește ca tensiunea diferențială de intrare necesară pentru a determina o decizie logică la ieșire; - sortanța (FAN-OUT) reprezintă numărul de intrări logice ce pot fi comandate de ieșirea unui comparator și depinde de tipul circuitelor logice comandate; - timpul de răspuns (timpul de propagare),  $t_r$ , este intervalul de timp care se scurge între momentul modificării tensiunii de intrare, și momentul în care ieșirea a reușit să treacă în starea logică corespunzătoare tensiuni de intrare; timpul de răspuns depinde de forma de undă a tensiunilor aplicate la intrare, amplitudinea tensiunii diferențiale de intrare și mărimea tensiunii de intrare de mod comun. Parametrii suficienți în descrierea performanțelor unui astfel de circuit sunt: rezoluția sau pragul de sesizare, tensiunea de decalaj la intrare, timpul de răspuns sau de propagare și gama tensiunilor de intrare de mod comun. Aplicatii specifice: indicatoare de nivel, Comparatoare cu histerezis extrinsic, comparatoare cu fereastră.

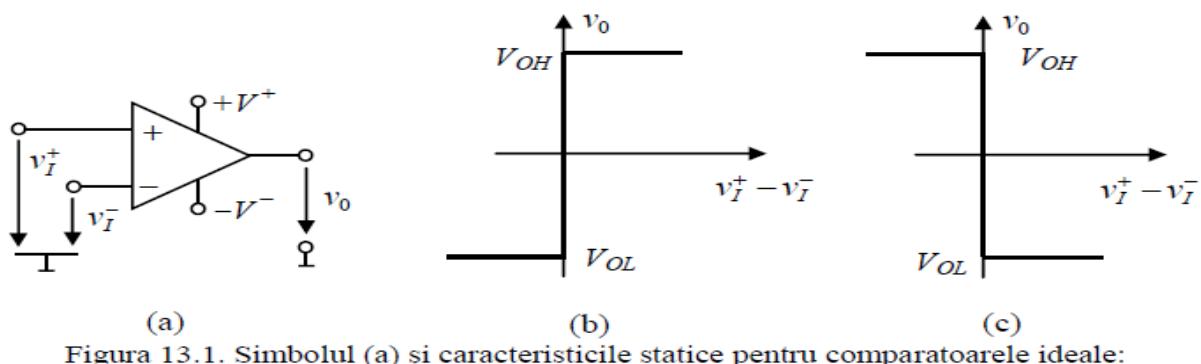
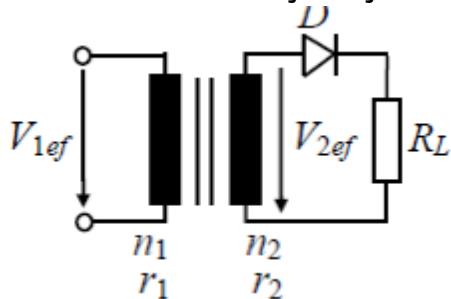


Figura 13.1. Simbolul (a) și caracteristicile statice pentru comparatoarele ideale:  
(b) neinversoare și (c) inversoare

### S38. Redresoare monoalternanta cu si fara filtru capacativ.

*Redresorul* este un circuit nelinier care conține cel puțin un element nelinier capabil să transforme tensiunea alternativă într-o formă de undă cu componentă continuă diferită de zero. Pe lângă componenta continuă, la ieșirea redresorului se obține și o componentă variabilă numită *ondulație*.



redresor monoalternanta fara filtru capacativ.

Principalele caracteristici ale unui redresor sunt: - *caracteristica externă*; - *randamentul*; - *factorul de ondulație*; - *valorile maxime ale curentului și tensiunii pe dispozitivul semiconductor*.

Caracteristica externă a redresorului:

$$V_0 = R_L I_0 = R_L \frac{I_{0\max}}{\pi} = \frac{R_L}{R_i + R_L} \cdot \frac{V_{2\max}}{\pi} = \left(1 - \frac{R_i}{R_i + R_L}\right) \cdot \frac{V_{2\max}}{\pi} = \frac{V_{2\max}}{\pi} - R_i I_0$$

$$\eta = P_{0cc} / P_{2ef}$$

Randamentul redresarii:

*Factorul de ondulație*, parametru ce caracterizează calitativ forma de undă a tensiunii de ieșire, este definit ca raportul dintre amplitudinea ondulației și mărimea componentei continue.

$$\gamma \equiv \frac{V_{of\max}}{V_0} = \frac{R_L I_{of\max}}{R_L I_0} = \frac{I_{0\max}/2}{I_{0\max}/\pi} = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

*Valorile maxime ale curentului și tensiunii pe diodă*, importante în alegerea acesteia, sunt: - *curentul maxim*; - *curentul mediu*, - *tensiunea inversă pe diode*. Datorită prezenței capacitorului C, în regim permanent, dioda conduce numai în intervalele  $2k\pi + \theta_1 < \omega t < 2k\pi + \theta_2$ ,  $k \in \mathbb{N}$  din alternanța pozitivă.

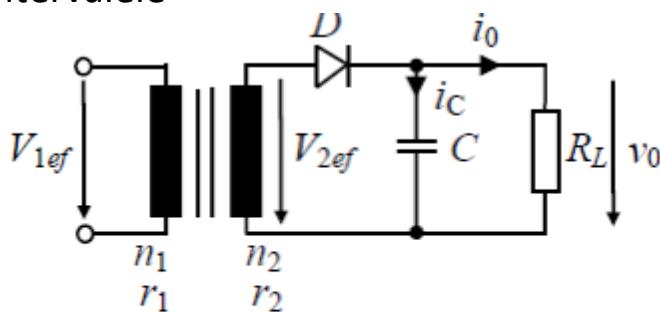


Figura 14.12. Redresorul monoalternanță cu filtru capacativ

### S39. Redresoare dublaalternanta cu și fără filtru capacativ.

*Redresorul* este un circuit nelinier care conține cel puțin un element nelinier capabil să transforme tensiunea alternativă într-o formă de undă cu componentă continuă diferită de zero. Pe lângă componenta continuă, la ieșirea redresorului se obține și o componentă variabilă numită *ondulație*.  
redresor bialternanta fără filtru capacativ. Denumirea acestui redresor vine de la secundarul transformatorului realizat cu o priză mediană

Principalele caracteristici ale unui redresor sunt: - *caracteristica externă*; - *randamentul*; - *factorul de ondulație*; - *valorile maxime ale curentului și tensiunii pe dispozitivul semiconductor*.

Caracteristica externă a redresorului:

$$V_0 = I_0 \cdot R_L$$

$$\eta = \frac{R_L I_0^2}{(R_i + R_L) I_{0\text{eff}}^2} =$$

Randamentul redresării:

*Factorul de ondulație*, parametru ce caracterizează calitativ forma de undă a tensiunii de ieșire, este definit ca raportul dintre amplitudinea ondulației și

$$\gamma = \frac{V_{of\max}}{V_0} = \frac{I_{of\max}}{I_0} = \frac{2}{3} = 0,67$$

mărimea componentei continue.

*Valorile maxime ale curentului și tensiunii pe diodă*, importante în alegerea acesteia, sunt: - *curentul maxim*; - *curentul mediu*, - *tensiunea inversă pe diode*. Redresorul cu filtru capacitive, datorită prezenței capacitorului C, în regim permanent, diodele conduc alternativ numai în intervalele

$$k\pi + \theta_1 < \omega t < k\pi + \theta_2, \quad k \in \mathbb{N}$$

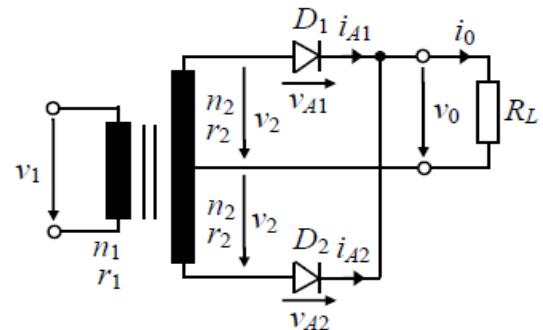


Figura 14.8. Redresor dublă alternanță cu priză mediană

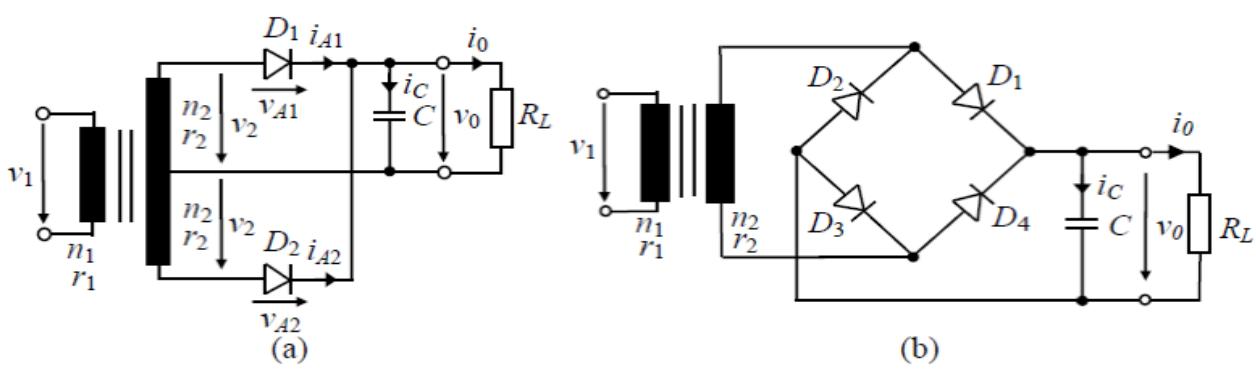
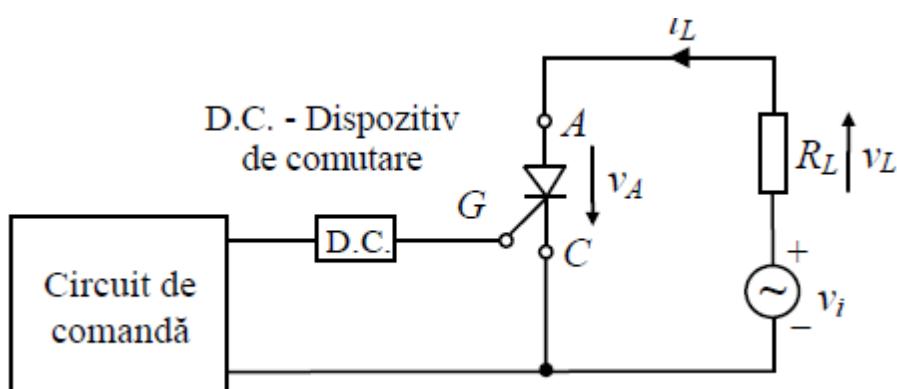


Figura 14.14. Redresoare bialternanță cu filtru capacativ: (a) cu priză mediană; (b) în punte

**S40. Redresoare comandate cu tiristoare.** Redresorul este un circuit neliniar care conține cel puțin un element neliniar capabil să transforme tensiunea alternativă într-o formă de undă cu componentă continuă diferită de zero. Pe lângă componentă continuă, la ieșirea redresorului se obține și o componentă variabilă numită *ondulație*. În foarte multe aplicații este necesar un control al puterii de curent continuu în sarcină. Acest lucru poate fi realizat cu un redresor comandat cu tiristor. Dacă aplicăm unui tiristor o tensiune alternativă între anod și catod și dacă în alternanțele pozitive amorsăm tiristorul printr-un semnal de comandă sincronizat cu tensiunea anodică, dispozitivul se va bloca în alternanțele negative (când tensiunea anodică scade sub tensiunea de menținere  $VH$ ). Curentul continuu prin sarcină poate fi variat prin schimbarea momentului din semiperioada pozitivă în care tiristorul este comutat în conducție. Aceasta este principiul de funcționare al unui redresor comandat cu tiristor.

Tensiunea furnizată de circuitul de comandă, este aplicată dispozitivului de comutare D.C.. Atunci când această tensiune depășește tensiunea de aducere în starea de conducție a dispozitivului de comutare, acesta începe să conducă, permitând trecerea unui curent prin grila tiristorului. Acest curent comandă comutarea directă a tiristorului la momentul în care tensiunea pe tiristor,  $vA$ , depășește tensiunea de amorsare,  $VB1$ , stabilită de curentul prin grilă. Intrarea în conducție a tiristorului are loc la unghiul  $\omega t = \phi$ , numit *unghi de întârziere*. Punctul de funcționare al tiristorului la intrarea în conducție este determinat în principal de rezistența de sarcină,  $RL$ . Tensiunea ce cade pe tiristorul în conducție,  $vA$ , poate fi aproximată foarte bine cu tensiunea de menținere caracteristică tiristorului,  $VH$ . Când tensiunea de intrare  $vi$  scade sub  $VH$ , acesta se blochează la momentul unghiular  $\pi - \phi_0$ . Unghiul în care tiristorul rămâne în conducție,  $\theta = \pi - \phi - \phi_0$ , poartă numele de *unghi de conducție*. Intrarea în conducție a tiristorului are loc la unghiul  $\omega t = \phi$ , numit *unghi de întârziere*.



**S41. Redresoare cu multiplicarea tensiunii.** Redresorul este un circuit nelinier care conține cel puțin un element nelinier capabil să transforme tensiunea alternativă într-o formă de undă cu componentă continuă diferită de zero. Pe lângă componenta continuă, la ieșirea redresorului se obține și o componentă variabilă numită *ondulație*.

Circuitul poate fi considerat ca fiind format din două redresoare monoalternanță cu filtru C lucrând în serie pe sarcină. Fiecare din condensatoarele  $C_1$  și  $C_2$  se încarcă în cele două alternanțe prin diodele  $D_1$ , respectiv  $D_2$ , aproximativ la tensiunea  $V_{2\max}$ , dacă  $\omega C_1 R_L \gg 1$  și  $\omega C_2 R_L \gg 1$ .

Tensiunea pe sarcină va fi suma tensiunilor pe cele două condensatoare, deci aproximativ  $2V_{2\max}$ . Frecvența unghiulară a ondulației va fi deci de  $2\omega$ .

Tensiunea inversă pe diode este de aproximativ  $2V_{2\max}$ . Redresorul cu triplarea tensiunii este prezentat în figura 14.23. În regimul tranzistorului inițial, condensatorul  $C_1$  se încarcă prin dioda  $D_1$  la aproximativ  $V_{2\max}$ , condensatorul  $C_2$  se încarcă prin dioda  $D_2$  la aproximativ  $2V_{2\max}$  și condensatorul  $C_3$  se încarcă de la condensatorul  $C_2$  la aproximativ  $3V_{2\max}$ . În regim permanent, în alternanță pozitivă  $C_1$  și  $C_3$  se încarcă, pe când  $C_2$  se descarcă, iar în alternanță negativă  $C_2$  se încarcă, pe când  $C_1$  și  $C_3$  se descarcă. Cuadruplorul de tensiune în regimul tranzistorului inițial, condensatorul  $C_1$  se încarcă prin dioda  $D_1$  la aproximativ  $V_{2\max}$ , apoi condensatorul  $C_2$  se încarcă prin dioda  $D_2$  la tensiunea  $2V_{2\max}$ , suma tensiunilor ce cad pe secundarul transformatorului și capacitorul  $C_1$ , iar condensatorul  $C_3$  se încarcă prin dioda  $D_3$  la tensiunea  $2V_{2\max}$  (aproximativ tensiunea ce cade pe capacitorul  $C_2$ ). Tensiunea pe sarcină este suma tensiunilor ce cad pe capacitoarele  $C_3$  și  $C_1$  și secundarul transformatorului, adică aproximativ  $4V_{2\max}$ .

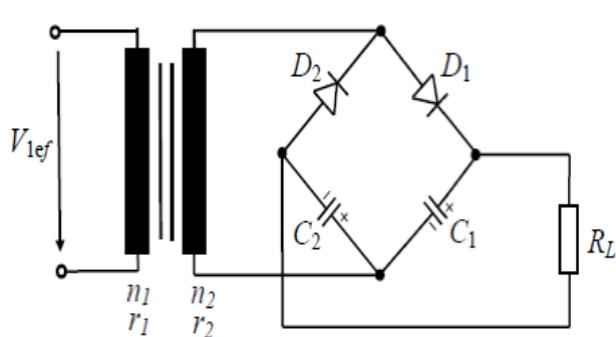


Figura 14.21. Dublă de tensiune dublă alternanță

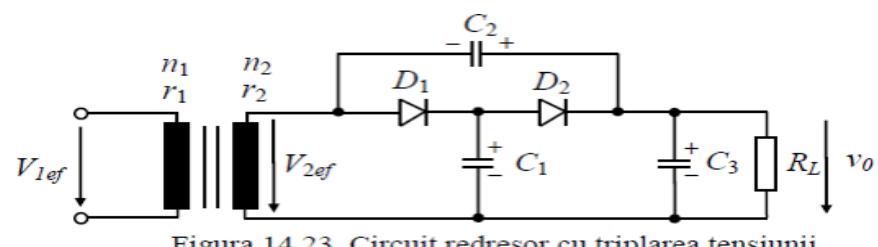


Figura 14.23. Circuit redresor cu triplarea tensiunii

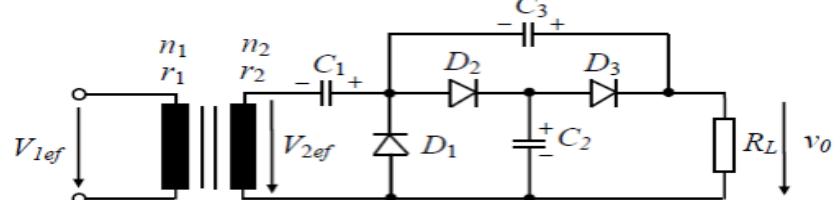


Figura 14.24. Cuadruplor de tensiune

**S42. Stabilizatoare de tensiune.** Stabilizatorul de tensiune este un circuit care, ideal, asigură la ieșire o tensiune independentă de tensiunea de intrare, de curentul de sarcină și de temperatură. În realitate, stabilizatorul nu anulează, dar micșorează considerabil această dependență. În funcție de principiu de funcționare, stabilizatoarele de tensiune se pot clasifica în: a) stabilizatoare parametrice; b) stabilizatoare electronice cu reacție; c) stabilizatoare în regim de comutație. a) *Stabilizatorul parametric* are structura cea mai simplă și își bazează funcționarea pe neliniaritatea caracteristicii curent-tensiune a dispozitivului electronic folosit (de exemplu: diodă stabilizatoare). b) *Stabilizatorul cu reacție* realizează funcția de stabilizare printr-o reacție negativă, dispozitivele electronice folosite lucrând liniar. De aici vine și denumirea de *stabilizatoare liniare de tensiune*. c) *Stabilizatoarele în regim de comutație* sunt de fapt tot stabilizatoare electronice cu reacție, în care, însă, elementul regular al tensiunii de ieșire nu lucrează liniar, ci în regim de comutație, crescând astfel foarte mult randamentul stabilizatorului. O altă clasificare a stabilizatoarelor, în funcție de modul de plasare al elementului regulator al tensiunii, în serie sau în deviație cu ieșirea stabilizatorului, este următoarea: - stabilizatoare serie; - stabilizatoare derivație. Parametrii principali ai stabilizatoarelor se definesc cu referire la reprezentarea generală a unui stabilizator, prezentată în figura. Tensiunea la ieșirea stabilizatorului depinde de tensiunea de intrare, de curentul prin sarcină și de temperatură. Acești parametri sunt: - *coeficientul de stabilizare S*, *rezistența de ieșire R<sub>0</sub>*, *coeficientul de temperatură S<sub>T</sub>*. *Parametri auxiliari: coeficient de stabilizare în sarcină*, variația procedurală pe grad de temperatură a tensiunii stabilizate.

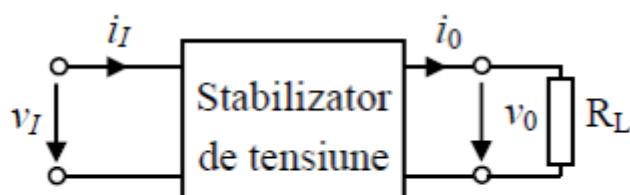


Figura 14.28. Reprezentarea generală a unui stabilizator

**S43.tabilizatoare liniare monolitice.** Stabilizatorul de tensiune este un circuit care, ideal, asigură la ieșire o tensiune independentă de tensiunea de intrare, de curentul de sarcină și de temperatură. În realitate, stabilizatorul nu anulează, dar micșorează considerabil această dependență. Stabilizatoarele de tensiune continuă monolitice au apărut din necesitatea realizării unor stabilizatoare de dimensiuni cât mai mici destinate alimentării locale a unor subansambluri electronice. Ele sunt circuite electronice ce furnizează într-o sarcină (circuit electronic) o tensiune stabilizată în raport cu variațiile sarcinii, tensiunii de intrare și temperaturii. Schema bloc tipică a unui stabilizator monolitic este prezentată în figura. Blocurile de bază ale unui stabilizator monolitic sunt: - *referința de tensiune*, care produce o tensiune de referință „independentă” de temperatură și de tensiunea surselor de alimentare; - *amplificatorul de eroare* ce compară tensiunea de referință cu o fracțiune a tensiunii de ieșire, furnizată de rețeaua de reacție negativă, de tip serie de tensiune; - *elementul de reglaj serie* ce asigură nivelul adecvat al curentului de ieșire. Parametrii care descriu funcționarea propriu-zisă a circuitului sunt: domeniul tensiunii de intrare, tensiunea de intrare și de ieșire, valoarea minimă a diferenței dintre tensiunile de intrare și de ieșire ( $V_1 - V_0$ ), curentul maxim de ieșire  $I_{0\max}$ , curentul de ieșire în regim de scurtcircuit la ieșire  $I_{0sc}$ , curentul consumat în gol  $I_Q$ . Calitățile stabilității sunt descrise prin următorii parametru: rezistența de ieșire, stabilitatea de linie, stabilitatea de sarcină, coeficientul de temperatură, factorul de rejecție a tensiunii de ondulație, tensiunea de zgomot la ieșire. Cele mai multe stabilizatoare monolitice au incorporate circuite de protecție ce limitează puterea pe elementul de reglaj serie precum și temperatura maximă ce o poate atinge elementul de reglaj serie.

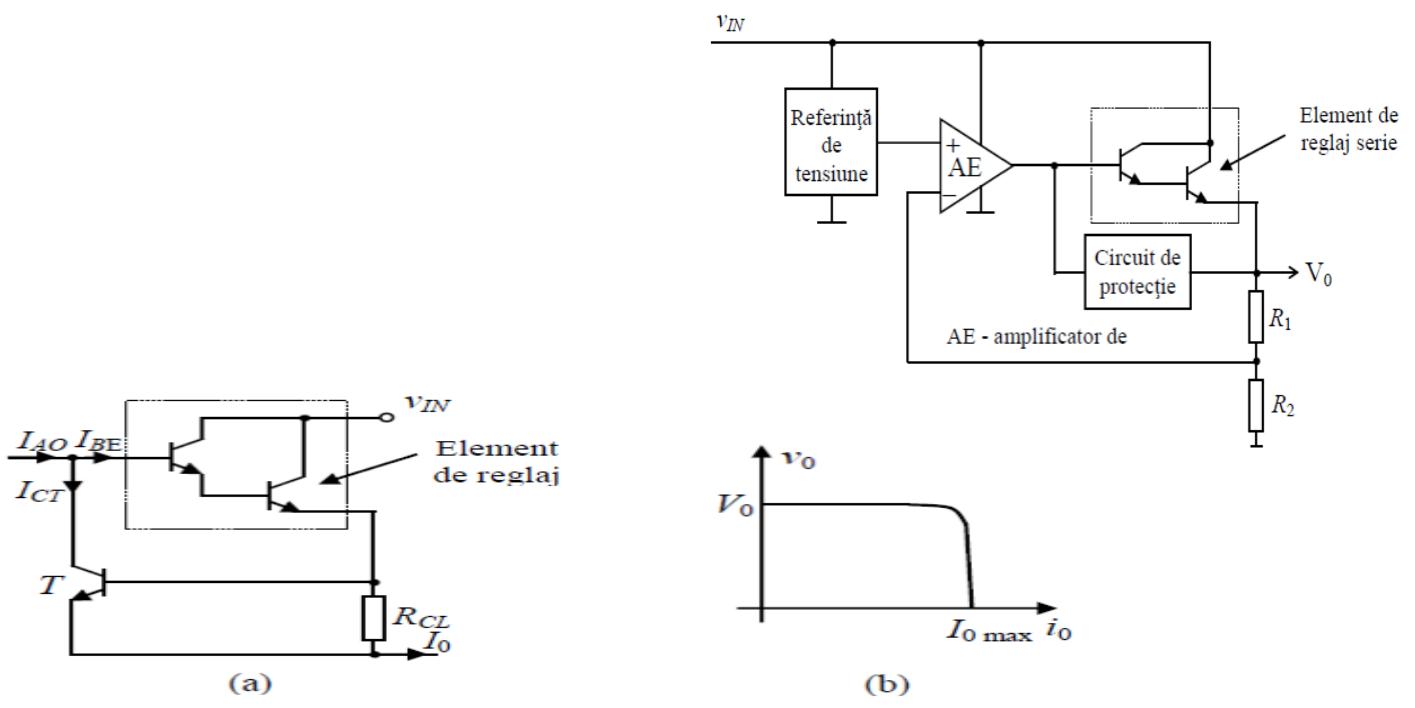


Figura 14.33. Circuit de protecție simplu: (a) schema de principiu, (b) caracteristica externă

**S44. Stabilizatoare liniare cu trei terminale.** Stabilizatorul de tensiune este un circuit care, ideal, asigură la ieșire o tensiune independentă de tensiunea de intrare, de curentul de sarcină și de temperatură. În realitate, stabilizatorul nu anulează, dar micșorează considerabil această dependență. Configurația de bază pentru un stabilizator cu trei terminale este prezentată în figura. Capacitatea de intrare  $C_{IN}$  se folosește numai când stabilizatorul se află la mai mult de 5 cm de filtrul capacativ al sursei de alimentare  $v_i$ . Acest capacitor trebuie să fie caracterizat printr-o rezistență serie efectivă foarte mică. Valorile acceptate sunt de aproximativ  $0,2 \mu\text{F}$  pentru capacitoarele ceramice,  $2 \mu\text{F}$  sau mai mult pentru capacitoare cu tantal și de  $25 \mu\text{F}$  sau mai mult pentru capacitoarele electrolitice. Folosirea unui capacitor pe ieșire îmbunătățește răspunsul stabilizatorului în regim tranzitoriu și reduce zgomotul la ieșirea acestuia. De obicei, stabilizatoarele cu trei terminale oferă numai tensiuni de ieșire fixe, valorile comerciale fiind: 5 V, 5,2 V, 6 V, 8 V, 10 V, 12 V, 15 V, 18 V și 24 V, pozitive sau negative. Currentul maxim de ieșire oferit variază în gama  $100\text{m}-3\text{A}$ . Stabilitatea de linie a acestora variază de la  $0,005\%/\text{V}$  la  $0,02\%/\text{V}$ , stabilitatea de sarcină între  $0,1\%/\text{A}$  și  $1\%/\text{A}$  și factorul de rejecție a tensiunii de ondulație,  $RR$ , între 65 dB și 85 dB.

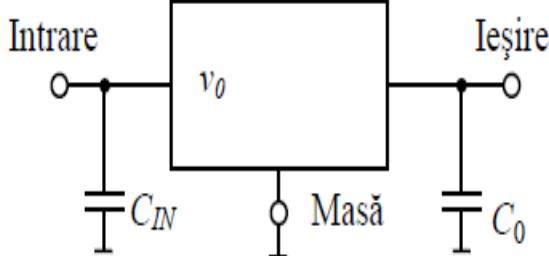


Figura 14.41. Stabilizator cu trei terminale

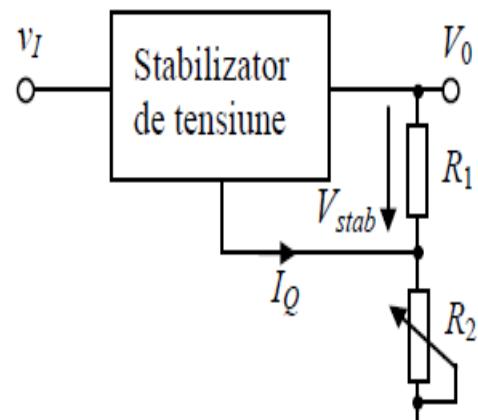


Figura 14.42. Stabilizator cu trei terminale cu tensiunea de ieșire ajustabilă

**S45. Stabilizatoare duale și speciale.** Stabilizatorul de tensiune este un circuit care, ideal, asigură la ieșire o tensiune independentă de tensiunea de intrare, de curentul de sarcină și de temperatură. În realitate, stabilizatorul nu anulează, dar micșorează considerabil această dependență. Circuitele integrate analogice se alimentează, de regulă, de la două surse de tensiune continuă – una pozitivă, cealaltă negativă – simetrice sau nesimetrice față de masă. Circuitele care furnizează simultan cele două tensiuni stabilizate se numesc *stabilizatoare duale*. Se impune menținerea unei valori a raportului celor două tensiuni de alimentare pe parcursul funcționării sistemului, ceea ce presupune ca stabilizatorul să posedă *calitatea de urmărire*. Calificativul *cu urmărire* se atribuie stabilizatoarelor duale înzestrate cu proprietatea de autoajustare a tensiunii pe una din ieșiri, în funcție de variația tensiunii pe cealaltă ieșire, pentru a menține neschimbătă o relație între ele. Deși, în prezent asemenea stabilizatoare nu se mai fabrică sub formă integrată, totuși ele vor fi prezentate pentru ilustrarea principiului. Schema de principiu a unui astfel de stabilizator este prezentată în figura. Tendința este de a realiza circuite funcționale orientate spre aplicație. și producția de stabilizatoare liniare integrate urmează această linie. Astfel, sunt produse *stabilizatoare speciale* pentru a fi utilizate în aparatele portabile alimentate de la baterii, stabilizatoare *la care diferența între tensiunea de intrare și cea de ieșire poate fi foarte mică*, tipic de 0,18 V. Aceste stabilizatoare au o rezistență de ieșire foarte mică și, de regulă, oferă posibilitatea reglării tensiunii de ieșire la valoarea dorită. De asemenea, sunt produse stabilizatoare dedicate alimentării modulelor electronice montate pe autovehicule sau modulelor ce conțin atât parte analogică cât și digitală, cu sau fără microprocesor, stabilizatoare ce oferă trei sau mai multe tensiuni de ieșire, din care una este dedicată alimentării unui microprocesor. Aceste stabilizatoare sunt numite *stabilizatoare cu ieșiri multiple*. Dintre aceste noi tipuri de stabilizatoare: stabilizator dedicat aparatelor portabile, TDA3661, și stabilizator cu ieșiri multiple, TDA3602 produse de Philips Semiconductors.

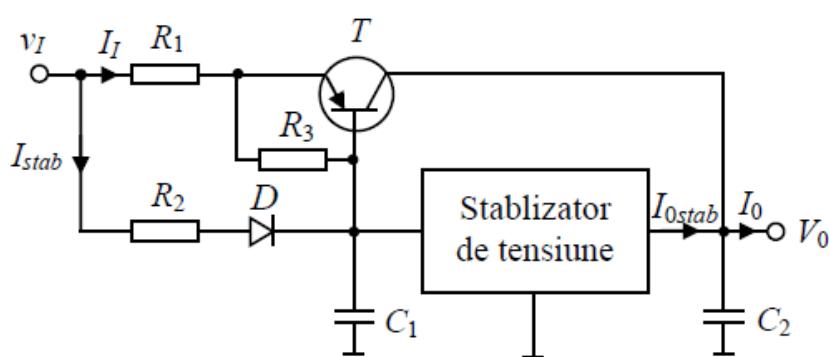


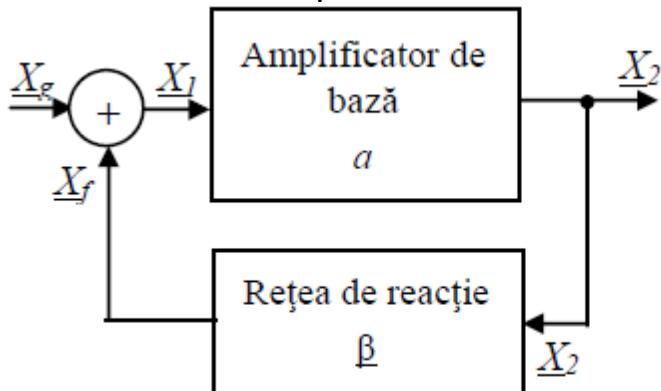
Figura 14.45. Stabilizator de tensiune cu domeniu extins al curentului de ieșire

**S46.Oscilatoare.** *Oscillatorul armonic* este un circuit electronic care generează un semnal de formă sinusoidală la bornele unei rezistențe de sarcină  $RL$ .

$v(t) = V \sin(\omega t)$  Oscillatorul, conține dispozitive electronice active capabile să transforme puterea de curent continuu, absorbită de la sursa de alimentare în

$$P_{uL} = \frac{1}{2} \frac{V^2}{R_L}$$

curent continuu, în putere de curent alternativ cedată sarcinii:



Schema de principiu a unui amplificator cu reacție pozitivă

Pentru caracterizarea unui oscilator trebuie avute în vedere următoarele: - condiția de amorsare a oscilațiilor; - frecvența de oscilație,  $f_{osc}$ ; - amplitudinea de oscilație,  $V_{osc}$ ; - condiția de stabilitate dinamică a oscilațiilor; - stabilitatea amplitudinii și frecvenței de oscilație; - evaluarea distorsiunilor semnalului generat

Analiza funcționării oscilatoarelor armonice se poate face utilizând una din teoriile elaborate în acest scop. *Teoria liniară* a oscilatoarelor se bazează pe modelarea dispozitivelor electronice cu circuite echivalente de semnal mic. Celelalte elemente de circuit au caracteristici liniare și parametri independenți de mărimea semnalului aplicat. În cadrul acestei teorii nu se pot stabili decât *condiția de amorsare, frecvența de oscilație și stabilitatea* acesteia. *Teoria cvasilineară* (sau *metoda primei armonici*) pornește de la considerentul că funcționarea amplificatorului este neliniară. Ca atare, se deduce o amplificare a fundamentalei semnalului generat, care va depinde de amplitudinea acesteia,  $V$ . În acest context vor putea fi discutate amorsarea și limitarea oscilațiilor, stabilitatea lor la perturbații. Acestea sunt probleme de regim tranzitoriu.

**S47.Oscilatoare armonice RC.** *Oscillatorul armonic* este un circuit electronic care generează un semnal de formă sinusoidală la bornele unei rezistențe de sarcină  $RL$ .  $v(t) = V \sin(\omega t)$  Oscillatorul, conține dispozitive electronice active capabile să transforme puterea de curent continuu, absorbită de la sursa de alimentare în curent continuu, în putere de curent alternativ cedată sarcinii. Oscilatoarele armonice  $RC$  pot acoperi o gama de frecvențe mult mai largă decât oscilatoarele  $LC$ . O rețea  $RC$  este însă mai puțin selectivă decât o rețea  $LC$  în condiții de lucru identice. Din acest motiv forma de undă generată de un oscillator  $RC$  va avea un nivel al distorsiunilor mai ridicat decât a unui oscillator  $LC$ . De aceea, oscilatoarele  $RC$ , în scopul limitării amplitudinii, utilizează în locul blocului amplificator un amplificator cu reacție negativă în care să fie cuprinse elemente de limitare a amplitudinii de oscilație. Reacția negativă are de asemenea efecte benefice asupra stabilității amplificării, făcând-o mai puțin sensibilă la condițiile de funcționare, și asupra funcționării rețelei de reacție pozitivă prin „idealizarea” amplificatorului. După felul rețelei de reacție, oscilatoarele  $RC$  se împart în: – oscilatoare cu rețea defazoare; – cu rețea (sau punte) Wien (cu anularea fazei); – cu rețea (sau punte) dublu T (cu anularea amplitudinii).

Oscilatoarele cu rețea de defazare, folosesc o rețea pozitivă formată din două sau mai multe celule  $RC$  în funcție de defazajul necesar pentru ca tensiunea de reacție să ajungă cu faza corectă la intrarea amplificatorului care urmează a fi transformat în oscillator.

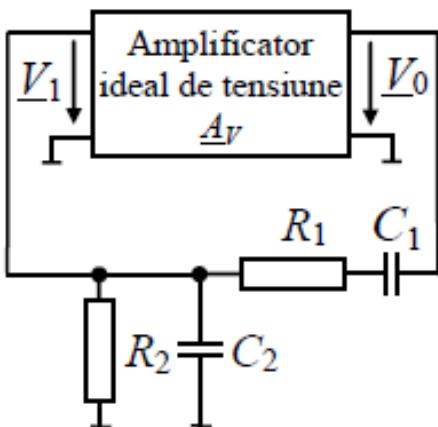


Figura 15.7. Oscilator armonic cu amplificator ideal și rețea Wien

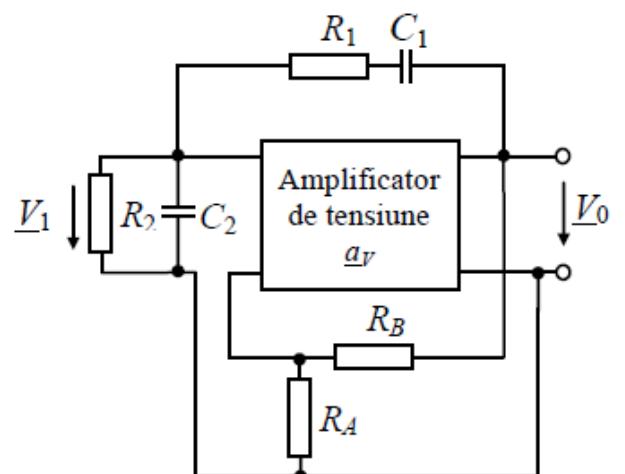


Figura 15.8. Oscilator cu rețea Wien și amplificator cu reacție negativă

#### S48.Oscilatoare armonice în 3 puncte cu TBJ.

Oscilatorul armonic este un circuit electronic care generează un semnal de formă sinusoidală la bornele unei rezistențe de sarcină  $RL$ .  $v(t) = V \sin(\omega t)$ . Oscilatorul, conține dispozitive electronice active capabile să transforme puterea de curent continuu, absorbită de la sursa de alimentare în curent continuu, în putere de curent alternativ cedată sarcinii. Schema generală de principiu a unui oscilator în trei puncte cu tranzistor bipolar este prezentată în figura. Se observă dispunerea celor trei impiedanțe între cele trei terminale ale tranzistorului bipolar de unde și denumirea de “oscilator în trei puncte”.

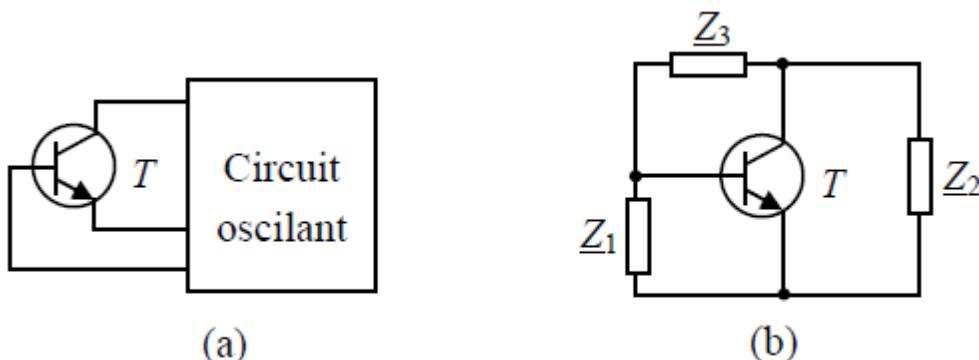
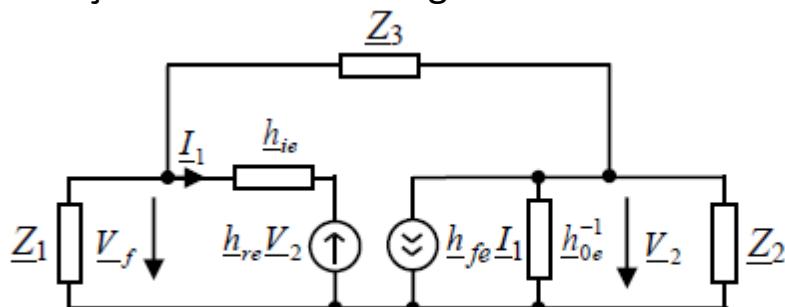


Figura 15.18. Schema de principiu a unui oscilator în trei puncte cu TB

Înlocuind tranzistorul cu modelul său echivalent de semnal mic cu parametri hibrizi obținem schema din figura



Schema echivalentă de semnal mic a unui oscilator în trei puncte cu TB

Rezultă deci existența a două tipuri principale de oscilatoare în trei puncte : a) *oscilatoare Hartley* în care  $X_3 < 0$  și  $X_1 > 0, X_2 > 0$ ; b) *oscilatoare Colpitts* în care  $X_3 > 0$  și  $X_1 < 0, X_2 < 0$ .

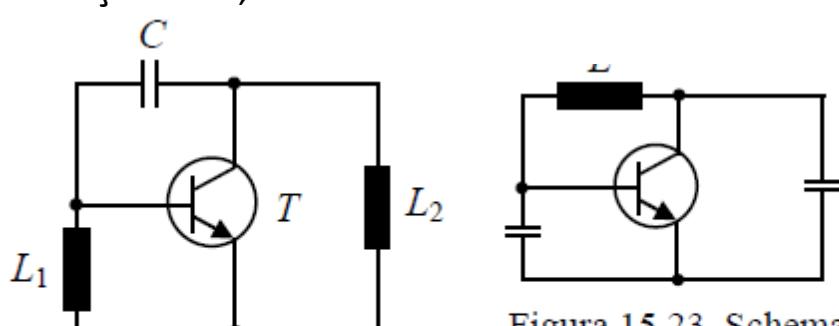
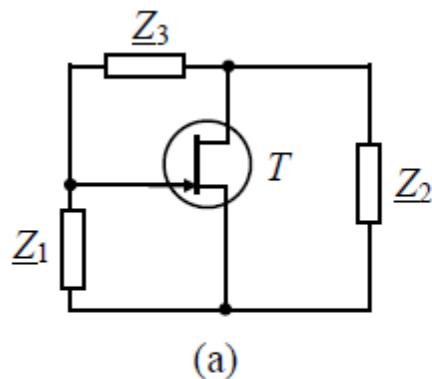


Figura 15.20. Oscilator Hartley cu tranzistoare bipolare

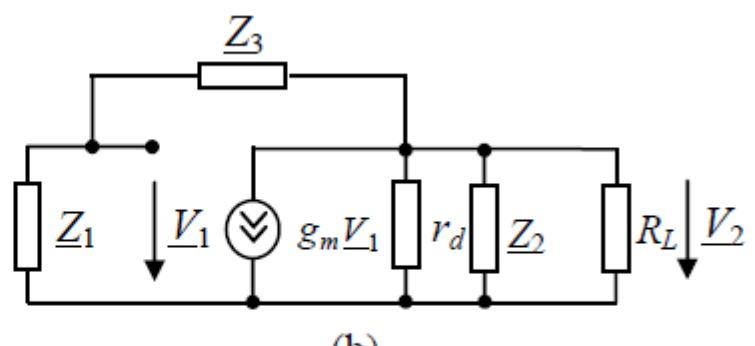
Figura 15.23. Schema de principiu a unui oscilator Colpitts

#### S49.Oscilatoare armonice în 3 puncte cu tranzistoare unipolare.

Oscillatorul armonic este un circuit electronic care generează un semnal de formă sinusoidală la bornele unei rezistențe de sarcină  $RL$ .  $v(t) = V \sin(\omega t)$ . Oscillatorul, conține dispozitive electronice active capabile să transforme puterea de curent continuu, absorbită de la sursa de alimentare în curent continuu, în putere de curent alternativ cedată sarcinii. Schema de principiu a unui oscillator în trei puncte cu TEC este prezentată în figura a, iar schema echivalentă în figura b.

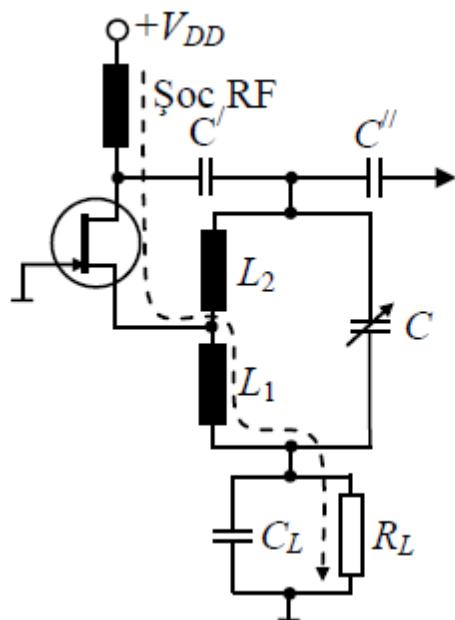


(a)

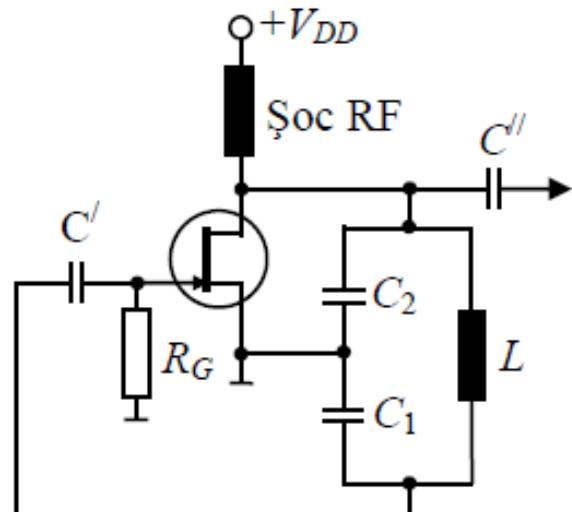


(b)

Figura 15.31. (a) Schema de principiu a oscilatorului în trei puncte cu TEC și (b) schema sa echivalentă



Oscillator Hartley cu TEC



oscillator Colpitts cu TEC

**S50.Oscilatoare cu cristale de quart.** *Oscillatorul armonic* este un circuit electronic care generează un semnal de formă sinusoidală la bornele unei rezistențe de sarcină  $RL$ .  $v(t) = V \sin(\omega t)$  Oscillatorul, conține dispozitive electronice active capabile să transforme puterea de curent continuu, absorbită de la sursa de alimentare în curent continuu, în putere de curent alternativ cedată sarcinii.

Datorită factorului de calitate extrem de ridicat și a unei stabilități foarte bune cu temperatură, rezonatorul din cuarț se utilizează pe scară largă în realizarea oscilatoarelor cu o înaltă stabilitate a frecvenței de oscilație. Suportul teoretic al acestor oscilatoare este același ca pentru oscilatoarele  $LC$  obișnuite. Pentru realizarea unui rezonator, un cristal de cuarț este tăiat după anumite direcții cristalografice, este şlefuit și apoi, pe două fețe paralele, i se depun electrozi metalici. O tensiune alternativă aplicată pe electrozi provoacă vibrații mecanice datorită acțiunii câmpului electric asupra sarcinilor electrice din rețea (efectul piezoelectric invers, pronunțat la cristalul de cuarț). Din punct de vedere electric cristalul oferă o independență cu proprietăți de circuit rezonant.

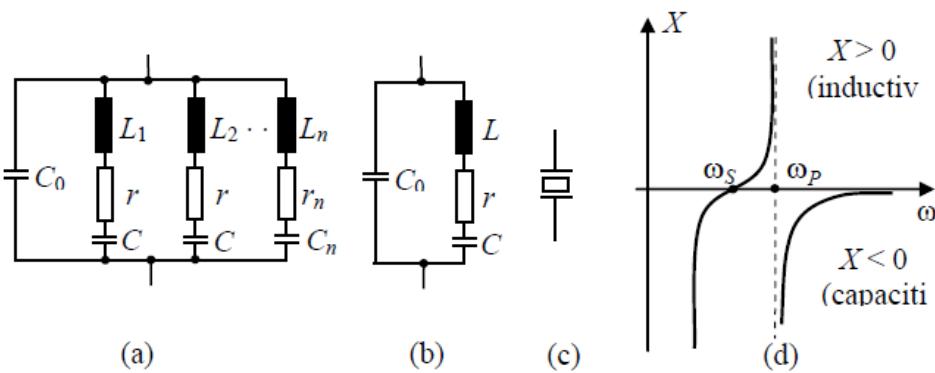


Figura 15.34. Rezonatorul din cuarț: (a) circuit echivalent complet, (b) circuit echivalent simplificat, (c) simbol și (d) variația cu frecvența a reactanței circuitului ( $r \approx 0$ )

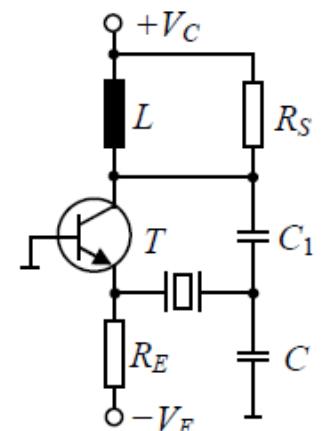


Figura 15.35. Oscilator Colpitts care utilizează rezonanța serie a unui rezonator din cuarț

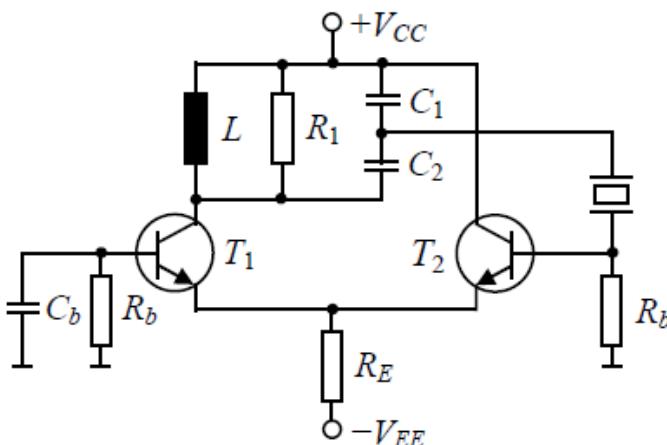


Figura 15.36. Oscilator Colpitts îmbunătățit care utilizează rezonanța serie a unui rezonator din cuarț