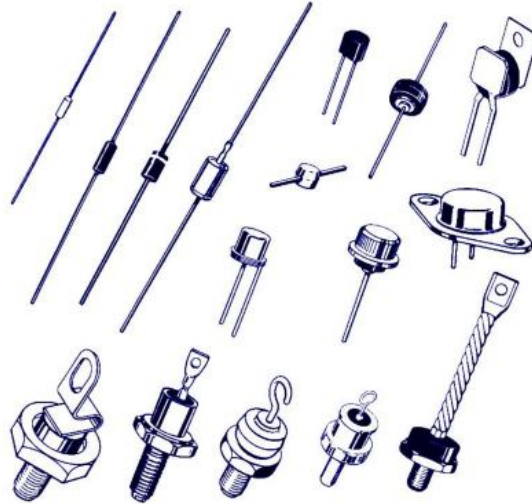


1. Dioda semiconductoare - aplicații

- 1.1 Caracteristica curent-tensiune
- 1.2 Punctul de operare. Modele liniare
- 1.3 Dioda redresoare
- 1.4 Redresor cu o singura fază
- 1.5 Filtre redresoare
- 1.6 Dioda Zener



1.1 Caracteristica curent-tensiune

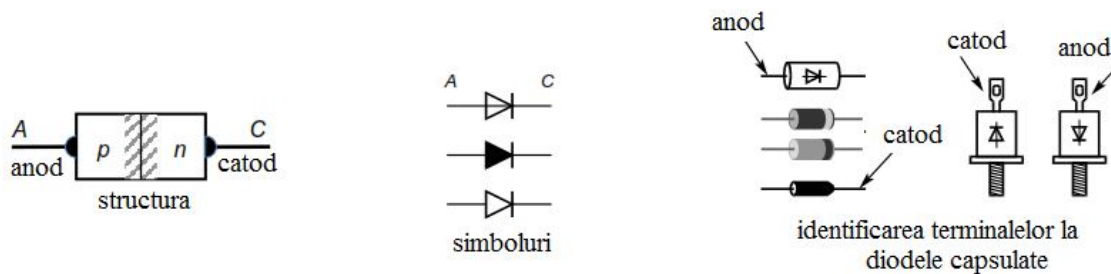
Dioda este o componentă electronică cu două terminale cu caracteristici simetrice de transfer:

- Rezistență scăzută la fluxul de curent într-o direcție;
- Rezistență mare la fluxul de curent în cealaltă direcție.

Dioda este o componentă care permite trecerea curentului electric într-o singură direcție.

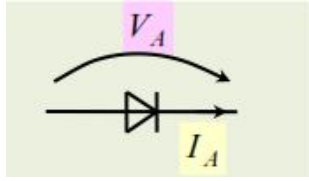
Săgeata de pe diodă indică direcția în care circulă curentul.

Dioda este versiunea electrică a valvei, vechile diode chiar erau numite valve.



Dioda semiconductoare este de fapt un material semiconductor cu o joncțiune pn conectată la două terminale electrice numite anod (regiunea p) și catod (regiunea n).

Comportamentul unei diode semiconductoare într-un circuit este dată de relația dintre curent și tensiune. Această relație este determinată de transportul sarcinii electrice prin regiunea de diminuare care se află în joncțiunea pn.



$$I_A = I_S \left(e^{\frac{V_A}{V_T}} - 1 \right)$$

Ecuția curentului diodei (Ecuția lui Shockley, Legea diodei)

I_S - curentul de saturație al diodei

n - coeficientul de emisie

$V_T = kT/q$ - tensiunea termică

k - constanta lui Boltzmann

T - temperatura absolută

q - sarcina electronului.

Coeficientul de emisie n , poate varia de la 1 la 2 în funcție de procesul de fabricație și materialul semiconductor.

La temperatura camerei $V_T \approx 25.28\text{mV}$. Însă vom utiliza o valoare rotunjită $V_T \approx 25\text{mV}$. Procesele datorită cărora curentul în diodă crește în prezența câmpului electric sunt difuzia electrică și recombinare termică. De asemenea se consideră că valoarea curentului de generare-recombinare în regiunea de tranziție a emitorului este nesemnificativ. Acest lucru înseamnă că ecuația lui Shockley nu ține cont de procesele implicate în străpungerea inversă.

În cazul polarizării directe (+ pe anod și - pe catod), pentru o tensiune directă, $V_A \gg V_T \rightarrow V_A > 0.1\text{V}$, termenul exponențial este mai mare decât unitatea, iar ecuația curentului diodei devine:

$$I_A \approx I_S \cdot e^{\frac{V_A}{V_T}}$$

În cazul polarizării inverse (- pe anod și + pe catod), în cazul unei tensiuni inverse, unitatea este mai mare decât termenul exponențial, iar ecuația de curent a diodei devine:

$$I_A \approx -I_S$$

Această relație este valabilă atâta timp cât tensiunea inversă este mai mică decât tensiunea de străpungere.

Curentul de saturație este curentul invers al diodei. De obicei valoarea acestui curent este:

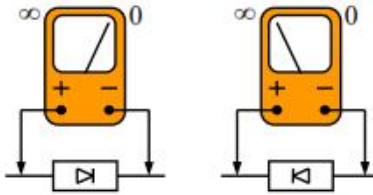
Si - 1 ... 10nA

Ge - 1 ... 100μA.

Testarea diodelor

Pentru testarea diodelor putem folosi un multimetru sau un tester simplu (baterie, rezistor și LED) pentru a verifica dacă dioda conduce într-o singură direcție.

polarizare directa polarizare inversa



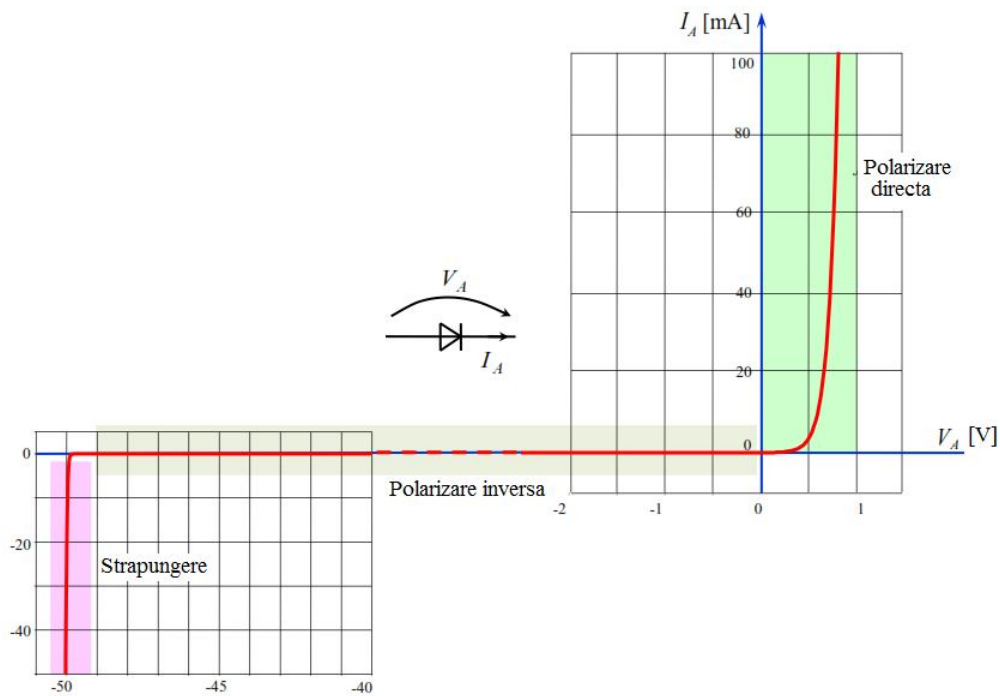
Testarea diodei cu ajutorul multimetrului

Caracteristica curent-tensiune

Reprezentare grafică a legii diodei este dată de caracteristica curent-tensiune, sau graficul I-V. Forma curbei este determinată de transportul sarcinilor purtătoare prin regiunea de diminuare în joncțiunea pn.

Caracteristica curent-tensiune poate fi împărțită în trei regiuni:

- polarizare directă;
- polarizare inversă;
- străpungere.



Caracteristica curent-tensiune a diodei

Polarizarea directă

Dacă polaritatea sursei de tensiune externă se opune potențialului interior, poate apărea procesul de recombinare, rezultând astfel un curent electric substanțial prin joncțiunea pn.

Dacă dioda este polarizată direct cu un curent de valoare mică, aceasta va rămâne în continuare oprită. Pe măsură ce diferența de potențial crește peste o valoare arbitrară, definită ca o tensiune de deschidere sau de pornire, curentul prin diodă devine important.

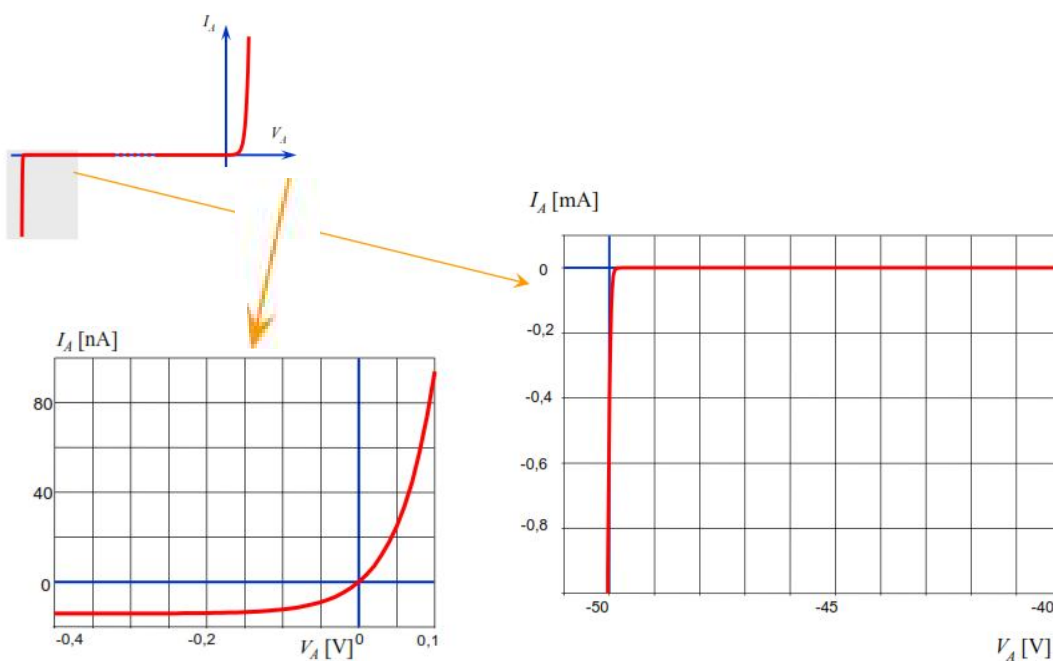
Graficul curent-tensiune are o evoluție exponențială. În cazul unei diode normale din silicon, la curenți nominali, tensiunea de deschidere este de 0.6 - 0.7V, iar pentru germaniu aceasta este de 0.2 - 0.3V. În cazul LED-urilor de diferite culori de la roșu și până la albastru, putem avea valori cuprinse între 1.4V și 4.0V.

În cazul polarizării directe, atunci când dioda este pornită, dacă prin diodă trecem un curent extern de valoare semnificativă, prin diodă vom avea aproximativ 0.7V în cazul diode cu Si și 0.3V la cea cu Ge.

Polarizare inversă

Dacă aplicăm asupra diodei o tensiune exterioară de aceeași polaritate cu potențialul interior, zonă de diminuare se comportă ca un izolator, astfel prevenind orice trecere de curent electric semnificativ.

Curentul ce trece prin diodă este curentul de saturație, și are valori de câțiva nA pentru Si și de câțiva μA pentru Ge.



Străpungerea

În cazul unei polarizări inverse de valoare ridicată, pe lângă peak-ul de tensiune invers, apare și fenomenul de străpungere care apare datorită unei creșteri accentuate a curentului.

Dioda avalanșă - Dioda Zenner - este special concepută pentru folosirea acesteia în regiunea avalanșă.

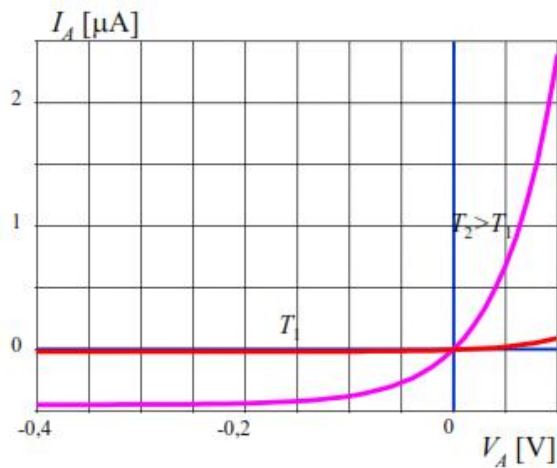
Dioda Zenner conține o joncțiune pn foarte dopată în așa fel încât tensiunea inversă este stabilită la o valoare cunoscută (numită tensiune Zener), iar procedeul de nu apare.

Influența temperaturii

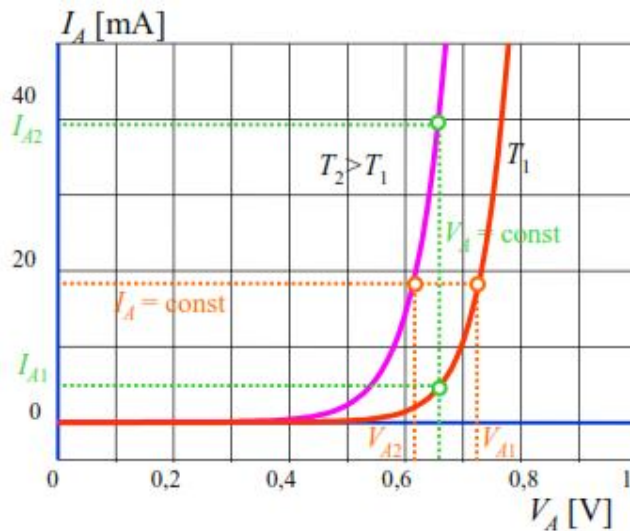
În cazul polarizării inverse, curentul de saturație are o valoare foarte mică și este produs de către purtătorii minoritari de sarcină. Acest curent este dependent în primul rând de temperatura joncțiunii și nu de tensiunea inversă de polarizare. Odată cu creșterea temperaturii crește și curentul.

Datorită dependenței exponențiale a curentului de temperatură, curentul invers se dublează în cazul unei creșteri de temperatură cu 6° C în cazul Si, și cu 9° C în cazul Ge.

$$Si: \frac{I_S(T_2)}{I_S(T_1)} \approx 2^{\frac{T_2-T_1}{6}} \quad Ge: \frac{I_S(T_2)}{I_S(T_1)} \approx 2^{\frac{T_2-T_1}{9}}$$



În cazul polarizării directe, regăsim același fenomen: creșterea temperaturii conduce la creșterea perechilor de electrini-goluri li astfel crește conductivitatea acestora. Ca urmare, curentul prin diodă crește odată cu creșterea temperaturii.



Dacă temperatura la o valoare fixată a tensiunii este mare, curentul va crește. Pentru a aduce curentul la valoarea sa inițială trebuie redusă tensiunea. La temperatura camerei atât în cazul diodelor de Si și Ge, coeficientul de temperatură este:

$$dV_A / dt = -2mV / ^\circ C |_{I_A = \text{constan t}}$$

Datorită linearității dintre tensiune și temperatură, diodele pot fi folosite ca și dispozitive de măsurare a temperaturii.

Rezistența diodei

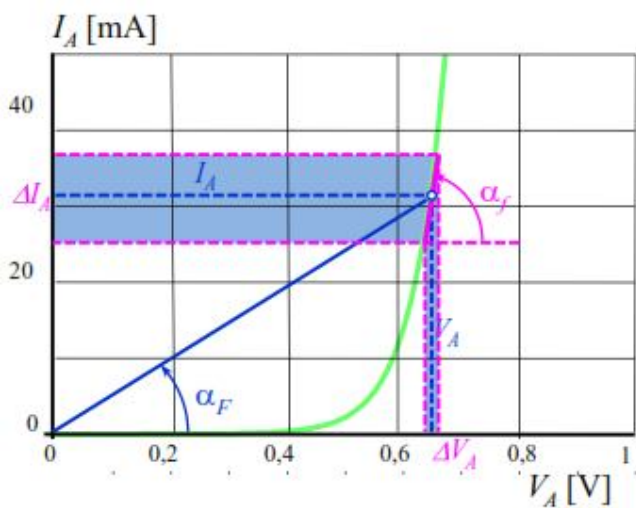
Dioda este o componentă nelineară rezistența acesteia variază odată cu tensiunea sau curentul. Nici o diodă nu se comportă cu o diodă ideală, care la polarizarea directă se este asemănătoare cu un conductor, și la polarizare inversă cu un izolator perfect. În acest caz, atunci când dioda este polarizată direct considerăm două rezistențe.

Rezistența statică (rezistența DC) - este definită ca raportul dintre curentul și tensiunea corespunzătoare caracteristicii curent-tensiune:

$$R_F = \frac{V_A}{I_A}; R_F = \frac{1}{\text{tg}(\alpha_F)}$$

Rezistența dinamică (rezistența AC) - este definită ca fiind reciproca pantei caracteristicii I-V.

$$r_f = \frac{\Delta V_A}{\Delta I_A} = \frac{1}{\frac{dI_A}{dV_A}}; r_f = \frac{1}{\text{tg}(\alpha_f)}$$



$$\alpha_f > \alpha_F \rightarrow r_f < R_F$$

Rezistența dinamică este invers proporțională curentului.

$$r_f = \frac{nV_T}{I_A} \approx \frac{n}{40I_A}$$

Rezistența inversă este rezistența joncțiunii pn în condiții de polarizare inversă. Aceasta are o valoare foarte mare (câțiva MΩ) față de rezistența directă.

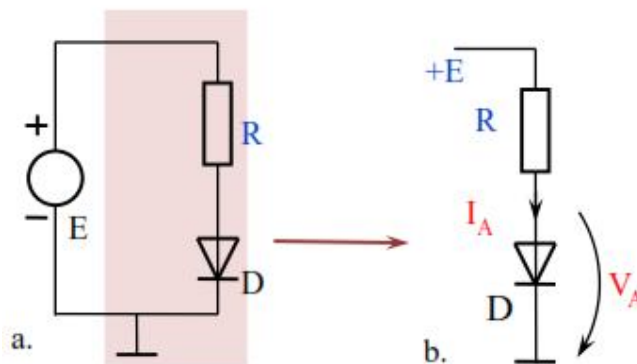
1.2 Punct de folosire. Modele liniare

Imediat ce valoare tensiunii de deschidere este depășită, curentul crește rapid la o variație mică a tensiunii așa cum se poate observa în caracteristica diodei. Chiar și în cazul în care valoare tensiunii este relativ mică 1V, curentul poate depăși valoarea maximă și poate determina distrugerea diodei. Deoarece în polarizare directă dioda nu poate limita curentul, este necesară folosirea unui rezistor la circuitele la care tensiunea poate fi mai mare de 1V, conectat în serie cu dioda pentru a limita curentul prin aceasta.

Dioda este o componentă de circuit neliniară. Circuitul de bază al diodei este format dintr-o sursă de tensiune continuă E, un rezistor R și dioda D. Pentru a putea afla tensiunea diodei V_A și curentul I_A trebuie analizat circuitul.

Din teoremele lui Kirchhoff rezultă:

$$E = RI_A + V_A$$



Legea diodei în funcție de curent și tensiune este dată de relația:

$$I_A = f(U_A) \quad (1)$$

În final vom obține un sistem cu două ecuații:

$$\begin{cases} E = RI_A + V_A \\ I_A = f(V_A) \end{cases} \quad (2)$$

Prima ecuație din sistem este liniară, iar ecuația a doua conține un termen exponențial. Înlocuind ecuația (2) în ecuația (1) vom avea doar o singură variabilă necunoscută și anume V_A , însă noua ecuație este una transcendentă. Această ecuație nu poate fi rezolvată în mod direct cu mâna.

Pentru a găsi o soluție la această ecuație poate fi folosită tehnica iterației (încercare și eroare). Procesul de iterație reprezintă procesul de calculare a unui rezultat dorit prin utilizarea unor mijloace de calcul repetitiv. Astfel vom începe de la valoare inițială $V_A=0$ și folosind ecuația 2 vom obține o primă valoare pentru I_A . Folosind această valoare în prima ecuație vom găsi o nouă valoare pentru V_A , și astfel vom putea începe o nouă iterație. Procesul de iterație este foarte repede convergent. Astfel rezultatul poate fi obținut după 2, 3 iterații cu o precizie destul de ridicată.

Exemplu:

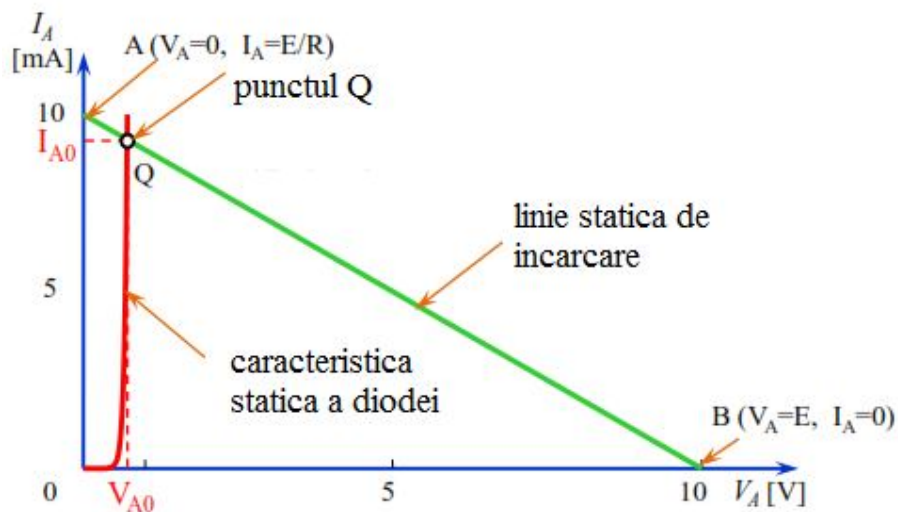
$$E=10V$$

$$R=1k\Omega$$

$$I_A = 2 \cdot 10^9 e^{\frac{V_A}{0.045}}$$

				<i>error</i>
I	$V_A = 0V$	\rightarrow eq.1	$I_A = 10mA$	7,5%
II	eq.2 $V_A = 0,69412V$	\rightarrow eq.1	$I_A = 9,30588mA$	0,035%
III	eq.2 $V_A = 0,69088V$	\rightarrow eq.1	$I_A = 9,30911mA$	0,00017%

O altă metodă de rezolvare a problemei poate fi utilizarea analizei grafice.această metodă presupune reprezentarea simultană a două ecuații și identificarea punctului de intersecție a acestora. Acest punct $Q(V_A, I_A)$ este numit punct de operare, punct static sau punct Q, iar rezultatul este dat de către coordonatele sale.



În cazul termenul de linie de încărcare este folosit des. Acesta permite analiza multor circuite inclusiv a unor dispozitive mult mai complexe decât dioda.

Pentru determinarea punctului de operare al diodei avem nevoie de două puncte:

- primul punct - graficul primei ecuații (teoreme lui Kirchhoff) = dreapta de sarcina
- al doilea punct - graficul ecuației 2 (caracteristica diodei).

Dreapta de sarcina poate fi ilustrată folosind punctele A și B ce se află undeva pe axa x și y.

Deoarece ecuația curentului prin diodă este nelineară, analiza circuitelor ce conțin diode este destul de dificilă. Folosind modele linearizate pe porțiuni pentru dioda, rezultatele se pot obține mai ușor. Regiunile particulare a caracteristii curent tensiune a diodei sunt împărțite în segmente liniare și conceptul diodei cu prag este folosit în acest model particular. Dacă includem și rezistența inversă în caracteristica diodei, atunci putem obține și caracteristica continuă.

Acest model se folosește atunci când vrem să obținem un model mai precis decât modelul diodei ideale fără a se mai apela la ecuațiile neliniare sau la metoda grafică.

Modelul linearizat pe porțiuni al diodei se obține urmând următorii pași:

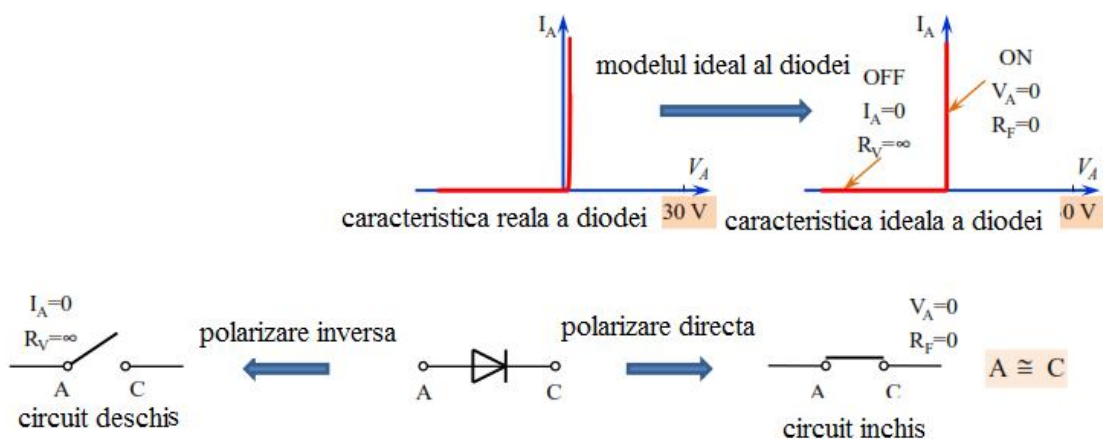
- aproximarea caracteristicii I-V a diodei cu ajutorul unor segmente liniare drepte;
- modelarea fiecărei secțiuni cu ajutorul unei rezistențe înseriată cu o sursă constantă de tensiune.

1. Modelul ideal al diodei

Deoarece dioda este o componentă binară, aceasta poate fi considerată un switch. În cazul polarizării directe dioda se comportă asemănător unui circuit închis (starea ON), iar în cazul polarizării inverse aceasta se comportă ca un circuit deschis (starea OFF).

Modelul ideal al diodei se poate folosi în circuitele în care regăsim tensiune de ordinul a zeci de volți.

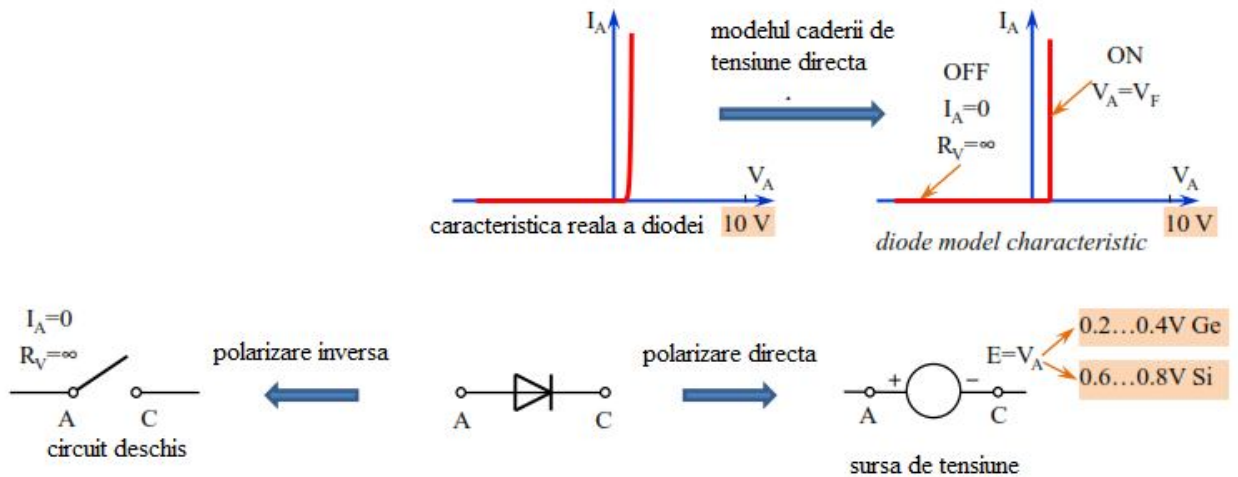
Acest model ideal nu ia în calcul efectul barierei de potențial, rezistența internă sau alți parametri. Dar în multe cazuri aceasta este destul de precisă.



2. Modelul diodei cu prag

În cazul în care tensiune aplicată asupra diodei depășește tensiunea de deschidere V_D , dioda se află în polarizare directă și se poate afirma că aceasta se află în starea ON cu o tensiune directă $V_A = V_F = \text{constant}$. De obicei putem presupune:

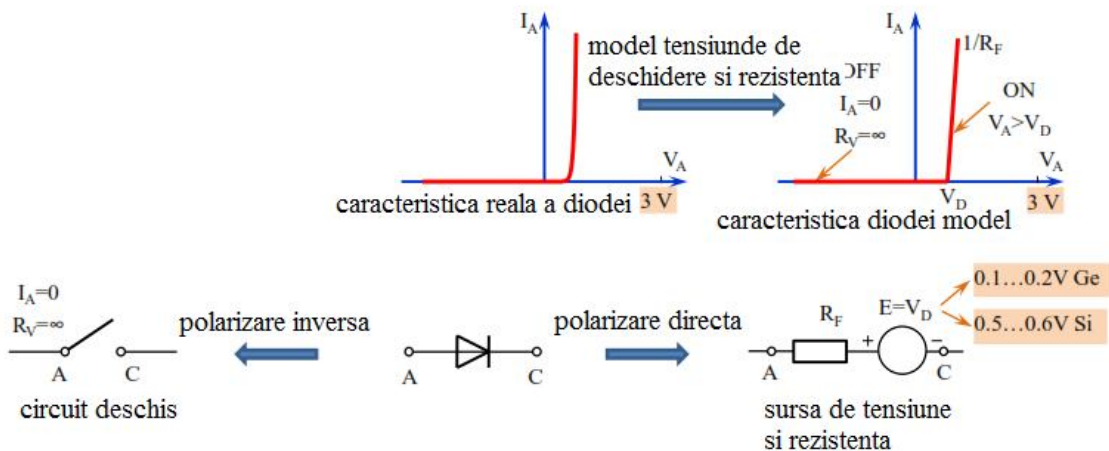
Si: $V_A = 0.6 \dots 0.8V$ Ge: $V_A = 0.2 \dots 0.4V$



3. Modelul diodei cu prag și rezistența internă

Dacă tensiunea aplicată pe diodă depășește tensiunea de deschidere V_D , atunci aceasta se află în polarizare directă, deci în starea ON, având tensiunea directă $V_A > V_D$ și rezistența R_F .

Si: $V_D = 0.5 \dots 0.6V$ Ge: $V_D = 0.1 \dots 0.2V$



Diodele semiconductoare sunt folosite la:

- Redresore la surse de alimentare de curent continuu;
- Switch-uri în circuitele digitale folosite în calculatoare;
- Demodulatoare (detector) de circuite.

- Fotodiodele ADP și PIN sunt folosite în circuitele optice de comunicare;
- Diodele Zener la regulatoarele de tensiune
- Varactor la ajustarea undelor radio și TV
- Diode electroluminiscente (LED)
- Diodele laser la comunicarea optica
- Diodele tunel ca și relaxanți oscilatori la frecvențe de ordinul microundelor.

Diodele redresoare sunt destul de robuste și nu necesită măsuri speciale pentru lipirea acestora.

Diodele de semnal (curenți slabi). Sunt folosite la procesarea de informații (semnale electrice) în circuite, și deci acestea sunt folosite doar pentru a lăsa să treacă curenți de valori mici de până la 100mA. Diodele de semnal, cum ar fi 1N4148 sunt confecționate din silicon și au o cădere directă de tensiune de 0,7V.

Diodele din germaniu, de ex OA90 au o cădere de tensiune de 0,2V și din această cauza sunt folosite la circuitele radio, ca și detectoare ce extrag semnalul audio din unda de semnal radio.

Pentru uz general, caz în care căderea de tensiune este mai puțin important, diodele de siliciu sunt mai bune, deoarece acestea sunt mai rezistente la deteriorarea din cauza căldurii atunci când sunt lipite, acestea au o rezistență mai mică atunci când se află în conducție, și au curenți de scurgere foarte mici atunci când se aplică o tensiune inversă.

1.3 Dioda redresoare

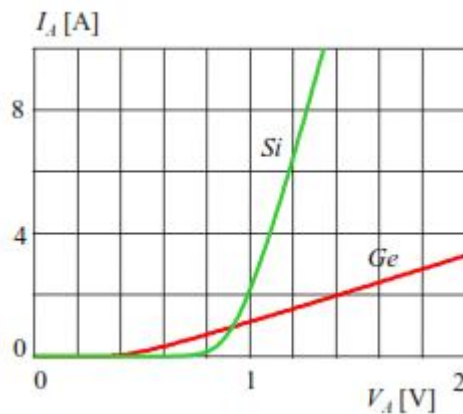
Diodele redresoare sunt diode semiconductoare făcute special pentru a fi folosite în circuitele redresoare care convertesc curentul alternativ în curent continuu. Acestea sunt realizate ca și componente discrete sau ca circuite integrate cum ar fi rețele de diode sau punți redresoare. De obicei acestea sunt realizate din silicium și sunt caracterizate de o suprafață a joncțiunii pn destul de mare.



Diodele redresoare se găsesc în diferite variante constructive având posibilitati de redresare – valoarea varfului de tensiune -, pornind de la câțiva volți și ajungând până la câteva mii de volți.

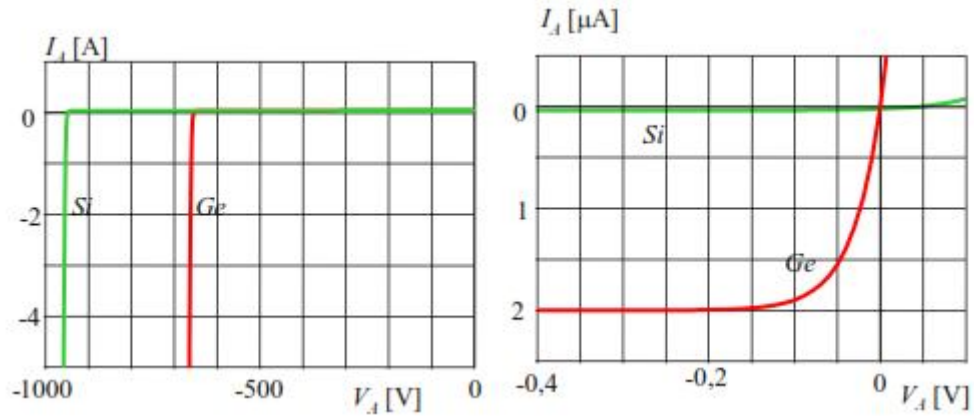
Unele diode redresoare pot conduce curenți de câțiva amperi în direcția înainte, iar câteva dintre acestea pot lucra cu curenți de până la 500A sau chiar mai mari. Diodele redresoare de mare curent necesită radiatoare.

În timp ce diodele redresoare sunt folosite în general la conversia curentului alternativ în curent continuu, însă pot fi folosite și în alte scopuri din electronică.



În cazul echipamentelor de înaltă tensiune, se folosesc două sau mai multe diode redresoare conectate în serie pentru a mări valoarea varfului de tensiune. Un rezistor de valoare

mare este conectat ca un șunt pe fiecare diodă pentru a distribui tensiunea între ele. De asemenea ar trebui conectat un condensator cu o capacitate de $0.01\mu\text{F}$ în paralel cu fiecare diodă pentru a le proteja împotriva șocurilor.

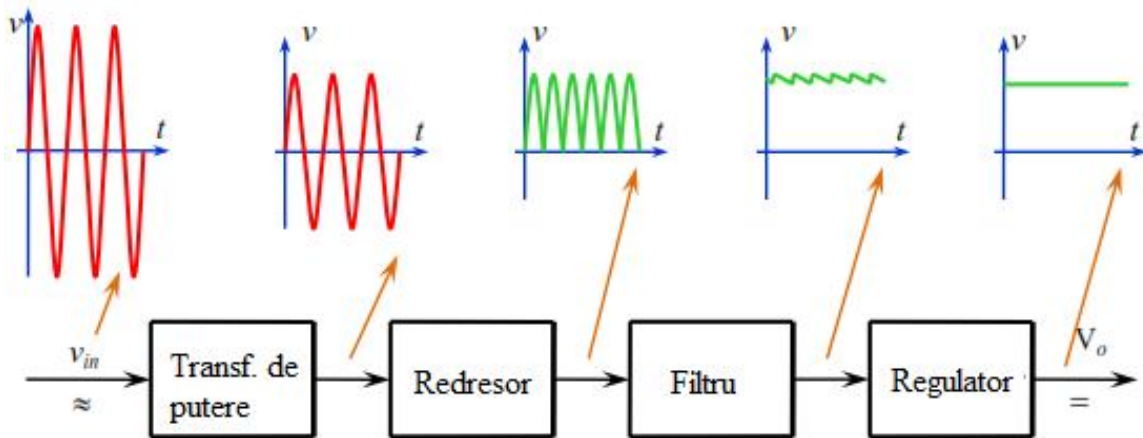


Comparație între diodele de Si și Ge:

- tensiunea de activare (cut-in voltage) este mai mică în cazul Ge decât în cazul Si;
- rezistența este mai mică pentru Si decât pentru Ge;
- vârful tensiunii inverse este mai mare pentru Si;
- curentul invers este mai mic pentru Si.

Părți ale surselor de tensiune continuă

Majoritatea surselor de tensiune au la bază mai multe etape.



Schema bloc a unei surse de curent continuu

Transformator de putere - ridică sau coboară tensiunea în funcție de nevoile circuitului electronic; protejează utilizatorul de șocuri electrice.

Redresor - transformă tensiunea (curentul) alternativă în tensiune (curent) continuă pulsatorie.

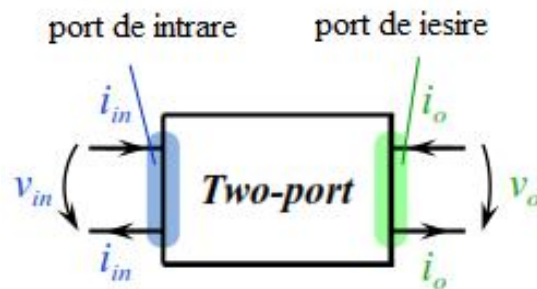
Filtru - minimizează pulsațiile tensiunii continue.

Regulator - asigură o tensiune continuă de ieșire constantă care practic este independentă de tensiunea de intrare, curentul de ieșire și temperatură.

Circuitele reglatoare sunt rețele cu două porturi. La intrare este aplicată o tensiune alternativă, iar la ieșirea acestora vom obține o tensiune continuă.

O rețea cu două porturi (rețea cu patru terminale sau cuadripol) este un circuit electric cu două perechi de terminale pentru a putea fi conectate circuite exterioare. Două terminale formează un port dacă valoarea curentului electric care intră într-un terminal este egală cu valoarea curentului ce iese din celălalt.

Porturile constituie interfațe la care conectorii unei rețele sunt conectați la alte rețele, punctul în care sunt aplicare semnalele sau punctele în care găsim mărimile de ieșire. Într-o rețea cu două porturi, de obicei un port este considerat ca fiind port de intrare, iar celălalt port ca fiind port de ieșire.



1.4 Redresoare de o singură fază

Redresoare de jumătate de undă

Cel mai simplu tip de circuit redresor folosește diode pentru a tăia o bucată din semnalul de alternativ de intrare.

De obicei este folosit un transformator pentru a cupla tensiunea alternativă de intrare de la sursă cu circuitul redresor ce are următoarele avantaje:

- permite tensiunii de la sursă să fie mărită sau micșorată în funcție de necesități;
- sursa de tensiune alternativă este izolată din punct de vedere electric de circuitul de redresare.

La un transformator factorul de transformare este raportul dintre tensiunea de ieșire și tensiunea de intrare:

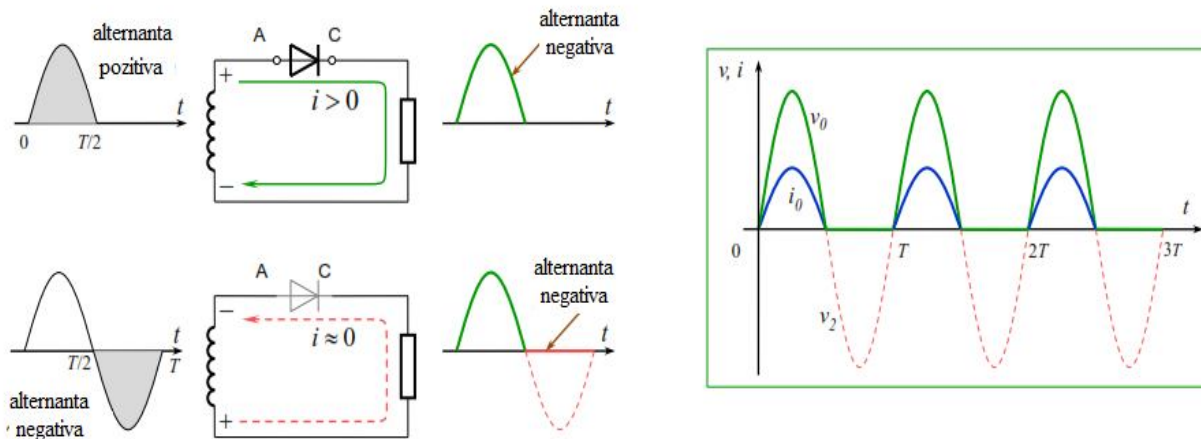
$$\frac{V_2}{V_1} \approx \frac{n_2}{n_1} .$$

Deci putem presupune că tensiunea de intrare a redresorului este:

$$v_2 \approx \sqrt{2}V_2 \sin \omega t$$

Folosind modelul diodei ideale, în timpul alternanțelor pozitive dioda este polarizată direct, deci $A \approx C$ și $v_0 \approx v_2$. În alternanțele negative dioda este polarizată invers și se comportă ca un circuit deschis, deci $v_0 \approx 0$.

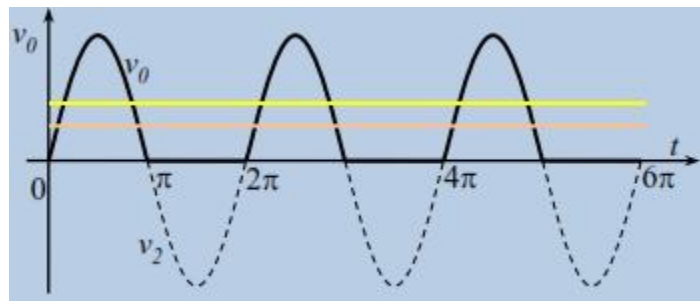
$$v_0 = \begin{cases} v_2, t \in \left[0, \frac{T}{2}\right] \\ 0, t \in \left(\frac{T}{2}, T\right] \end{cases}$$



Pentru a simplifica calculele am realizat următoarea notație:

$$\omega t = \overset{not}{\Theta} \quad t \in [0, T] \rightarrow \Theta \in [0, 2\pi]$$

$$v_0 = \begin{cases} v_2, t \in [0, \pi] \\ 0, t \in (\pi, 2\pi] \end{cases}$$



Valoarea medie a tensiunii de ieşire este:

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_2 d\Theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin \Theta d\Theta = \frac{\sqrt{2}V_2}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin \Theta d\Theta = \frac{\sqrt{2}V_2}{2\pi} [-\cos \Theta]_0^{\pi} = \frac{\sqrt{2}V_2}{\pi}$$

$$V_0 \approx \frac{\sqrt{2}V_2}{\pi}$$

Valoarea efectivă a tensiunii de ieşire este:

$$V_{0ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_2^2 d\Theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} 2V_2^2 \sin^2 \Theta d\Theta} = V_2 \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - \cos 2\Theta) d\Theta} = \frac{\sqrt{2}V_2}{2}$$

$$V_{0ef} \approx \frac{\sqrt{2}V_2}{2}$$

Raportul dintre valoarea efectivă şi valoarea medie (a componentelor continue) la ieşire se numeşte factor de undă (ripple factor) sau factor de formă. Valori mai mici apropiate de 1 indică o tensiune similară tensiunii continue.

$$\gamma = \frac{V_{0ef}}{V_0} = \frac{\frac{\sqrt{2}V_2}{2}}{\frac{\sqrt{2}V_2}{\pi}} = \frac{\pi}{2} \quad \gamma = \frac{\pi}{2} \approx 1.57$$

Raportul dintre tensiune continuă de ieşire şi tensiunea alternativă de ieşire poartă denumirea de eficienţă redresării:

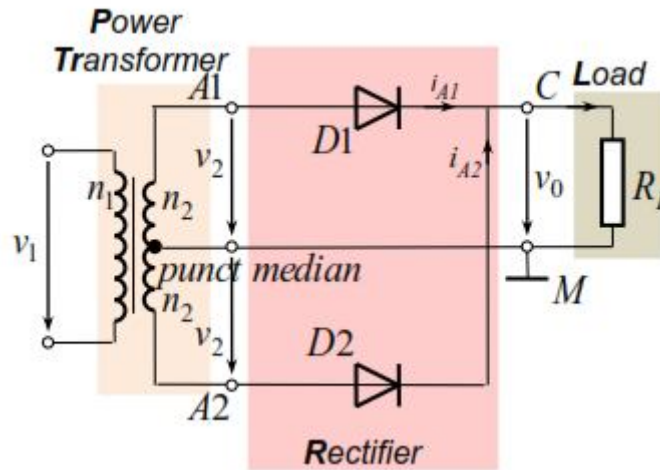
$$\eta = \frac{P_0}{P_t} = \frac{\frac{V_0^2}{R_s}}{\frac{V_{0ef}^2}{R_s}} = \frac{V_0^2}{V_{0ef}^2} = \frac{1}{\gamma^2} \quad \eta = \frac{1}{\gamma^2} \approx 0.405$$

Redresorul de o singură fază este foarte simplu şi ieftin, însă calitatea formei tensiunii de ieşire este scăzută.

Redresoare cu punct median

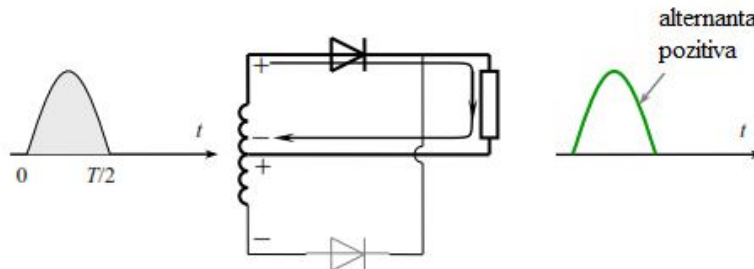
O modalitate mai bună de a transforma a semnalului alternativ în semnal continuu preia avantajele ambelor jumătăți ale semnalului alternativ. Un redresor cu punct median de undă întreagă are principiul de funcționare asemănător unui transformator cu secundarul cu punct median (with a tapped secondary). Cele două secțiuni ale secundarului sunt identice. Priza mediană este conectată la împământare.

Cele două tensiuni pot fi redresate individual tăind orice jumătate a ciclului.



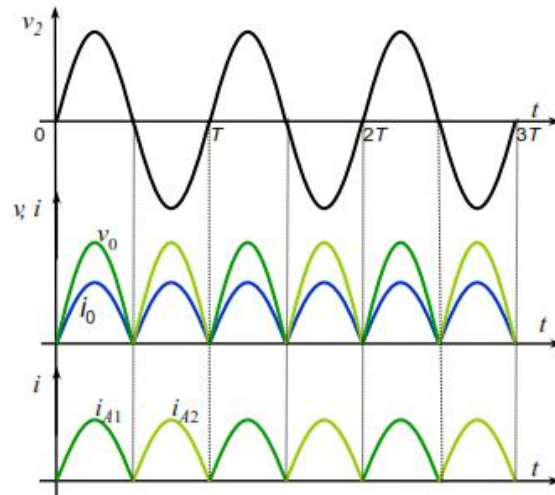
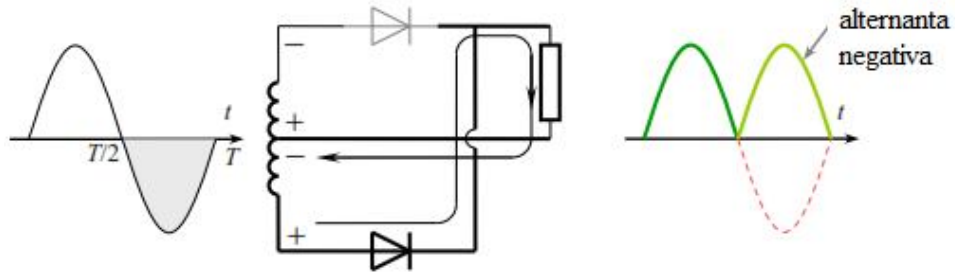
Folosind modelul diodei ideale, în alternanța pozitivă dioda D1 (polarizată direct), iar comportarea este asemănătoare unui circuit închis, iar dacă D2 este polarizată invers ca un circuit deschis. Deci:

$$t \in \left[0, \frac{T}{2} \right] \rightarrow \begin{cases} i_{A1} = i_0 > 0, A1 \approx C \rightarrow u_0 = u_{CM} \approx u_{A1M} = u_2 \\ i_{A2} = 0 \end{cases}$$



În timpul alternanțelor negative, dioda D2 este polarizată direct rezultând o comportare asemănătoare unui circuit închis, și D1 este polarizată invers asemănătoare cu un circuit deschis. Astfel:

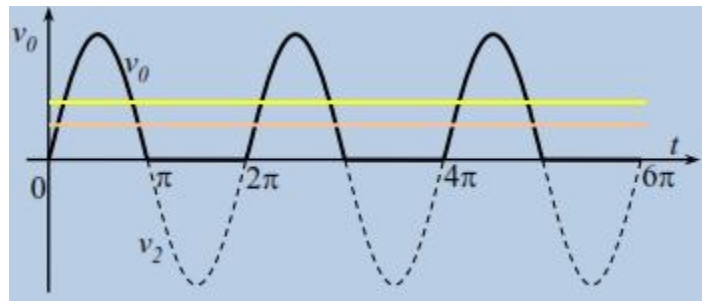
$$t \in \left[0, \frac{T}{2}\right] \rightarrow \begin{cases} i_{A1} = 0 \\ i_{A2} = i_0 > 0, A2 \approx C \rightarrow u_0 = u_{CM} \approx u_{A2M} = -u_2 \end{cases}$$



Pentru simplificarea calculelor vom nota:

$$\omega t = \overset{\text{not}}{\Theta} \quad t \in [0, T] \rightarrow \Theta \in [0, 2\pi]$$

$$v_0 = \begin{cases} v_2, t \in [0, \pi] \\ 0, t \in (\pi, 2\pi] \end{cases}$$



Valoarea medie a tensiunii de ieșire este:

$$V_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_2 d\Theta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}V_2 \sin \Theta d\Theta = \frac{\sqrt{2}V_2}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin \Theta d\Theta = \frac{\sqrt{2}V_2}{2\pi} [-\cos \Theta]_0^{\pi} = \frac{\sqrt{2}V_2}{\pi}$$

$$V_0 \approx \frac{2\sqrt{2}V_2}{\pi}$$

Valoarea efectivă a tensiunii te ieșire este:

$$V_{0ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_2^2 d\Theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 2V_2^2 \sin^2 \Theta d\Theta} = \sqrt{2}V_2 \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - \cos 2\Theta) d\Theta} = V_2$$

$$V_{0ef} \approx V_2$$

Factorul de undă este:

$$\gamma = \frac{V_{0ef}}{V_0} = \frac{V_2}{\frac{2\sqrt{2}V_2}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \quad \gamma = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1.11$$

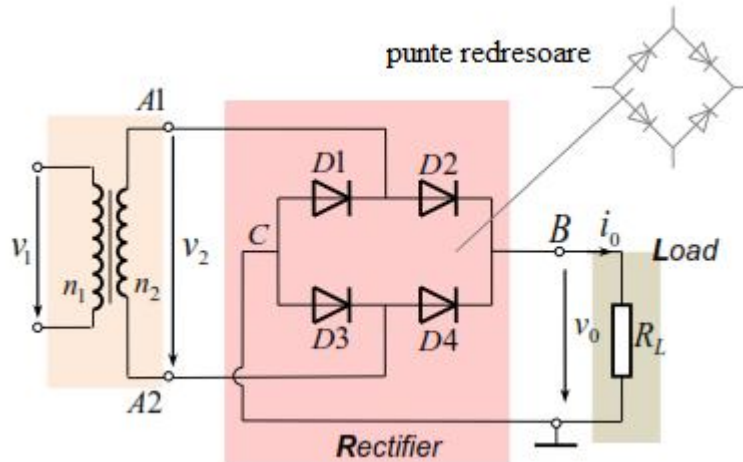
Eficiența redresării este:

$$\eta = \frac{P_0}{P_t} = \frac{\frac{V_0^2}{R_s}}{\frac{V_{0ef}^2}{R_s}} = \frac{V_0^2}{V_{0ef}^2} = \frac{1}{\gamma^2} \quad \eta = \frac{1}{\gamma^2} \approx 0.81$$

Ieșirea unui redresor de undă întregă are o formă mai bună și poate fi filtrată mai ușor. Acest redresor are nevoie de un transformator cu două secundare identice și două diode.

Punte redresoare

O altă metodă de redresare a undei este folosirea unei punți redresoare. Forma de undă obținută la ieșire este asemănătoare aceleia obținute la redresoarele cu punct median. Puntea redresoare folosește un transformator cu un secundar simplu. Această punte face mai eficientă folosirea transformatorului.



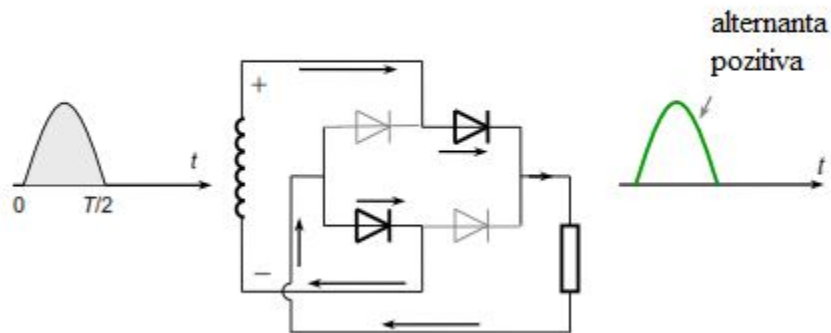
Atunci când pe intrare se află alternanța pozitivă, diodele D2 și D3 sunt polarizate direct și conduc curentul prin R_L în direcția ilustrată. Așadar folosind modelul diodei ideale obținem:

$$t \in \left[0, \frac{T}{2} \right]$$

$$A1 \approx B$$

$$A2 \approx C \rightarrow v_0 = u_{BC} \approx v_{A1A2} = v_2$$

D1, D2 - circuit deschis.



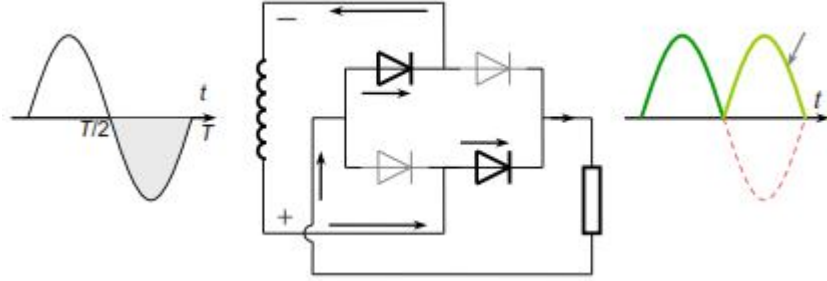
Atunci când pe intrare se află alternanța negativă, D1 și D4 sunt polarizate direct și vor conduce curentul în aceeași direcție prin R_L ca și în cazul alternanței pozitive. Așadar folosind modelul diodei ideale obținem:

$$t \in \left[T, \frac{T}{2} \right]$$

$$A1 \approx C$$

$$A2 \approx B \rightarrow v_0 = v_{BC} \approx v_{A2A1} = -v_2$$

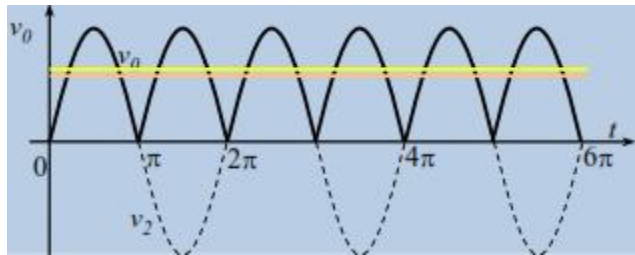
D2 și D3 - circuit deschis.



$$v_0 = \begin{cases} v_2, t \in \left[0, \frac{T}{2} \right] \\ -v_2, t \in \left(\frac{T}{2}, T \right] \end{cases}$$

Forma de undă obținută la ieșire este similară cu cea a redresorului cu punct median.

$$v_0 = \begin{cases} v_2, t \in [0, \pi] \\ -v_2, t \in (\pi, 2\pi] \end{cases}$$



Valoarea medie a tensiunii de ieșire este:

$$V_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_2 d\Theta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}V_2 \sin \Theta d\Theta = \frac{\sqrt{2}V_2}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin \Theta d\Theta = \frac{\sqrt{2}V_2}{2\pi} [-\cos \Theta]_0^{\pi} = \frac{2\sqrt{2}V_2}{\pi}$$

$$V_0 \approx \frac{2\sqrt{2}V_2}{\pi}$$

Valoarea efectivă a tensiunii te ieșire este:

$$V_{0ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_2^2 d\Theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 2V_2^2 \sin^2 \Theta d\Theta} = \sqrt{2}V_2 \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - \cos 2\Theta) d\Theta} = V_2$$

$$V_{0ef} \approx V_2$$

Factorul de undă este:

$$\gamma = \frac{V_{0ef}}{V_0} = \frac{V_2}{\frac{2\sqrt{2}V_2}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \quad \gamma = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1.11$$

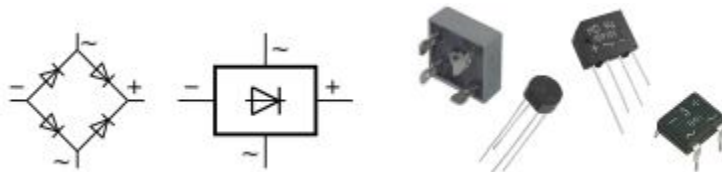
Eficiența redresării este:

$$\eta = \frac{P_0}{P_t} = \frac{\frac{V_0^2}{R_s}}{\frac{V_{0ef}^2}{R_s}} = \frac{V_0^2}{V_{0ef}^2} = \frac{1}{\gamma^2} \quad \eta = \frac{1}{\gamma^2} \approx 0.81$$

Puntea nu are nevoie de un transformator cu secundar cu priză mediană.

Principalul dezavantaj al punții este acela ca are nevoie de patru diode în loc de două, iar cele patru diode disipă mai multă energie și căldură.

Punțile sunt fabricate sub forma unor circuite integrate.



1.5 Filtre redresoare

Ieșirea obținută de la redresoarele simple nu este suficientă pentru a fi folosită ca o sursă de tensiune datorită variației în timp. Acest lucru este îmbunătățit prin introducerea unui filtru între redresor și sarcină. Filtrul are rolul de a elimina armonicile tensiunii alternative sau de a redresa forma de undă și de a păstra componenta continuă. O mărime cantitativă a îmbunătățirii

formeii de undă, atât pentru circuitele cu filtre cât și pentru cele fără, o reprezintă factorul de riplu.

$$F_r = \frac{\Delta v_0}{V_0}$$

O valoare mică a acestuia, de exemplu <0.05 este realizabilă și practică.



Filtru inductor de intrare

Atunci când asupra filtrului de intrare este aplicat un șoc, se obține o reducere a factorului de undă al tensiunii. Șocul are o reactanță de valoare ridicată X_L la frecvența riplului față de rezistența R_L ($X_L \gg R_L$). Cele două impedanțe ale unui divizor de tensiune alternativă are tendința de a reduce semnificativ riplul.

$$v_R = V_R + v_r$$

$$v_0 = V_0 + v_0$$

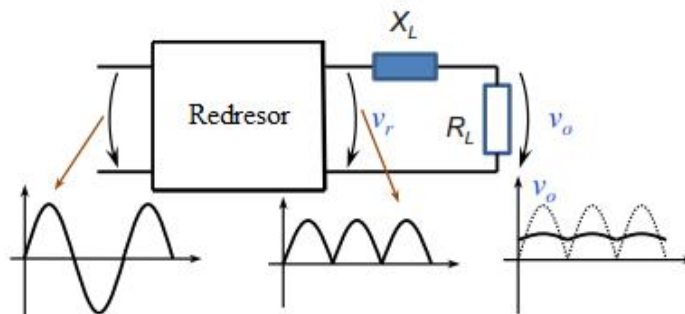
(bun, rău)

În cazul componentei alternative:

$$v_0 \approx \frac{R_L}{X_L + R_L} v_r \approx \frac{R_L}{X_L} v_r \approx 0 \quad \text{rejectat}$$

În cazul componentei continue:

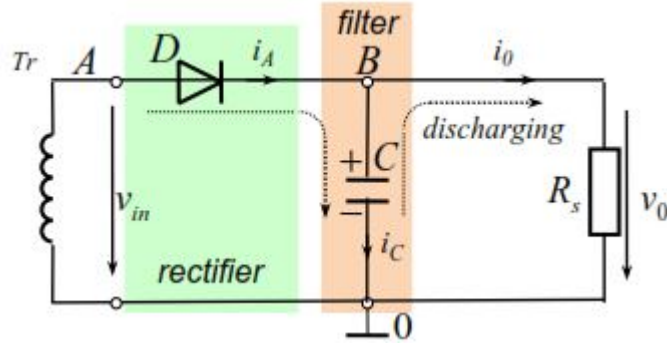
$$V_0 = \frac{R_L}{R_{X_L} + R_L} V_R \approx V_R \quad \text{nemodificat}$$



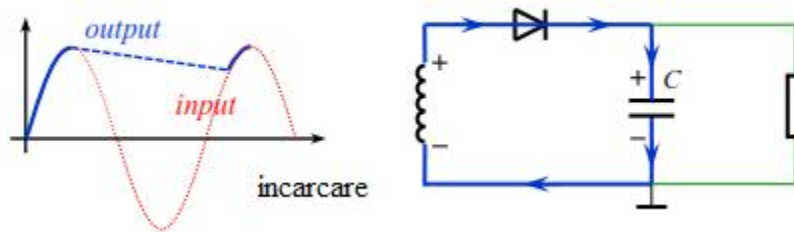
Filtru de intrare cu condensator

Un astfel de filtru constă în conectarea unui condensator C la ieșirea redresorului. Redresarea este influențată de prezența condensatorului.

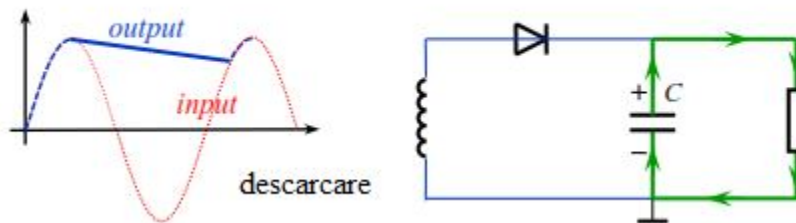
Vom folosi un redresor de jumătate de undă pentru a prezenta principiul de funcționare și pentru a extinde conceptul de undă întreagă.



În timpul alternanței pozitive în primul sfert de ciclu al intrării, dioda se află în polarizare directă și permite condensatorului să se încarce până în momentul în care peak-ul de pe diodă scade. Când intrarea începe să scadă sub valoarea peak-ului, condensatorul este încărcat, iar dioda începe să fie polarizată invers.



Pe cealaltă parte a ciclului, condensatorul se poate descărca doar prin rezistența de sarcină cu o viteză determinată de constanta de timp $R_L C$. Cu cât este mai mare constanta de timp, cu atât condensatorul se va descărca mai greu. La sfârșitul primului sfert al ciclului următor, diodă este din nou polarizată direct atunci când tensiunea depășește starea de încărcare a condensatorului.

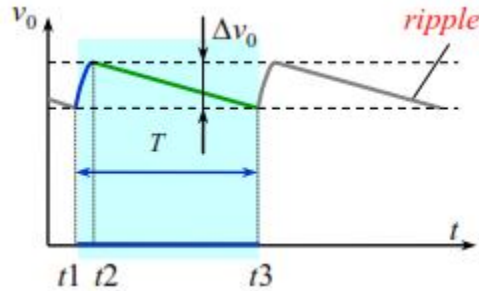


Calculul riplului (factorului de undă)

Vom considera că riplul are o valoarea mică și așadar:

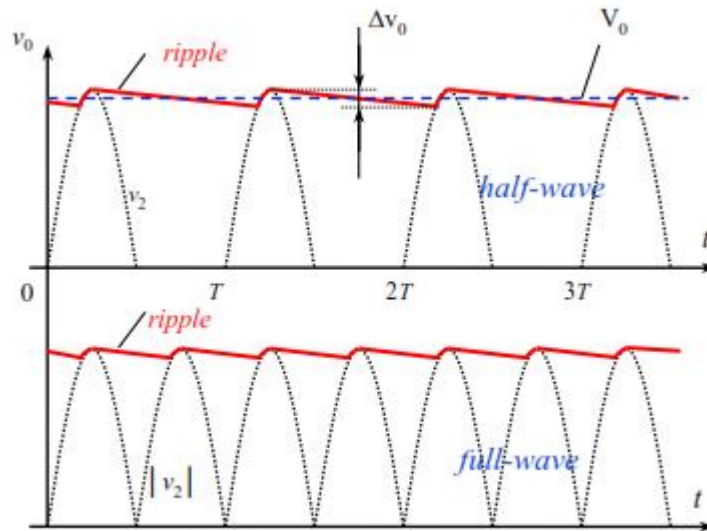
$$V_0 \approx \sqrt{2}V_2$$

$$i_0 \approx I_0 = \text{constant}$$



Evaluarea riplului se va face analizând un ciclu complet (t1, t3). În timpul (t1, t2) condensatorul se încarcă și se va descărca pe perioada (t2, t3). Este clar că (t2, t3) ≫ (t1, t2) deci:

$$t_3 - t_2 \approx t_3 - t_1 = T$$



Forma de unda a tensiunii de iesire

Pe durata (t2, t3) atunci când condensatorul se descarcă variația tensiunii de ieșire este:

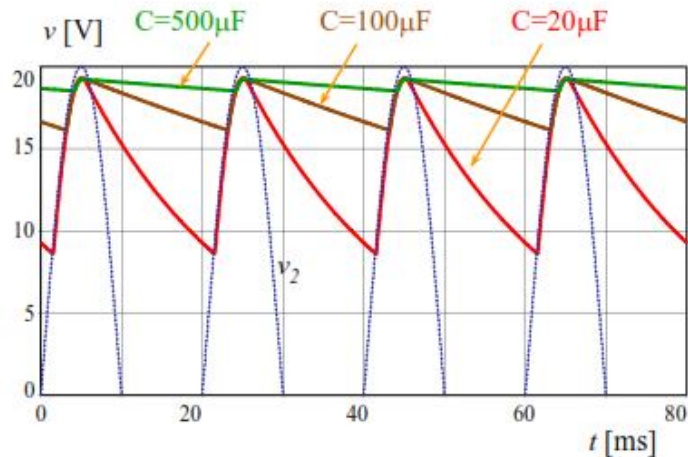
$$\Delta v_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{i_0(t_3 - t_2)}{C} \approx \frac{I_0 T}{C} = \frac{V_0 T}{R_L C}$$

$$\frac{\Delta v_0}{V_0} = \frac{T}{R_L C} \quad \text{formula formei de undă}$$

În majoritatea aplicațiilor de alimentare este folosită o frecvență standard de 50Hz. În cazul redresoarelor de jumătate de undă $T=20\text{ms}$, iar pentru cele de undă întreagă $T=10\text{ms}$.

Frecvența de ieșire a unui redresor de undă întreagă este de două ori mai mare decât a unui redresor de jumătate de undă. Acest lucru se datorează condensatorului care se descarcă mai lent în timpul intervalelor scurte dintre pulsuri.

Riplul scade atunci când constanta de timp $R_L C$ crește.



influența condensatorului asupra ripplului

1.6 Dioda Zener

Dioda Zener este folosită pentru reglarea tensiunii și este importantă, ca și dioda redresoare, în multe aplicații de alimentare.

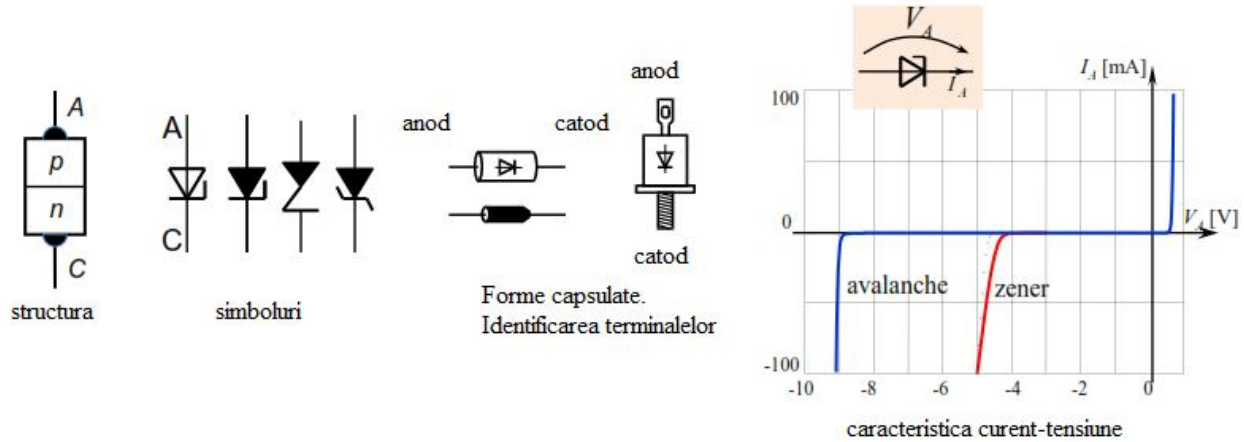
Caracteristicile de conducție directă a diodei Zener sunt asemănătoare cu cele ale diodei redresoare. Cu toate acestea aceasta este folosită de obicei în polarizare inversă, iar în acest caz caracteristicile sunt total diferite. Majoritatea diodelor au tensiunea de avalanșă mai mare decât maximul polarizării inverse.

Diodele Zener sunt realizate pentru a avea o tensiune de avalanșă constantă și bine definită.

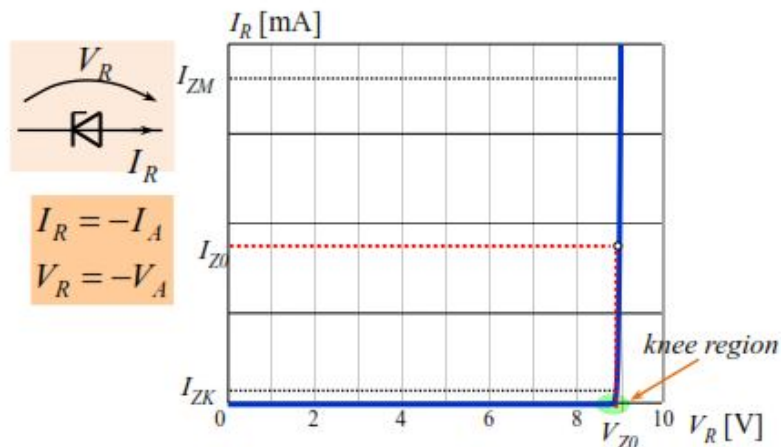
Străpungerea. Valoarea tensiunii de străpungere depinde de modul de fabricație al diodei. Există două tipuri de străpungere inversă la aceste tipuri de diode: una este străpungerea prin avalanșă - care apare de asemenea în cazul diodelor redresoare la valori destul de mari ale tensiunilor inverse; cealaltă este străpungerea Zener - care apare în dioda Zener la tensiuni inverse mici. O dioda Zener este foarte dopată pentru a reduce tensiunea de străpungere.

Diodele Zener care au tensiuni de străpungere mai mici de 5V funcționează predominant în zona de străpungere Zener. Cele cu tensiunea de străpungere mai mare de 5V funcționează

predominant în străpungere prin avalanșă. Cu toate acestea ambele tipuri poartă numele de diode Zener. De obicei tensiunea de străpungere are o valoare cuprinsă între 1.8V și 200V.



Diodele Zener sunt folosite în special în regiunea de polarizare inversă. De aceea preferăm să schimbăm direcția pozitivă a curentului și tensiunii și să lucrăm cu valori pozitive.

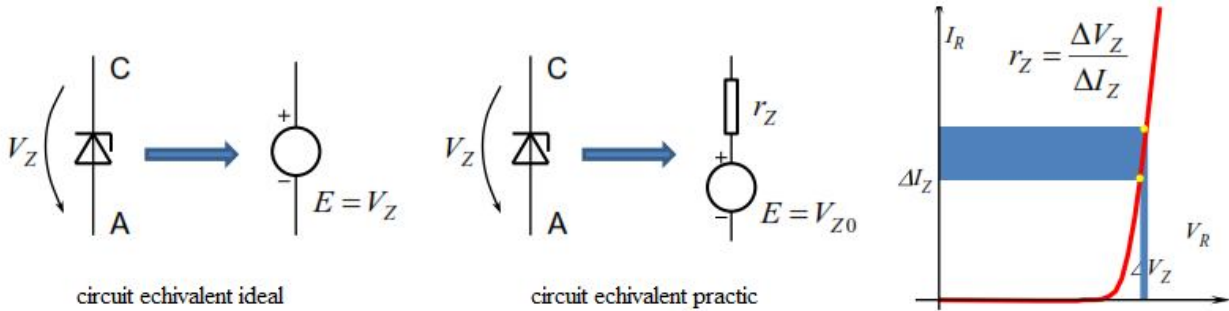


Dacă mărim tensiunea inversă curentul invers rămâne la o valoare foarte mică în jurul punctului de inflexiune a curbei. În acest punct începe să apară străpungerea. Rezistența Zener r_z începe să scadă, iar curentul începe să crească repede. Peste punctului de inflexiune tensiunea de străpungere rămâne aproximativ constantă.

Elementul cheie al diodei Zener îl reprezintă capacitatea de reglare. Aceasta menține o tensiune constantă la terminale la anumite valori specifice ale curentului invers. O valoare minimă a curentului invers I_{ZK} trebuie să fie menținută pentru a putea menține regrajul diodei. De asemenea există un curent maxim I_{ZM} peste a cărui valoare dioda poate fi distrusă.

Capacitatea de reglare este elementul cheie al diodei Zener. Aceasta menține constantă tensiunea la terminale pentru valori alre curentului invers de la I_{ZK} la I_{ZM} .

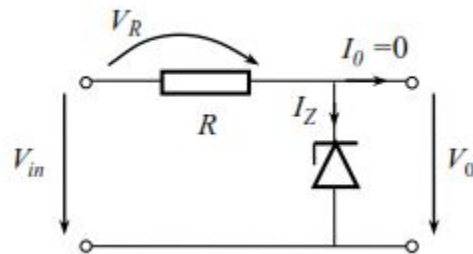
Circuite echivalente.



Diodele Zener sunt realizate având tensiuni zener cu valori de la câțiva volți și până la sute de volți. Aceaste tensiuni Zener se modifică ușor cu temperatura, și cu valoarea rezistorilor din carbon-compozit. Această modificare poate fi de la 5% până la 10% față de specificațiile producătorului. Cu toate acestea stabilitatea și precizia este de obicei destul de bună pentru ca diodele Zener să poată fi utilizate ca elemente de reglare a tensiunii în circuitele de alimentare.

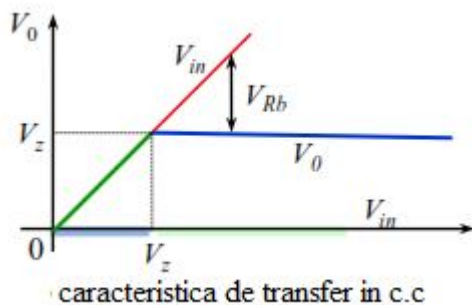
Circuite de bază.

Deoarece atunci când o diodă funcționează în străpungere nu își poate limita curentul, este necesară introducerea în circuit a unei rezistențe conectate în serie cu dioda Zener pentru limitarea curentului.



Orientarea diodei Zener este în polarizare inversă. Dacă vrem să exploatăm proprietățile diodei aflate în străpungere inversă, atunci trebuie să operăm în modul de polarizare inversă.

În polarizarea inversă dioda Zener nu conduce decât în momentul în care tensiunea aplicată depășește valoarea așa zisei tensiuni Zener, punct în care dioda este capabilă să conducă. Atât timp cât tensiunea de intrare este mai mare decât tensiunea Zener, căderea de tensiune pe diodă va rămâne la aceeași valoare.



În polarizare inversă dioda Zener se comportă ca un circuit deschis.

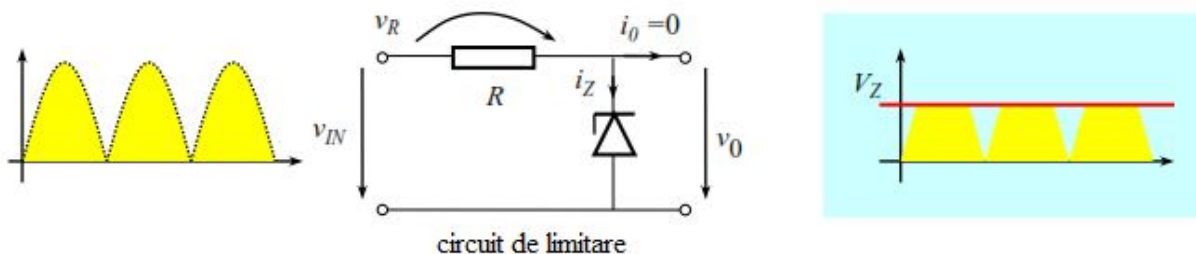
$$V_{IN} \in [0, V_Z] \rightarrow \begin{cases} I_Z = 0 \\ V_R = 0 \\ V_0 = V_{IN} \end{cases}$$

Dacă dioda Zener se află în străpungere, aceasta va lucra ca o sursă de curent continuu.

$$V_{IN} \geq V_Z \rightarrow \begin{cases} I_Z > 0 \\ V_R > 0 \\ V_0 = V_Z \end{cases}$$

Circuit de limitare.

Circuitele de limitare cu diode sunt folosite pentru a modela sau modifica forma de undă alternativă de la intrare (sau orice altă sinusoidă) produc o formă de undă de ieșire diferită ce depinde de tipul de circuit utilizat. Circuitele de limitare cu diode mai sunt numite și limitatoare datorită deoarece acestea limitează partea pozitivă sau negativă a semnalelor alternative de intrare. Acestea sunt adesea folosite la circuitele de protecție sau la circuitele de modelare a formei de undă.

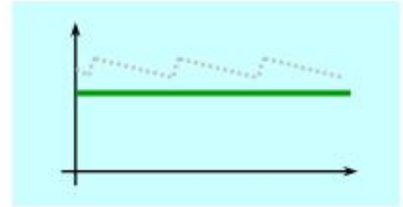
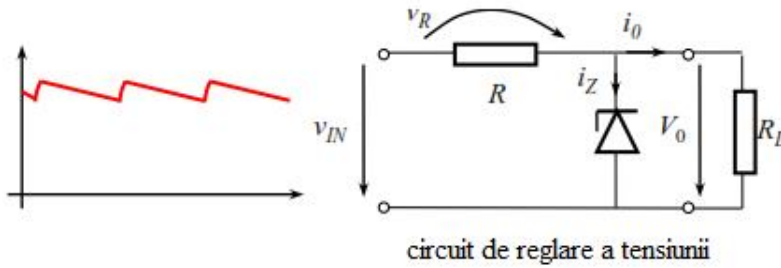


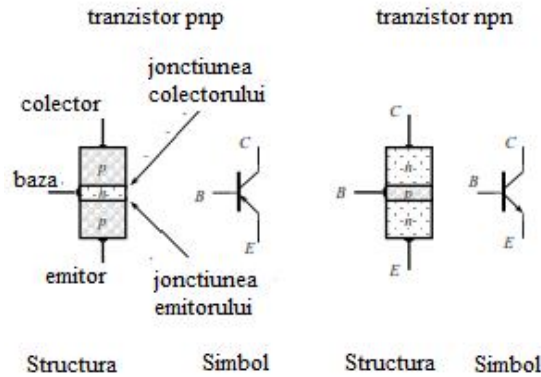
Circuite de reglare a tensiunii.

Tensiunea inversă constantă a unei diode Zener face din acestea o componentă importantă folosită la reglarea tensiunii de ieșire împotriva variațiilor a tensiunii de intrare provenite de la o sursă de tensiune neregulată.

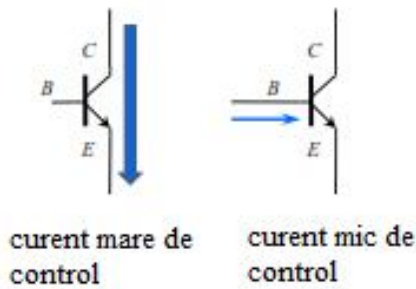
Principiile reglării tensiunii sunt:

- folosirea unei surse de tensiune neregulate;
- dioda Zener menține tensiunea constantă în funcție de curent;
- restul de tensiune neregulată scade la bornele rezistorului, inclusiv partea de riplu.

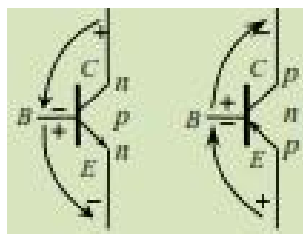




Tranzistorul bipolar șucrează ca un regulator de curent. Cu alte cuvinte acesta restricționează curentul ce trece prin acesta, în funcție de un curent de valoare mai mică care controlează tranzistorul. Principalul curent care este controlat, trece din colector în emitor sau din emitor în colector în funcție de tipul tranzistorului (pnp sau npn). Curentul de valoare mică ce controlează curentul principal trece din bază în emitor sau din emitor în bază. Conform simbolurilor standard, săgeată indică tot timpul direcția de trecere a curentului.



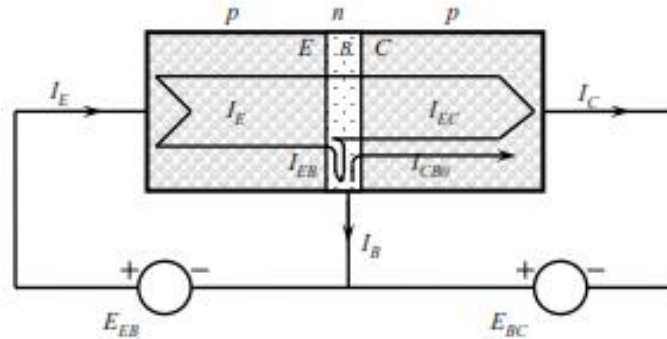
Denumirea de bipolar a acestor tranzistori provine de la faptul că în interiorul tranzistorului curgerea electronilor poate fi făcută în două moduri în funcție de materialul semiconductor: p și n în timp ce curentul principal trece din emitor în colector sau viceversa. Cu alte cuvinte, limitarea curentului principal prin tranzistr se realizează de către două tipuri de purtători de sarcină – electroni și goluri.



Pentru o bună funcționare ca amplificator, cele două jonctiuni ale tranzistorului pn, trebuie să fie polarizate în mod corespunzător:

- Joncțiunea emitor-colector este polarizată direct;
- Joncțiunea bază-colector trebuie să fie polarizată invers.

În continuare vom folosi tranzistorul pnp ilustrat ca model. Funcționarea tranzistorului pnp este aceeași cu funcționarea celui npn singura diferență fiind rolul golurilor și electronilor, tensiunea de polarizare și direcția curentului care este inversată.



În emitorul de tip p purtătorii predominanți sunt golurile care difuzează cu ușurință prin joncțiunea E-B în regiunea bazei de tip n, la fel ca și în cazul polarizării directe a diodei.

În cazul tranzistorului: $I_E = I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{EB}}{V_T}}$, $n \approx 1$.

Această regiune este foarte puțin dopată, foarte subțire astfel încât să aibe un număr limitat de electroni. Asadar, doar un mic procent din numărul de goluri vor trece prin regiunea B-E pentru a se combina cu electronii disponibili.

Acest număr relativ mic de goluri care trec din bază pentru a se recombina, formează un curent mic de bază I_{EB} .

Majoritatea golurilor ce trec din emitor în bază difuzează în stratul de golire C-B. Odată ajunși aici, aceștia sunt atrași din joncțiunea C-B de către câmpul stratului de golire. Așadar golurile se mișcă prin regiunea colectorului. Acestea dau naștere curentului de colector I_C . Cantitatea curentului de colector depinde în mod direct de curentul emitorului și este independent de tensiunea continuă a colectorului.

Dacă joncțiunea CB se află în polarizare inversă, atunci un curent contrar I_{CB0} , numit curent rezidual de colector va trece prin joncțiunea CB.

Raportul dintre curentul de colector I_{EC} și curentul de emitor se numește α_{DC} .

$$\alpha_{DC} \stackrel{not}{=} \frac{I_{EC}}{I_E}$$

Valorile uzuale a lui α sunt: 0.95.....0.998.

Raportul dintre curentul de colector I_{EC} și curentul de bază I_{EB} reprezintă câștigul de curent al tranzistorului β_{DC} .

Valorile tipice pentru β sunt cuprinse între 20 și 500.

În bazele de date ale tranzistoarelor, câștigul se notează cu h_{FE} .

$$\beta_{DC} = \frac{I_{EC}}{I_{EB}}; \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Curentul rezidual de colector I_{CB0} este un curent de sens contrar ce are valori f mici: nA pentru Si și μA petru Ge. În cazul SI putem neglija acest curent, iar in cazul Ge în majoritatea cazurilor.

Pentru a afla valoarea curenților la terminale, se sumează componentele curenților de bază și de colector.

$$I_C = I_{EC} + I_{CB0}$$

$$I_B = I_{EB} - I_{CB0} = \frac{I_{EC}}{\beta} - I_{CB0} = \frac{I_C - I_{CB0}}{\beta} - I_{CB0}$$

Corentul de colector poate fi exprimat astfel:

$$1. \quad I_C = \alpha I_E + I_{CB0} \quad I_C \approx \alpha I_E \quad I_C \approx I_E$$

$$2. \quad I_C = \alpha I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{EB}}{V_T}} + I_{CB0} \quad I_C = \alpha I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{EB}}{V_T}}$$

$$3. \quad I_C = \beta I_B (\beta + 1) + I_{CB0} \quad I_C |_{I_B=0} = (\beta + 1) I_{CB0} = I_{CE0}$$

$$4. \quad I_C = \beta I_B + I_{CE0} \quad I_C \approx \beta I_B$$

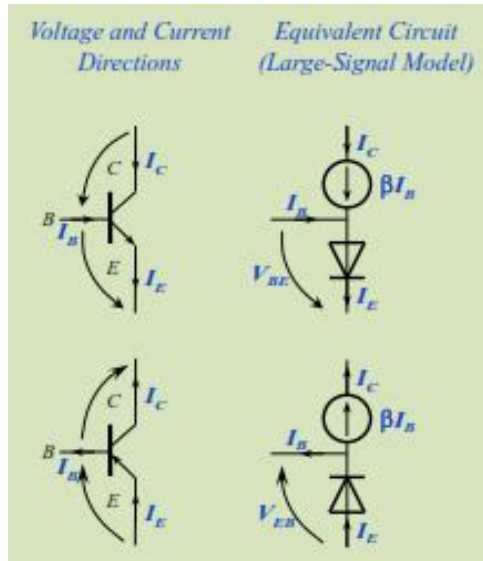
Curentul de colector I_C este un curent independent de tensiunea de colector.

Curentul de colector este controlat de:

Ec.1 – curentul de emitor I_E

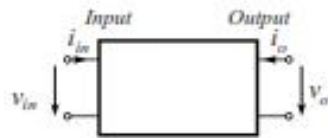
Ec.2 – Tensiunea de joncțiune V_{EB}

Ec.4 – curentul de bază I_B .



2.2 Moduri de conectare. Caracteristica curent – tensiune

De obicei tranzistorul bipolar funcționează ca o rețea cu două porturi (o rețea cu patru porturi sau un cuadripol). Având doar trei terminale, înseamnă că un terminal este folosit în mod comun ca port de intrare și ca port de ieșire.

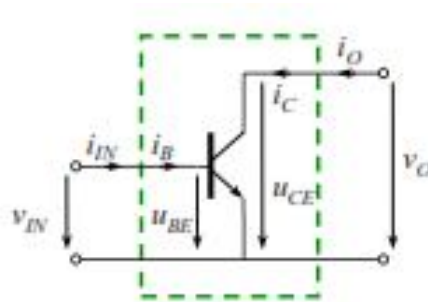


Conexiunea emitor comun (EC) – reprezintă un tranzistor în care emitorul este punctul comun pentru intrare și ieșire.

$$A_v \gg 1$$

$$A_i \gg 1$$

$$A_p \gg 1$$

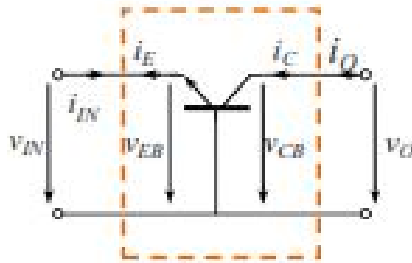


Conexiunea bază comună (BC) – este un tranzistor cu două porți la care baza este comună cu intrarea și ieșirea. Această conexiune este folosită datorită amplificării sale mari în tensiune.

$$A_v \gg 1$$

$$A_i \approx 1$$

$$A_p \gg 1$$

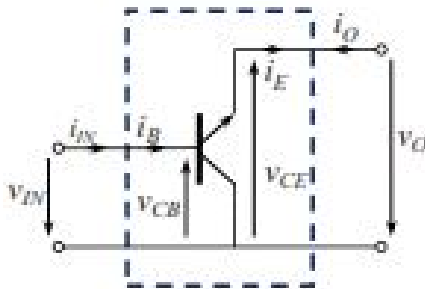


Conexiunea colector comun (CC) – este un tranzistor cu două porturi în care colectorul este comun cu intrarea și ieșirea. Această conexiune este folosită datorită amplificării sale mari în curent.

$$A_v \approx 1$$

$$A_i \gg 1$$

$$A_p \gg 1$$

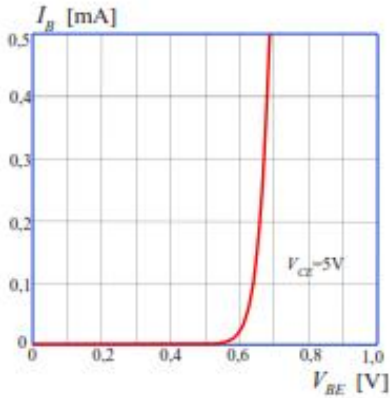


Caracteristicile conexiunii EC

Variabilele independente pe portul de intrare sunt curentul de bază I_B și tensiunea emitor-bază V_{EB} , iar cele pentru portul de ieșire sunt curentul de colector I_C și tensiunea emitor-colector V_{EC} .

Analiza circuitului, inclusiv BJT se bazează de obicei pe caracteristicile conexiunii EC.

1. Caracteristica de intrare – care relatează variabilele de intrare $I_B = f(V_{BE})$

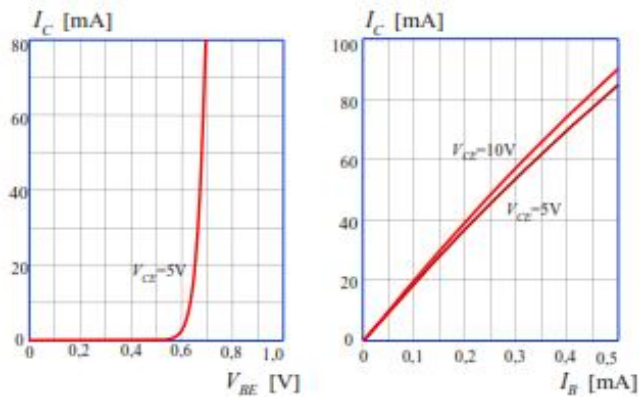


$$I_B = f(V_{BE})|_{V_{CE}=\text{constant}}$$

$$V_{EB} = \begin{cases} 0.5 \dots 0.7 \text{ Si} \\ 0.2 \dots 0.3 \text{ Ge} \end{cases}$$

2. Caracteristica de transfer – care relatează variabilele de ieșire I_C și V_{CE} în funcție de variabilele de intrare V_{EB} și I_S .

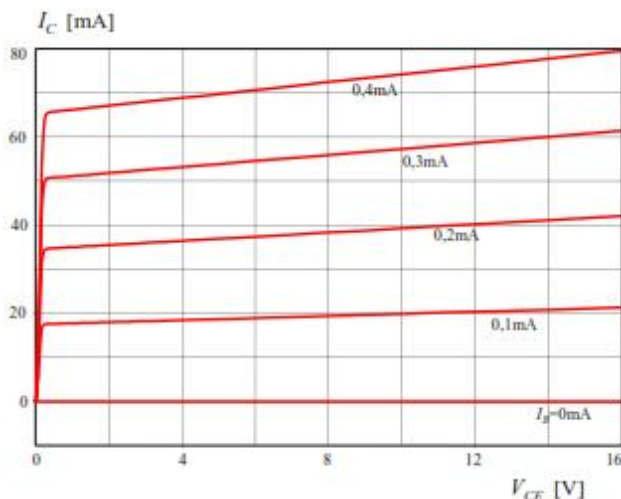
3.



$$I_C = f(V_{BE})|_{V_{CE}=\text{constant}}$$

$$I_C = f(I_B)|_{V_{CE}=\text{constant}}$$

4. Caracteristica de ieșire sau de colector – relatează relațiile funcționale dintre variabilele de ieșire I_C și V_{CE} pentru un curent de bază I_B constant.



$$I_C = f(V_{CE})|_{I_B = \text{constant}}$$

Pentru valori diferite ale lui I_B se obțin diferite curbe de ieșire. Aceste curbe de emitor comun I_C - V_{CE} sunt folositoare în alegerea punctului optim de funcționare al tranzistorului folosit ca amplificator.

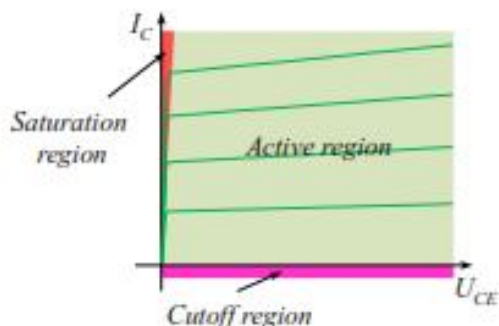
Un tranzistor folosit ca amplificator trebuie să funcționeze în regiunea activă unde schimbările curentului de colector (ieșire) sunt proporționale cu schimbările curentului de bază (intrare). Această regiune lineară este ideală pentru amplificare, deoarece permite ca forma de undă obținută la ieșire să fie o copie fidelă mărită a formei de undă de la intrare.

Regiunea activă sau lineară din graficul I_C - V_{CE} este o porțiune plată pe partea dreaptă. De remarcat este faptul că schimbările în curentul de colector I_C sunt sensibile la schimbările curentului de bază I_B din această regiune.

De asemenea se poate observa că pe porțiunea dreaptă a graficului, curentul de colector nu se schimbă foarte mult odată cu modificarea tensiunii colector-emitor V_{CE} pentru orice valoare a curentului de bază I_B .

Curba graficului în regiunea de operare reprezintă inversul rezistenței de ieșire a tranzistorului.

Caracteristicile regiunii de ieșire



Regiunea de tăiere (cutoff region)

- joncțiunea bază emitor este polarizată invers
- joncțiunea bază colector este polarizată invers.

$$I_B=0, V_{CE}>0$$
$$I_C \approx 0$$

Regiunea activă

- joncțiunea bază-emitor este polarizată direct;
- joncțiunea bază-colector este polarizată invers.

$$I_B > 0, V_{CE} > V_{CEsat} \approx 0.2V$$
$$I_C = \beta I_B \text{ este independent de } V_{CE}.$$

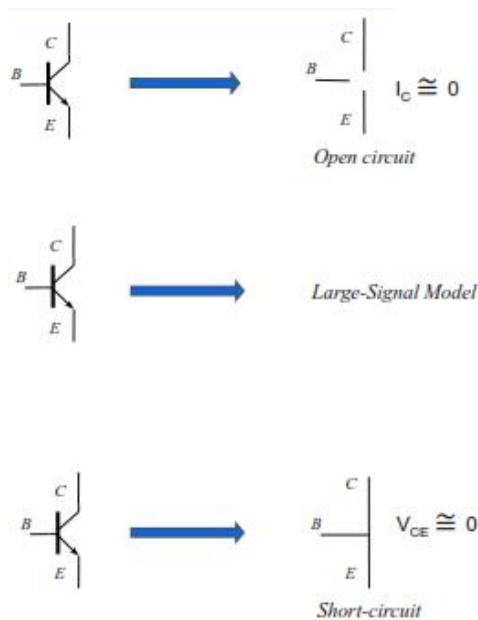
Amplificarea este fenomenul de creștere liniară a amplitudinii a unui semnal electric și este una dintre principalele proprietăți a unui tranzistor ce lucrează în regiunea activă.

Regiunea de saturație

- joncțiunea bază-emitor este polarizată direct;
- joncțiunea bază colector este polarizată invers.

$$I_B > 0, I_C > 0$$
$$V_{CE} < V_{CEsat} \approx 0.2V$$

A doua aplicație a unui tranzistor este de întrerupător. El lucrează astfel în mod blocat sau saturat.



2.3 Polarizarea tranzistorului bipolar

Un tranzistor bipolar trebuie să fie polarizat în curent continuu pentru a funcționa ca amplificator. Punctul de operare trebuie să fie fixat în așa fel încât variațiile semnalului de la intrare să fie amplificate și reproduse în mod fidel la terminalul de ieșire. Polarizarea poate crea distorsiuni la semnalul de ieșire.

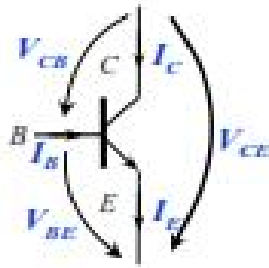
Atunci când polarizăm un tranzistor, de fapt stabilim anumite condiții ale curentului și tensiunii. Acest lucru înseamnă că un anumit punct de operare are condiții specifice definite. Polarizarea tranzistorului este caracterizată de trei tensiuni și trei curenți: V_{CB} , V_{BE} , V_{CE} , I_C , I_E , I_B .

Relația de legătură dintre tensiuni este:

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}, V_{BE} \approx 0.5 \dots 0.6V$$

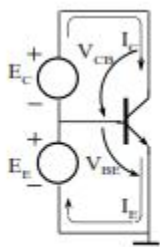
Relația de legătură dintre curenți este:

$$I_E = I_C + I_B, I_C \approx \beta I_B$$

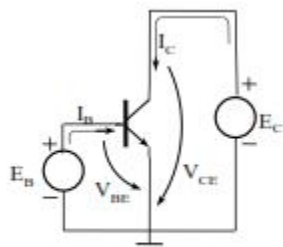


Așadar din cele 6 valori distincte, doar două dintre acestea sunt independente. Astfel putem caracteriza polarizarea în curent continuu folosind o singură tensiune și un singur curent. De obicei cele două valori sunt curentul de ieșire I_C și tensiunea V_{CE} .

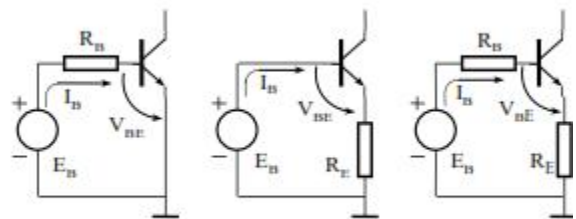
Trecerea de la teorie la circuite practice.



o sursa de tensiune pentru fiecare jonctiune

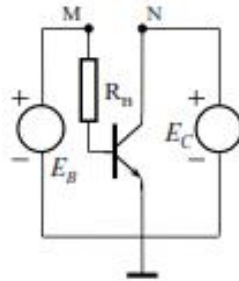


doua surse de tensiune avand impamantarea comuna

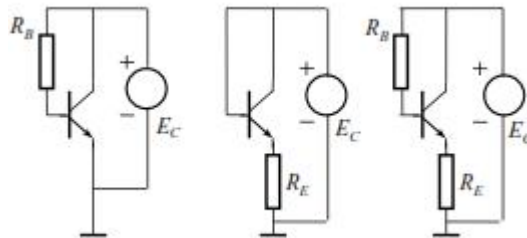


polarizarea jonctiunii baza emitor

Atunci când jonctiunea bază-emitor este protejată de un rezistor R_B , R_E sau ambele, valoarea E_B poate să crească până la punctul în care atinge valoarea E_C . În acest caz avem $V_M=V_N$. M și N sunt două puncte identice care pot fi conectate între ele.

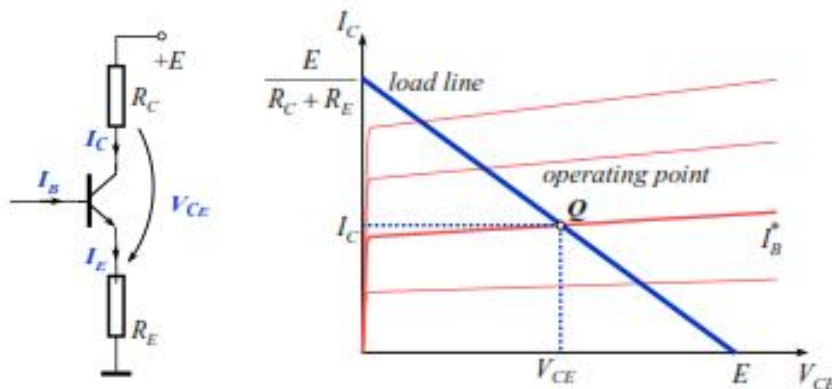


Astfel este necesară doar o singură sursă de tensiune pentru polarizarea tranzistorului.



Un tranzistor este polarizat de către o sursă de tensiune și rezistori. Ei stabilesc un set de tensiuni și curenți continui, și astfel determinând un punct de operare a modului de operare activ (numit punct quiescent sau punct Q).

Pentru a stabili modul de operare activ avem nevoie de o singură sursă de tensiune continuă.



Analiza problemei: coordonatele punctului Q se doresc a fi rezultatul final. Ca și în cazul analizei circuitului cu diode, trebuie folosită dreapta de sarcina. Astfel avem nevoie de două puncte pentru a putea determina punctul de lucru.

- Primul punct – graficul tensiunilor determinate de legea lui Kirchhoff – dreapta de sarcina
- Al doilea punct – graficul curentului de colector în funcție de tensiune – caracteristica de ieșire.

$$E = R_C I_C + U_{CE} + I_E R_E, I_C \approx I_E \rightarrow E \approx (R_C + R_E) I_C + U_{CE} - \text{dreapta de sarcina}$$

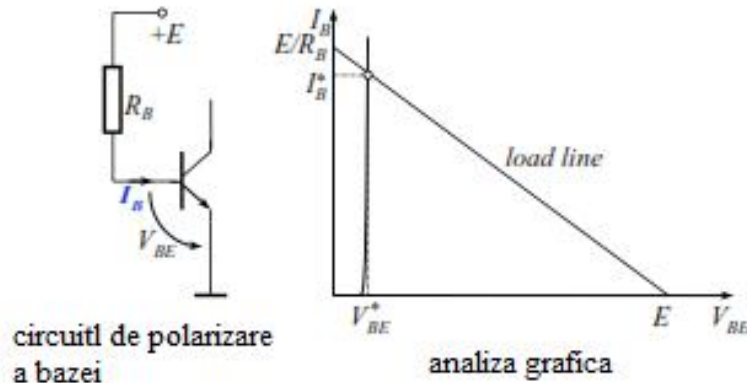
$$I_C = \beta I_B - \text{caracteristica de ieșire}$$

Valoarea curentului de bază poate fi obținută analizând circuitul de intrare.

$$\begin{cases} E = R_B I_B + V_{BE} \\ I_B = f(V_{BE}) \end{cases}$$

Deoarece curentul de bază este nelinier, analiza circuitului de intrare este una greoaie. Folosind aproximarea liniară a joncțiunii bază-emitor, rezultatele pot fi obținute cu ușurință. Astfel obținem aproximarea:

$$V_{BE} \begin{cases} 0.5 \dots 0.6V - Si \\ 0.2 \dots 0.3V - Ge \end{cases}$$



Acum putem obține curentul de bază: $I_B = \frac{E - V_{BE}}{R_B}$

Analiză analitică rapidă: putem folosi următoarea aproximare:

$$V_{BE} \begin{cases} 0.5 \dots 0.6V - Si \\ 0.2 \dots 0.3V - Ge \end{cases} \quad I_E \approx I_C = \beta I_B \quad I_{CB0} \approx 0$$

Există două probleme de polarizare:

1. Problema analizei:

Presupunere:

- Topologia circuitului
- Tensiunea de alimentare, E
- Reteaua de polarizare, R_x
- Tranzistor bipolar, β , I_{CB0}

Calculat: punctul Q (V_{CE} , I_C).

2. Problema sintezei:

Presupunere:

- Punctul Q (V_{CE} , I_C)
- Tipologia circuitului
- Tranzistorul bipolar, β , I_{CB0}
- Tensiunea de alimentare E.

Calculat:

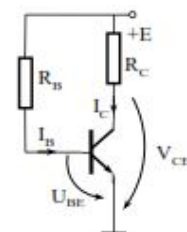
- Rețeaua de polarizare, R_x
- Tensiunea de alimentară necesară E.

Schema polarizării pasive este realizată din două până al cinci rezistoare aranjate în mod corespunzător în jurul tranzistorului.

$$V_{BE} \begin{cases} 0.5 \dots 0.6V - Si \\ 0.2 \dots 0.3V - Ge \end{cases} \quad I_E \approx I_C = \beta I_B \quad I_{CB0} \approx 0$$

Rețeaua de polarizare simplă

În figura de mai jos se poate observa cea mai simplă formă de polarizare pasivă. Curentul de colector I_C este de β ori mai mare decât curentul de bază I_B . Curentul de bază este determinat de valoarea R_B . Tensiunea de colector V_{CE} este determinată luând tensiunea de pe rezistorul R_C furnizată de sursa de tensiune E:



retea de polarizare nestabilizata

Analiza problemei:

Presupunere:

- Topologia circuitului
- Sursa de tensiune, E
- Reteaua de polarizare R_B, R_C
- Tranzistorul bipolar β, V_{BE}

$$E = R_B I_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{E - V_{BE}}{R_B} \rightarrow I_C = \beta I_B$$

$$E = R_C I_C + V_{CE} \rightarrow V_{CE} = E - R_C I_C$$

Calculat:

- Punctul Q (V_{CE}, I_C)

Problema sintezei:

Presupunere:

- Punctul Q (V_{CE}, I_C)
- Topologia circuitului
- Tranzistorul bipolar β, V_{BE}
- Sursa de tensiune E

$$E = R_C I_C + V_{CE} \rightarrow R_C = \frac{E - V_{CE}}{I_C}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$E = R_B I_B + V_{BE} \rightarrow R_B = \frac{E - V_{BE}}{I_B}$$

Calcul:

- Reteaua de polarizare R_B, R_C

Pe măsură ce curentul de colector variază, V_{CE} se va schimba în funcție de tensiunea de pe rezistența R_C .

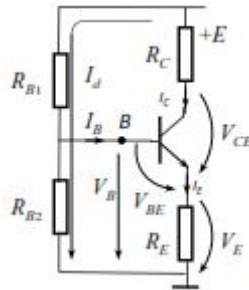
Variind β curentul de colector I_C va avea prezenta și el o variație.

În cazul în care E este constant, V_{BE} și I_C vor avea o dependență proporțională în funcție de β . Ca și exemplu, dacă β se dublează, curentul de colector I_C de asemenea se va dubla. Circuitul de polarizare nu asigură nici o compensare pentru variația lui β .

Rețea de polarizare cu divizor pe bază

Acest tip de polarizare este cel mai utilizată conexiune pentru circuitele lineare cu tranzistori. Tensiunea de polarizare a bazei se obține cu ajutorul unui rezistor ce are rolul de divizor de tensiune. În punctul B sunt două căi de curent către împământare: una prin R_{B2} și alta prin joncțiunea B-E a tranzistorului. În cazul în care curentul de bază este mult mai mic decât curentul prin R_{B2} , curentul de polarizare poate fi observat ca un divizor de tensiune format din R_{B1} și R_{B2} .

Pentru a asigura feedback-ul tensiunii se conectează un rezistor în serie cu emitorul.



$$V_{BE} \begin{cases} 0.5 \dots 0.6V - Si \\ 0.2 \dots 0.3V - Ge \end{cases} \quad I_E \approx I_C = \beta I_B \quad I_{CB0} \approx 0$$

Analiza problemei:

Presupunere:

- Topologia circuitului
- Sursa de tensiune E
- Rețeaua de polarizare R_{B1} , R_{B2} , R_E , R_C
- Tranzistorul bipolar V_{BE} .

Calcul:

- Punctul Q (V_{CE} , I_C)

$$V_B = E \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

$$E = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$$

$$E \approx (R_E + R_C) I_C + V_{CE}$$

$$V_{CE} = E - (R_E + R_C) I_C$$

Problema sintezei:

Presupunere:

- Punctul Q (V_{CE} , I_C)
- Topologia circuitului (figură)
- Tranzistor bipolar β , V_{BE}
- Sursa de tensiune E

Calcul:

- Rețeaua de polarizare R_{B1} , R_{B2} , R_E , R_C .

Considerăm:

$$I_D \gg I_B = \frac{I_C}{\beta} (I_D > 10I_B) \rightarrow R_{B2} = \frac{V_B}{I_D}$$

$$V_E = 2 \dots 5V$$

$$V_E = \begin{cases} 2 \dots 3V, E = 5 \dots 10V \\ 4 \dots 5V, E > 20V \end{cases}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_C}$$

$$R_C = \frac{E - V_{CE}}{I_C} - R_B$$

$$V_B = V_E + V_{BE}$$

$$R_{B1} = \frac{E - V_B}{I_D}$$

De multe ori este introdus în mod intenționat un feedback negativ pentru a crește stabilitatea și acuratețea sistemului corectând unele schimbări nedorite.

Circuitul va furniza cel mai bun control al variațiilor lui β de la un dispozitiv la altul și la temperatură. Singurul dezavantaj al acestui circuit este acela că rezistorul emitorului trebuie să fie ales astfel să poată reprezenta un bypass pentru semnal. Un condensator este tipic de bypass dar are destul de des o inductanță de scurgere interioară ce poate crea un feedback regenerativ nedorit. De multe ori feedback-ul provoacă instabilitate în dispozitiv.

Exemple:

Rețea de polarizare simplă

Analiza problemei:

E=15V

$R_B=200k\Omega$, $R_C=1 k\Omega$

Tranzistor bipolar Si, $\beta=100$

$$E = R_B I_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{E - V_{BE}}{R_B} \rightarrow I_B = \frac{15 - 0.55}{200 \cdot 10^3} = 0.0722 \text{mA}$$

$$I_C = \beta I_B \rightarrow I_C = 100 \cdot 0.0722 = 7.22 \text{mA}$$

$$E = R_C I_C + V_{CE}$$

$$V_{CE} = E - R_C I_C \rightarrow V_{CE} = 15 - 10^3 \cdot 7.22 \cdot 10^{-3} = 7.78 \text{V}$$

$$Q = (7.78 \text{V}; 7.22 \text{mA})$$

Sinteza problemei:

Q=6V, 2mA

E=12V

Tranzistor bipolar Si, $\beta=120$

$$E = R_C I_C + V_{CE}$$

$$R_C = \frac{E - V_{CE}}{I_C} \rightarrow R_C = \frac{12 - 6}{2 \cdot 10^{-3}} = 3 \text{k}\Omega$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \rightarrow I_B = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{120} = 0.017 \text{mA}$$

$$E = R_B I_B + V_{BE} \rightarrow R_B = \frac{E - V_{BE}}{I_B} = \frac{12 - 0.55}{0.017 \cdot 10^{-3}} = 687 \text{k}\Omega$$

$$R_B = 687 \text{k}\Omega$$

$$R_C = 3 \text{k}\Omega$$

Rețea de polarizare cu divizor de tensiune pe bază

Analiza problemei:

E=10V

$R_{B1}=75 \text{k}\Omega$, $R_{B2}=25 \text{k}\Omega$, $R_E=5 \text{k}\Omega$, $R_C=10 \text{k}\Omega$

Tranzistor bipolar Si

$$V_B = E \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 10 \frac{25}{75 + 25} = 2.5V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2.5 - 0.55 = 1.95V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1.95}{5 \cdot 10^{-3}} = 0.39mA$$

$$E = (R_C + R_E)I_C + V_{CE}$$

$$V_{CE} = E - (R_C + R_E)I_C + V_{CE} = 10 - 15 \cdot 10^3 \cdot 0.39 \cdot 10^{-3} = 4.15V$$

$$Q = (4.15V, 0.39mA)$$

Sinteza problemei:

Q=(10V, 1mA)

Tranzistor bipolar Si, $\beta=200$

E=20V

$$V_E = 4V$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{V_E}{I_C} \rightarrow R_E = \frac{4}{10^{-3}} = 4k\Omega$$

$$E = (R_C + R_E)I_C + V_{CE} \rightarrow R_C = \frac{E - V_{CE}}{I_C - R_E} \rightarrow R_C = 6k\Omega$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 4 + 0.55 = 4.55V$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{10^{-3}}{200} = 0.005mA$$

$$I_D = 20I_B = 20 \cdot 0.005 \cdot 10^{-3} = 0.1mA$$

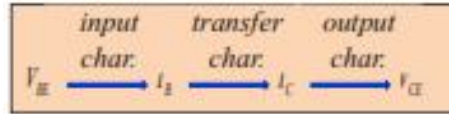
$$R_{B2} = \frac{V_B}{I_D} = \frac{4.55}{0.1 \cdot 10^{-3}} = 45.5k\Omega$$

$$E = (R_{B1} + R_{B2})I_D \rightarrow R_{B1} = \frac{E}{I_D - R_{B2}} \rightarrow R_{B1} = \frac{20}{0.1 \cdot 10^{-3}} - 45.5 = 154.5k\Omega$$

2.4 Funcționarea în regim dinamic

Polarizarea unui circuit de amplificare cu tranzistoare reprezintă procesul prin care se stabilesc valorile curentului și tensiunii la un anumit nivel în așa fel încât semnalul să poată fi amplificat de circuit. Scopul este de a stabili punctul Q deasupra căruia fiecare variație de curent și tensiune poate apărea ca un răspuns al semnalului alternativ de intrare. Amplificatoarele ce lucrează cu valori foarte mici ale tensiunilor de intrare se numesc amplificatoare mici de semnal.

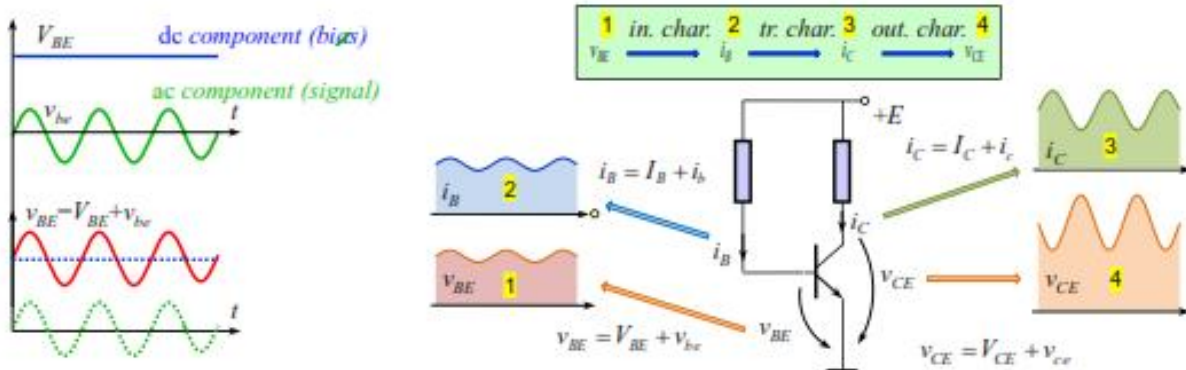
Tranzistor polarizat = funcționare în c.c:



$$Q = (V_{CE}, I_C)$$

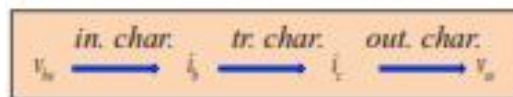
Considerăm un tranzistor polarizat de o sursă a.c conectată la bază. Tensiunea de semnal V_{BE} , determină variația tensiunii de bază sub sau deasupra nivelului de polarizare:

$$V_{BE \text{ a.c}} = V_{BE \text{ d.c}} + v_{BE}$$



Variația curentului de bază i_B produce o variație mare a curentului de colector i_C , datorită câștigului tranzistorului. Pe măsură ce curentul colectorului crește, căderea de tensiune pe R_C crește, iar tensiunea emitor-colector scade. Curentul de colector variază sub și peste valorile punctului Q, în fază cu curentul de bază, iar tensiunea emitor-colector variază de asemenea sub și peste valorile punctului Q în antifază tensiunii de bază.

Considerând variațiile semnalului a.c rezultă:



Modelul de polarizare al tranzistorului bipolar la joasă frecvență pi-hibrid.

Modelul pi-hibrid este o rețea lineară de aproximare cu două porturi a tranzistorului bipolar ce folosește semnale de tensiune bază-emitor mici, iar tensiunea emitor-colector ca o variabilă independentă, și curentul de bază de valori mici și curentul de colector ca variabile dependente.

- a) Rezistența de intrare în c.a

Rezistența de intrare este definită ca fiind raportul dintre variațiile tensiunii și ale curentului de intrare:

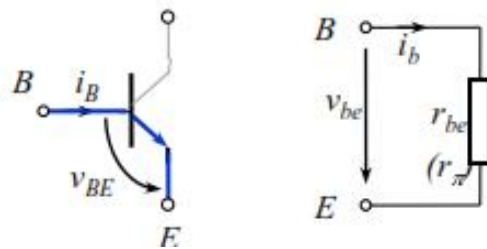
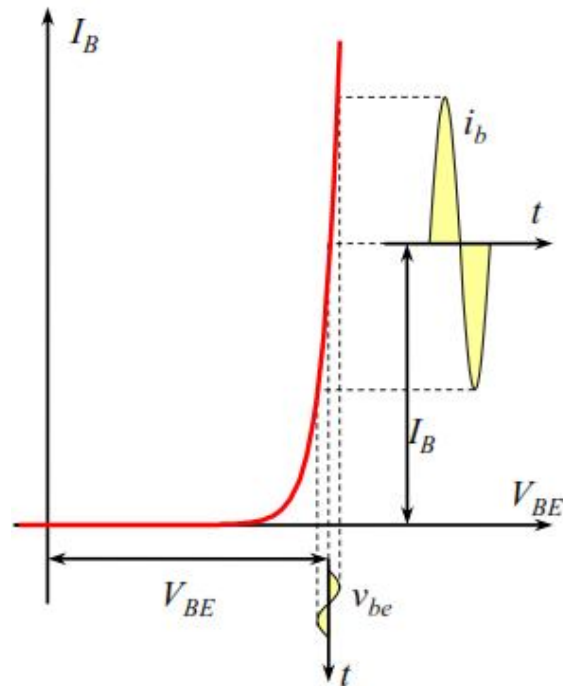
$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{\Delta v_{IN}}{\Delta i_{IN}}$$

$$r_{in} \stackrel{not}{=} r_{\pi} = r_{be}$$

$$r_{\pi} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \approx \frac{1}{\frac{dI_B}{dV_{BE}}}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \rightarrow r_{\pi} = \frac{\beta_F V_T}{I_C}$$

$$r_{\pi} = f(I_C)$$



Folosind caracteristica de intrare putem trasa caracteristica rezistenței de intrare.

b) Castigul in current, transconductanta

Castigul in current este definit ca raportul dintre curentul de collector si curentul de baza:

$$\beta_{ca} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \approx \frac{I_C}{I_B} = \beta$$

$$\beta_{ca} = \beta_F$$

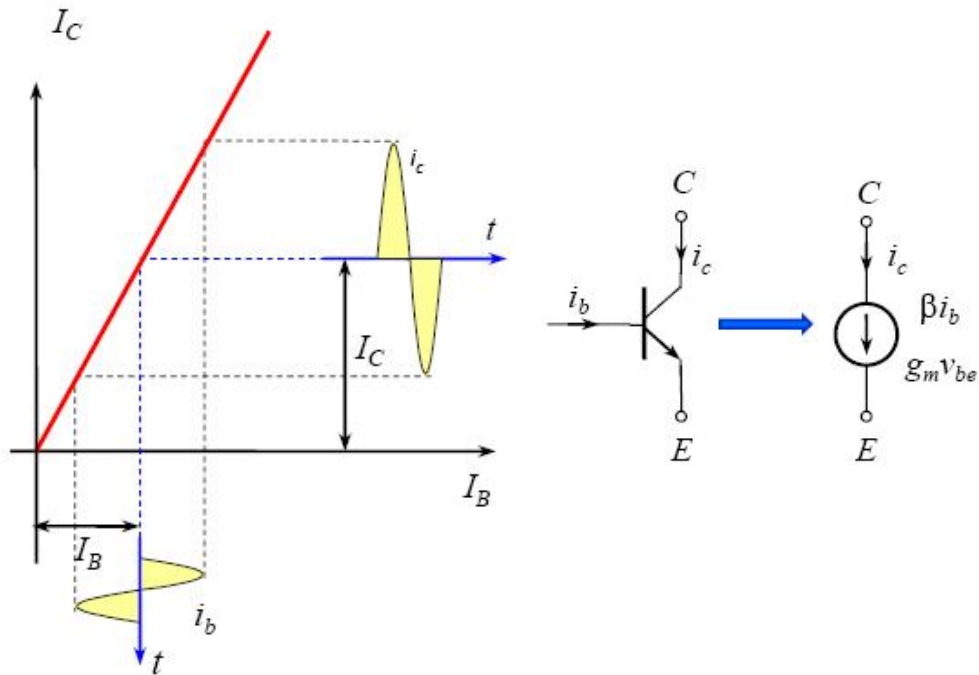
Transconductanta este definita ca raportul dintre curentul de collector si tensiunea baza emitor:

$$g_m = \frac{i_c}{v_{be}} = \frac{i_c}{i_b} \cdot \frac{i_b}{v_{be}} = \frac{\beta_{ca}}{r_\pi}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$g_m = f(I_C)$$

Pentru variatii mici de semnal iesirea tranzistorului este echivalenta cu o sursa de current comandata de un current de collector sau de tensiunea baza-emitor.



3. Tranzistorul cu efect de câmp

3.1 Principii de funcționare ale MOSFET. Ecuații și caracteristici

3.2 Polarizarea MOSFET

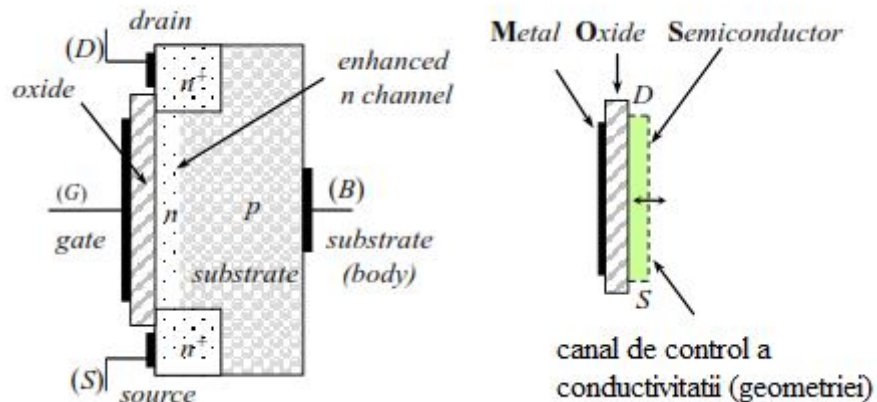
3.3 Principii de funcționare ale JFET. Acuații și caracteristici

3.4 Circuite de polarizare ale JFET

3.1 Principii de funcționare ale MOSFET. Ecuații, caracteristici.

Tranzistorul metal oxid semiconductor cu efect de câmp (MOSFET, MOS-FET, MOS FET) este un dispozitiv cu patru terminale: sursă S, poartă G, scurgere (drain) D și corp sau substrat B. De multe ori B este conectat la S astfel având un dispozitiv cu doar trei terminale. MOFSET este cel mai utilizat tranzistor în circuitele digitale.

Particularitatea MOSFET este aceea că are un canal de control a conducerii între S și D. Conductivitatea canalului și geometria acestuia se controlează cu tensiunea de pe poartă.



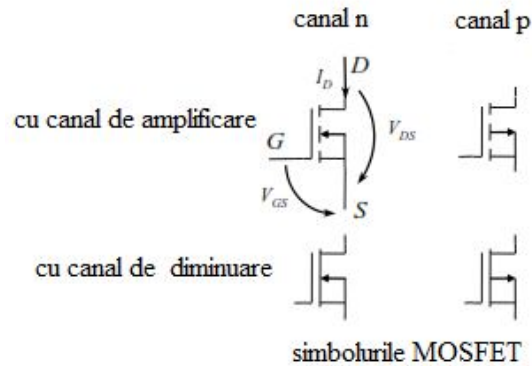
Canalul poate conține:

- electroni - MOS cu canal n (nMOS);
- goluri - MOS cu canal p (pMOS).

Substratul canalului este opus tipului de canal. Astfel pentru nMOS vom avea un substrat de tip p, iar pentru pMOS vom avea un substrat de tip n. Mai rare sunt MOSFET de tip tranzitie, la care canalul este format din purtători de tip opus substratului la suprafața cu impurități, și la care conductivitatea crește atunci când aplicăm un câmp ce elimină purtătorii de la suprafața substratului.

MOSFET-ul cu canal n are doar o singură regiune p (numită substrat), și o singură parte care funcționează ca un canal conductiv. O poartă metalică este separată de canalul conductiv cu ajutorul unui oxid izolator (de obicei SiO_2).

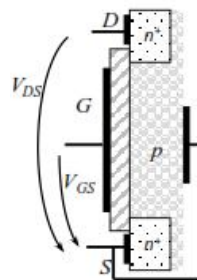
La MOSFET cu amplificare, o cădere de tensiune pe oxid determină apariția unui canal conductiv între S și D datorită efectului de câmp. Conductivitatea canalului crește atunci când câmpul care aduce un aport de purtători de sarcină canalului crește.



Principiile de funcționare vor fi introduse folosind ca exemplu un MOSFET cu canal n.

Funcționarea cu tensiunea pe poartă 0V

Două joncțiuni pn (S-B și D-B) sunt conectate ca două diode spate în spate. Terminalele S și D sunt izolate de către două regiuni de diminuare fără curent de conducție.

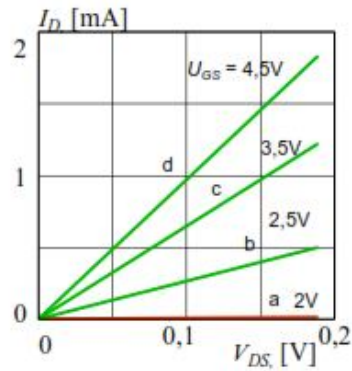
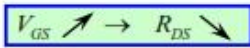


Aplicăm o tensiune mică de diminuare.

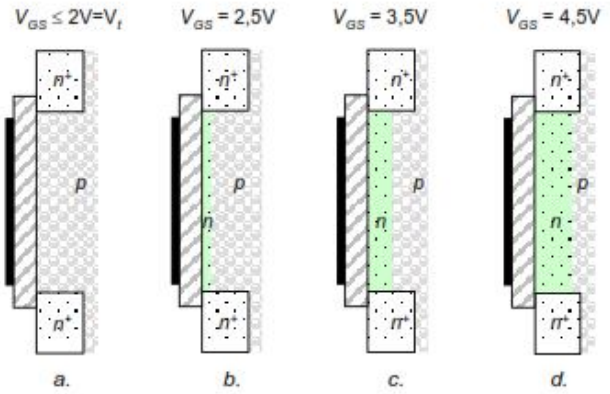
În cazul a. - o tensiune pozitivă de valoare mică $V_{GS} < V_t$ nu poate induce un canal conductiv. Terminalele S și D sunt izolate.

În cazurile b, c, d - este folosită o tensiune pozitivă $V_{GS} > V_t$ pentru a induce canalul n.

V_t / tensiunea de prag. Electronii liberi pot trece de la S la D printr-un canal indus de tip n datorat unei mici tensiuni V_{DS} . Curentul rezultat I_D va circula de D la S. Acest curent este proporțional cu numărul purtătorilor de sarcină induși în canal. O mică tensiune de diminuare nu poate modifica geometria canalului. Canalul n dintre S și D poate fi aproximat ca fiind un rezistor linear, a cărui valoare este invers proporțională cu excesul de tensiune de pe poartă.



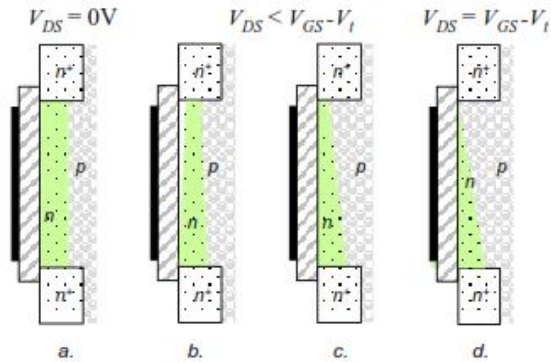
MOSFET - rezistor linear



Efectul tensiunii de diminuare

Se consideră o tensiune pozitivă $V_{GS} > V_t$ care induce un canal de tip n.

$$V_{GS} = 4V$$



În cazul a. $V_{DS} = 0$, rezultă geometria canalului rămâne neschimbată.

Curentul de diminuare și expresia conductanței canalului sunt:

$$I_D = k_n (V_{GS} - V_t) V_{DS}$$

$$G_{canal} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{1}{k_n (V_{GS} - V_t)}$$

În cazurile b. și c. tranzistorul este pornit și este creat un canal care permite curentului să treacă între D și S.

Pe măsură ce V_{DS} crește, tensiunea pe canal crește de la 0 la V_{DS} , iar tensiunea dintre poartă și punctele situate pe canal scade de la V_{GS} la V_{GS} la sfârșitul S și la V_{DS} la sfârșitul D.

Din moment ce stratul inversor depinde de diferențele de tensiune de pe structura MOS, crescând V_{DS} vom obține un canal cu o formă geometrică conică. Rezistența crește datorită canalului conic, iar curba I_D - V_{DS} nu are o evoluție lineară.

Regiunea triodă: $V_{DS} < V_{DSsat}$

Curentul dintre D și S este modelat în felul următor:

$$I_D = k_n \left[(V_{GS} - V_t)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right], \text{ unde}$$

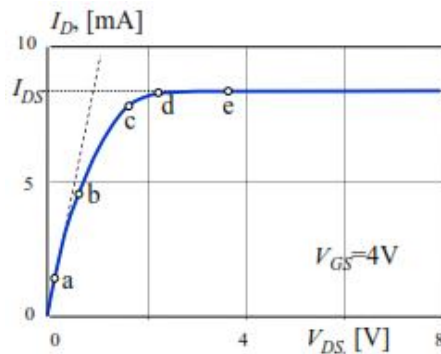
K_n reprezintă fenomenul de transconductanță.

În cazul d. în punctul $V_{DS} = V_{GS} - V_t$ canalul se închide în partea dinspre D.

$$V_{DS} = V_{DSsat} = V_{GS} - V_t \rightarrow I_{DS} = \frac{k_n}{2} V_{DS}^2$$

Creșterea valorii lui V_{DS} peste valoarea lui V_{DSsat} are un efect mic asupra formei canalului și curentul de diminueare se saturează la valoarea I_{DS} .

$V_{DS} > V_{DSsat}$ - regiunea de saturație.



Caracteristicile MOSFET

Caracteristica de intrare

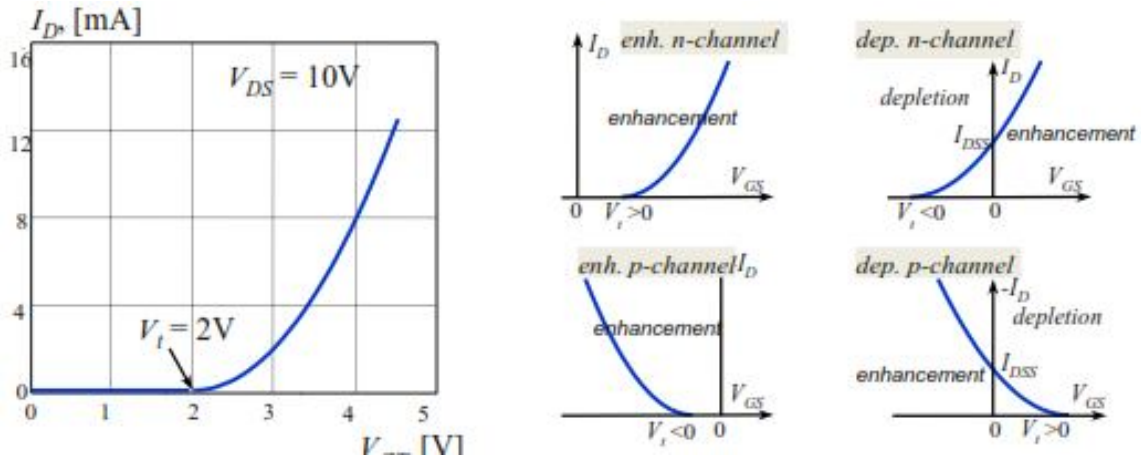
Poarta este izolată și deci nu există nici un curent de poartă. $I_G = 0$.

Caracteristica de transfer

$$I_D = f(V_{GS})|_{V_{DS} = \text{constant}}$$

Considerăm că MOS este saturat, deci $V_{DS} = \text{constant} > V_{DSsat}$.

$$I_D = \frac{k_n}{2}(V_{GS} - V_t)^2$$



Caracteristici de ieșire

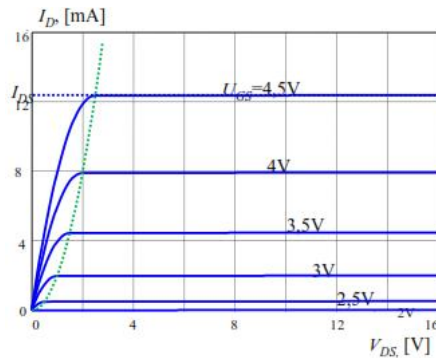
Curentul de diminuare în funcție de tensiunea de diminuare în cazul unei tensiuni fixe poartă-sursă:

$$I_D = f(V_{GS})|_{V_{DS}=\text{constant}}$$

Regiunea triodei - $I_D = k_n \left[(V_{GS} - V_t)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$

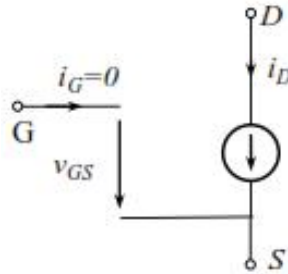
Regiunea de saturație - $I_D = \frac{k_n}{2}(V_{GS} - V_t)^2$.

Schimbările curentului de diminuare I_D sunt foarte sensibile la schimbările tensiunii sursă-poartă. Un MOSFET este foarte asemănător unei surse de curent controlate de tensiunea de poartă.



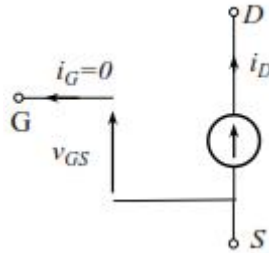
Modelul de MOSFET static

Modelul static simplificat al unui tranzistor nMOS polarizat pentru funcționare în regim de saturație.



Curentul I_D este o funcție exclusivă a tensiunii poartă-sursă V_{GS} .

Modelul static simplificat al unui tranzistor pMOS polarizat pentru funcționare în regim de saturație.



Curentul I_D este o funcție exclusivă a tensiunii V_{GS} .

3.2 Polarizarea MOSFET

Un tranzistor MOS trebuie să fie polarizat în curent continuu pentru ca acesta să funcționeze ca un amplificator. Un punct de operare în curent continuu trebuie să fie stabilit astfel încât variațiile semnalului de intrare să fie reproduse cât mai exact la ieșire.

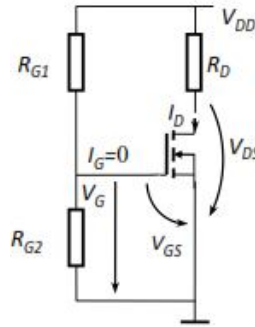
Atunci când polarizăm un tranzistor, stabilim anumite condiții ale curenților și tensiunilor. Polarizarea tranzistorului MOS este caracterizată de două tensiuni și un singur curent: V_{GS} , V_{DS} , $I_D (=I_S)$. Putem caracteriza polarizarea în c.c. folosind un curent și o tensiune. Aceasta înseamnă că punctul de lucru în c.c. (V_{DS} și I_D) are valori specificate.

MOSFET cu amplificare

Principiile polarizării vor fi prezentate folosind ca exemplu un MOSFET cu canal n.

MOSFET-ul cu amplificare trebuie să aibe o tensiune poartă-sursă mai mare decât valoarea de prag $V_{GS} > V_t$.

Primul circuit de polarizare folosește un divizor de tensiune pe poartă pentru a obține tensiuni pozitive de poartă:



Ecuțiile pentru analiza polarizării divizorului de tensiune, ce funcționează în regimul de saturație, sunt următoarele:

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

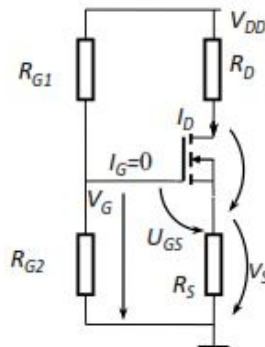
$$I_D = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

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

Același circuit de polarizare poate fi folosit, însă scopul este de a face tensiunea de pe poartă mai pozitivă, cu o valoare ce depășește V_t , decât sursa.

Ecuțiile necesare analizei polarizării divizorului de tensiune sunt următoarele:

$$V_G = V_{DD} \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}$$



$$\begin{cases} V_{GS} = V_G - R_S I_D = V_{DD} \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} - R_S I_D \\ I_D = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D \end{cases}$$

Răspunsul circuitului de polarizare

$$V_{R_G} = 0 \rightarrow V_{DG} = 0$$

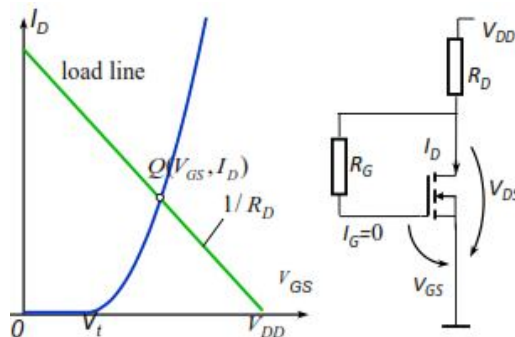
$$V_{DS} = V_{GS}$$

Pentru a menține o valoare ridicată a rezistenței de intrare, $R_G \approx M\Omega$.

$$I_G = 0 \rightarrow V_{R_G} = 0$$

$$\begin{cases} V_{GS} = V_{DD} - R_D I_D \\ I_D = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \end{cases}$$

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

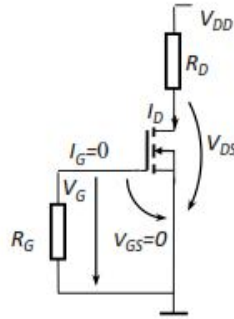


MOSFET de diminuare

MOSFET-ul de diminuare (sau de diminuare a amplificării) poate fi folosit cu valori ale tensiunii poartă-sursă fie negative fie pozitive. Circuitul de polarizare trebuie să furnizeze valori negative sau pozitive tensiunii de poartă în jurul împământării.

O metodă simplă de polarizare este aceea de a seta $V_{GS}=0$ astfel încât semnalul a.c pe poartă să varieze tensiunea poartă-sursă deasupra și sub punctul de polarizare.

Pentru a menține o valoare ridicată a rezistenței de intrare $R_G \approx M\Omega$.



$$V_{GS} = 0$$

$$I_D = I_{DSS} = \frac{k_n}{2} V_t^2$$

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

Circuit de autopolarizare

Dacă este necesară o tensiune negativă poartă-sursă, atunci putem folosi configurația de autopolarizare. Poarta este polarizată la $V_{GS} < 0$ de rezistorul R_G conectat la împământare. Tensiunea poartă-sursă este: $V_{GS} = V_G - V_S = 0 - R_S I_D$.

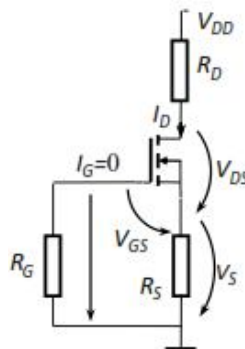
$$V_t < 0$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - R_S I_D$$

$$V_{GS} = -R_S I_D < 0$$

$$I_D = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

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

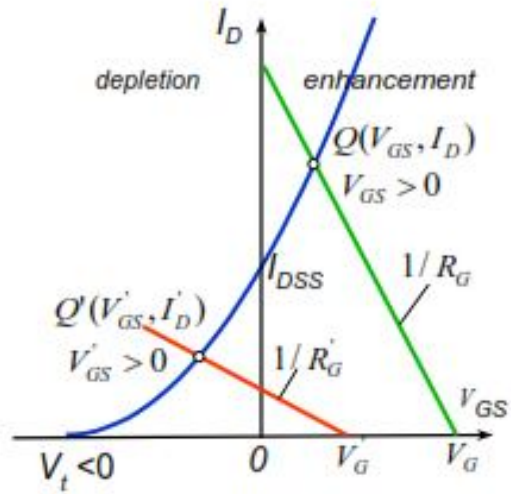
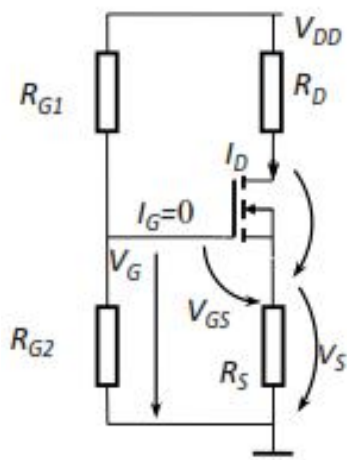


Circuitul de polarizare a divizorului de tensiune poate fi folosit pentru a obține tensiunea negativă sau pozitivă de poartă-sursă.

Ecuatiile pentru analiză sunt:

$$V_G = V_{DD} \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}$$

$$\begin{cases} V_{GS} = V_G - R_S I_D = V_{DD} \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} - R_S I_D \\ I_D = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \\ V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D \end{cases}$$



Principiile de operare ale JFET. Ecuații și caracteristici.

Tranzistorul cu efect de câmp cu joncțiune (JFET) reprezintă cel mai simplu tip de tranzistor cu efect de câmp. Sarcinile electrice se deplasează printr-un canal semiconductor dintre terminalele scurgere (drain D) și sursă (S). Aplicând o tensiune de polarizare inversă pe poartă (G), canalul este ajustat în așa fel încât sarcinile electrice să poată fi controlate de către tensiunea de poartă. Acesta poate fi folosit ca și amplificator, un switch controlat electronic sau ca o rezistență de control a tensiunii.

JFET este un dispozitiv semiconductor unipolar cu trei terminale, ce are caracteristicile foarte asemănătoare cu cele ale tranzistorului bipolar, are o eficiență ridicată, prezintă o posibilitate de operare instant, este robust și ieftin și poate fi folosit în majoritatea circuitelor electrice pentru înlocuirea tranzistoarelor echivalente cu joncțiune bipolară (BJT).

JFET pot fi realizate cu dimensiuni mult mai reduse decât BJT și datorită consumului redus de energie și puterii disipate, aceștia sunt ideali în folosirea la realizarea circuitelor integrate cum ar fi gama de circuite digitale logice CMOS.

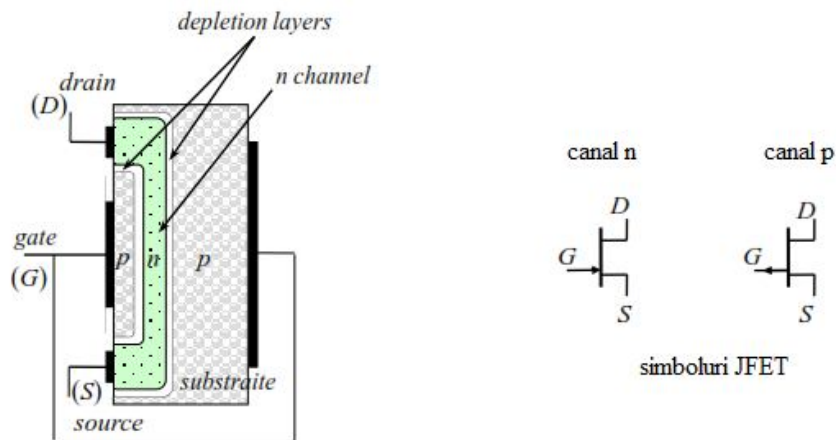
JFET este construit fără nici o joncțiune pn, principala cale de curent fiind între terminalele scurgere (D) și sursă (S). Controlarea curentului în acest canal se realizează prin variația tensiunii aplicate pe poartă.

Tranzistorul cu efect de câmp are un mare avantaj față de tranzistoarele bipolare standard și anume că impedanța acestora de intrare (R_{in}) este foarte mare. Această valoare foarte mare a impedanței de intrare face ca aceste tranzistoare să fie foarte sensibile la tensiunile de intrare, însă acest lucru înseamnă de asemenea că acestea pot fi stricate cu ușurință datorită efectului de electricitate statică.

Structură. JFET este cu canal al unui material semiconductor dopat, care are ca și purtători majoritari electronii (canal n) sau golurile (canal p). Fiecare terminal are un contact ohmic. O joncțiune pn este formată între ambele capete ale canalului, încercuindu-l, și folosind o joncțiune dopată opus celei de canal, și o polarizare utilizând o poartă cu contact ohmic (G). Canalul semiconductor al JFET reprezintă o trecere rezistivă în care o tensiune V_{DS} determină un curent I_D .

JFET este aproape universal și poate fi folosit în cazul surselor comune cu două porturi (CS). Tensiunea V_{GS} menține polarizarea inversă a joncțiunii pn poartă-sursă. Curentul de scurgere al porții rezultat este de valoare foarte mică și poate fi neglijat pentru majoritatea aplicațiilor (de obicei mai mici de $1\mu A$), permițând astfel porții să aibe o comportare ca a unui circuit deschis. Așadar nu este nevoie de nici o caracteristică de intrare.

Un lucru esențial este acela că tensiunea de poartă să nu fie niciodată pozitivă, deoarece dacă ar fi așa canalul de curgere ar merge la poartă și nu la sursă, și astfel rezultând distrugerea JFET-ului.

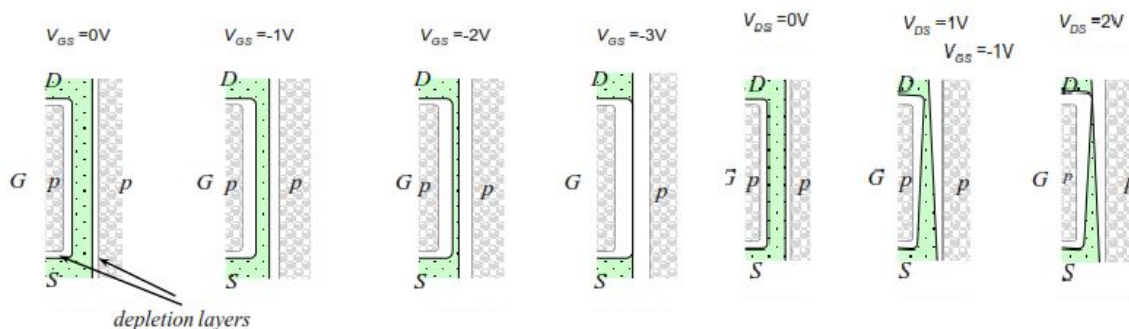


Nici o tensiune de scurgere și de control a porții nu trebuie să înceapă să scadă din punctul 0. Într-un canal semiconductor de tip n, regiunea porții de tip p difuzează în canal de tip n astfel polarizând invers jonctiunea pn, iar aceasta formând regiunea de golire (depletion region) din jurul porții atunci când nu se aplică nici o tensiune exterioară. JFET sunt deseori cunoscute ca și dispozitive de golire. Această regiune de golire produce un strat de grosime variabilă în jurul jonctiunii pn și astfel restricționează trecerea curentului prin canal, reducând lățimea efectivă a acestuia și prin urmare crescând rezistența totală a canalului.

Fară nici o tensiune externă aplicată pe poartă ($V_{GS}=0$), și o tensiune mică (V_{DS}) aplicată între drenă (drain) și sursă, curentul maxim de saturație (I_{DSS}) va trece prin canal de la drenă la sursă, fiind restricționat doar de regiunea de golire (depletion region) din jurul jonctiunilor.

Tensiunea de poartă (V_{DS}) nu crește din zero. Astfel se formează un gradient de tensiune pe lungimea canalului, tensiunea devenind mai puțin pozitivă odată cu trecerea din drenă (drain) la sursă. Așadar jonctiunea pn are o polarizare inversă la drenă și o polarizare inversă de valoare mică la sursă. Această polarizare determină formarea unui strat de golire (depletion layer) în interiorul canalului a cărui lățime crește odată cu polarizarea.

Magnitudinea trecerii curentului prin canal între drenă și sursă este controlată de către o tensiune aplicată pe poartă care este în polarizare inversă. Într-un JFET cu canal n, această tensiune de poartă este negativă, în timp ce pentru un JFET cu canal p tensiunea de poartă este pozitivă. Principala diferență dintre dispozitivele JFET și BJT este aceea că atunci când jonctiunea JFET este polarizată invers curentul prin poartă este practic zero.

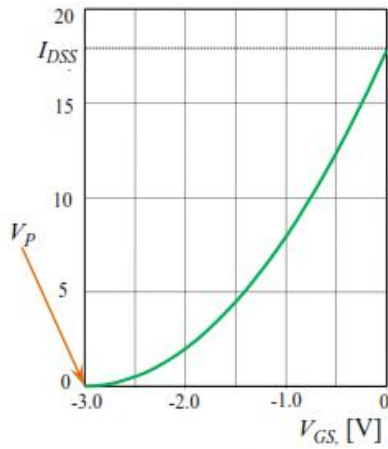


Pe caracteristicile următoare pot fi observate patru regiuni diferite de operare a JFET-ului, acestea fiind date de:

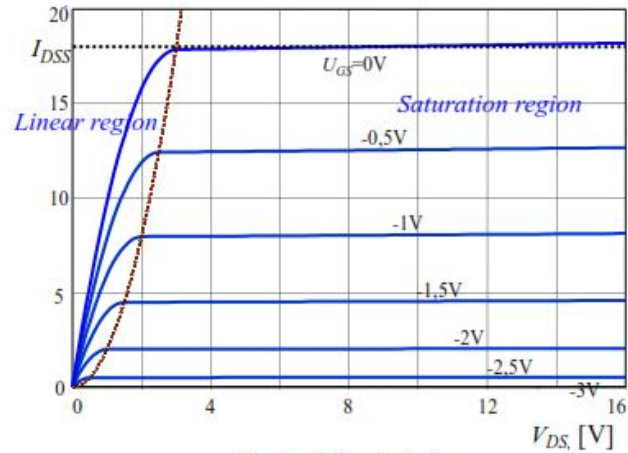
- regiunea ohmică - când $V_{GS}=0$, stratul de golire al canalului este foarte mic și JFET-ul se comportă ca un rezistor controlat de tensiune;

- regiunea de tăiere - cunoscută și sub denumirea de regiune pinch-off - tensiunea de poartă V_{GS} este suficientă pentru a face JFET-ul să se comporte ca un circuit deschis în timp ce rezistența canalului este maximă;

- regiunea de saturație sau activă - JFET-ul devinde un bun conductor și este controlat de către tensiunea poartă-sursă (V_{GS}), în timp ce tensiunea drenă-sursă (V_{DS}) are un efect foarte mic sau chiar inexistent.



Caracteristica de transfer



Caracteristica de iesire

Curentul de drenă este zero atunci când $V_{GS}=V_P$. În cazul operațiunilor normale V_{GS} este polarizată în așa fel încât să fie între valorile V_P și 0. Atunci putem calcula curentul de drenă I_D pentru orice punct de polarizare în regiunea de saturație sau activă:

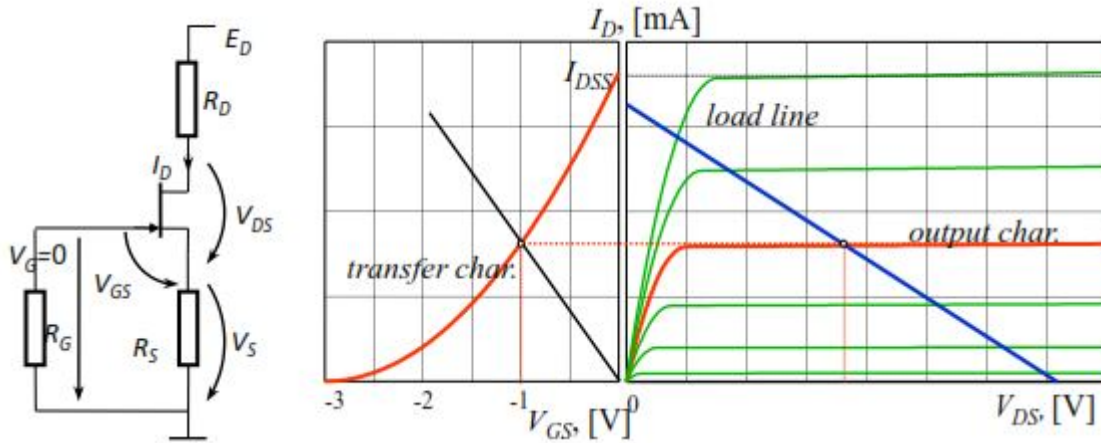
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

Valoarea curentului de drenă va fi între 0 (pinch-off) și I_{DSS} (curentul maxim).

G_m reprezintă transconductanța din momentul în care JFET este un dispozitiv controlat cu ajutorul tensiunii și care are o rată de schimbare a curentului de drenă dependentă de tensiunea poartă-sursă.

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} (V_{GS} - V_P) = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_P}$$

Circuit de autopolarizare



$$I_G = 0 \rightarrow V_G = 0$$

$$V_{GS} = -I_D R_S$$

$$V_{DS} = E_D - I_D (R_D + R_S)$$

Pentru a rezolva această ecuația procedăm astfel:

- alegem un $I_D \ll I_{DSS}$ și folosim valoarea componentei R_S pentru a calcula V_{GS} ;
- reprezentăm punctul identificat de către I_D și V_{GS} . Trăsăm o linie din punctul de origine al axelor la acest punct;
- reprezentăm curba de transfer folosind I_{DSS} și V_P .

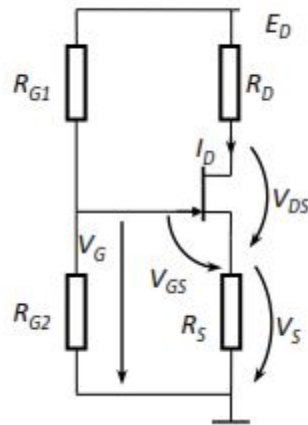
Punctul Q este situat în punctul în care prima linie intersectează curba de transfer. În continuare folosim valoarea I_D pentru a rezolva alte tensiuni:

$$V_S = I_D R_S, \quad V_D = E_D - I_D R_D$$

Circuit de divizare a tensiunii de polarizare

V_G este egală cu tensiunea de pe rezistorul de divizare R_{G2} :

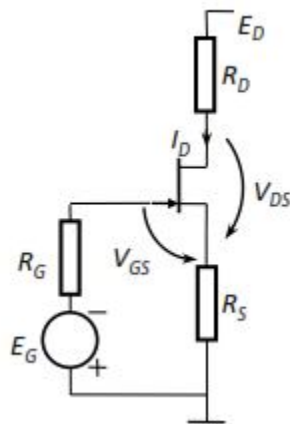
$$V_G = E_D \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}$$



Folosind legea lui Kirchoff $V_{GS}=V_G-I_D R_S$, și expresia curentului de drenă $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$, vom obține două ecuații cu două necunoscute I_D și V_{GS} .

De asemenea poate fi folosită și o metodă grafică.

Configurația polarizare fixată



V_G este egală cu tensiunea E_G . De asemenea folosint legea lui Kirchoff $V_{GS}=V_G-I_D R_S$ și expresia curentului de drenă $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$, vom obține două ecuații cu două necunoscute I_D și V_{GS} .

De asemenea poate fi folosită și o metodă grafică.

4. Tiristorul

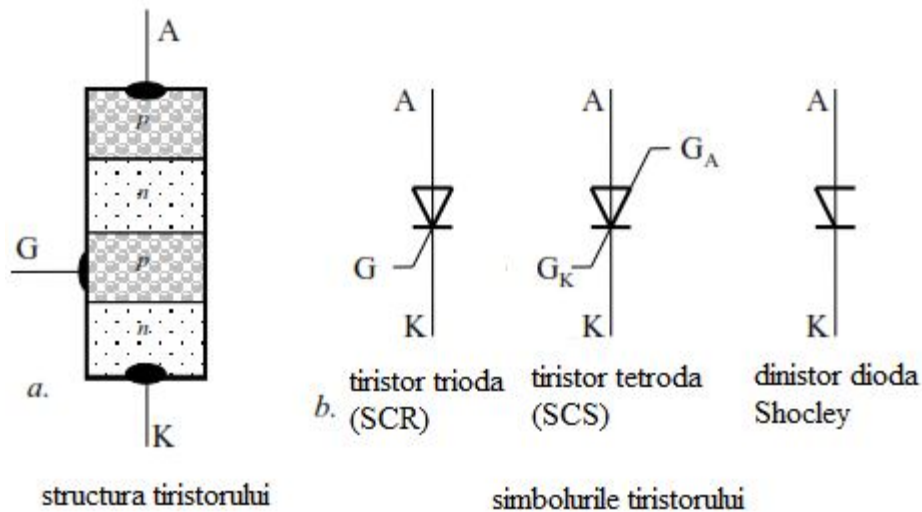
4.1 Principiile de funcționare ale tiristorului

4.2 Tiristori speciali

4.3 Aplicații

4.1 Principiile de funcționare ale tiristorului

Tiristorul (redresor controlat pe bază de siliciu - SRC) este un dispozitiv semiconductor solid-state cu patru straturi de material de tip p și n alternante. Aceștia se comportă ca și switch-uri bistabile aflându-se în conducție atunci când poarta primește un curent de trigger, și continuă să conducă atât timp cât sunt polarizați direct (atâta timp cât nu inversăm tensiunea acestuia).



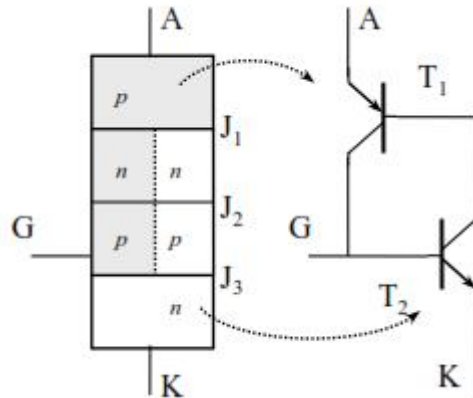
Unele surse definesc tiristorul ca fiind un dispozitiv cu minimum patru straturi alternative de tip n și p ce includ:

- buffer distribuit - poartă de pornire a tiristorului (DG-GTO), poartă de oprire a tiristorului (GTO);
- poartă integrată de comutație a tiristorului (IGCT);
- tiristor compozit cu inducție statică MOS (CSMT)
- tiristor controlat MOS (MCT)
- tiristor de conducție inversă
- redresor controlat pe bază de siliciu (SRC)
- tiristor de inducție statică (SITH)
- triode switch de curent alternativ (TRIAC).

Tiristorul este dispozitiv semiconductor compus din patru straturi alternative din material de tip n sau de tip p (ex: pnpn) și care are trei terminale. Principalele terminale, anodul A și catodul K se regăsesc peste toate cele patru straturi, iar terminalul de control numit poartă G este atașat materialului de tip p cel mai aproape situat de K.

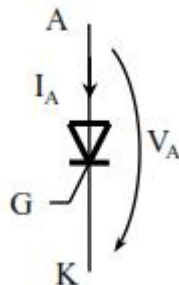
Tiristorul are trei joncțiuni p-n înseriate (J1, J2, J3 de la anod).

Funcționarea tiristorului poate fi înțeleasă ca o pereche tranzistori bipolari cu joncțiunile cuplate între ele și aranjate în așa fel încât să determine o acțiune de autoblocare.



Tiristorul are trei regiuni:

- regiunea de blocare inversă - este aplicată o tensiune inversă (+ pe K și - pe A); J1 și J3 sunt blocate;
- regiunea de blocare directă - este aplicată o tensiune directă, însă J2 este polarizată invers;
- regiunea de conducție directă - tiristorul este setat în conducție și va rămâne în această stare până în momentul în care tensiunea directă scade sub o valoare prestabilită denumită curent de reținere (holding current).



În polarizare inversă, tiristorul blochează curentul în același mod cum o face și o diodă aflată în polarizare inversă.

Atunci când A este mai pozitiv față de K fără existența vreunei tensiuni pe poartă, joncțiunile J1 și J2 sunt polarizate direct, iar J2 este polarizată invers. Dacă J2 este polarizată invers atunci nu există conducție rezultă starea oprită (OFF state).

Dacă mărim V_A până când depășește valoarea tensiunii de conturare (breakover) $V_{BR(F)}$, are loc străpungerea prin avalanșă a joncțiunii J2 și tiristorul va intra în conducție: starea pornită (ON state).

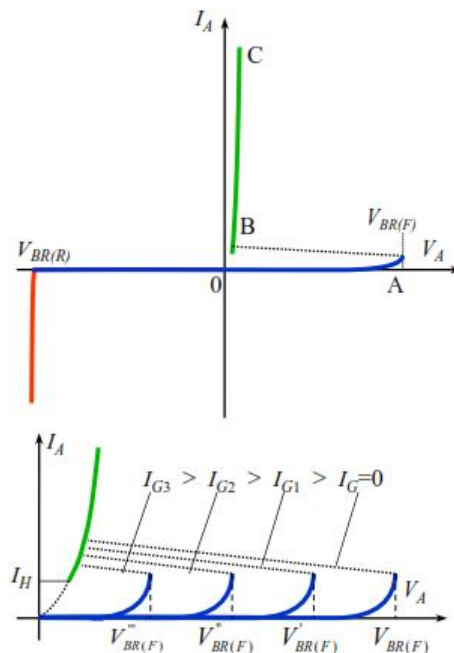
Dacă un curent de valoare pozitivă I_G trece prin poartă, străpungerea joncțiunii J2 are loc la o valoare mai scăzută a lui V_A . Selectând o valoare apropiată a I_{GT} , tiristorul poate trece în starea deschis în mod instantaneu.

Odată ce străpungerea prin avalanșă are loc, tiristorul va continua să conducă indiferent de curentul prin poartă până când:

- potențialul $V_A > 0$ este întrerupt sau
- curentul I_A ce trece prin dispozitiv este mai mic decât curentul de menținere I_H specificat de producător.

Așadar I_G poate fi un impuls de tensiune. Aceste impulsuri de poartă sunt caracterizate cu ajutorul termenilor tensiune de activare (trigger voltage) V_{GT} și curent de activare (trigger current) I_{GT} . Curentul de activare al porții variază invers față de lățimea impulsului porții și astfel este evident faptul că minimul porților cerute pentru activarea tiristorului este de trei.

În cazul unui tiristor convențional, odată ce acesta a fost pornit de către poartă, acesta rămâne fixat în starea ON (ex: nu are nevoie permanentă de un curent pe poartă pentru a conduce), furnizând curentul de anod care are o valoare mai mare decât curentul de fixare I_H . Atât timp cât anodul rămâne în polarizare directă, tiristorul nu poate fi stins decât în momentul în care curentul scade sub valoare curentului de fixare I_H .



Un tiristor poate fi stins atunci când un circuit extern polarizează invers anodul, metodă cunoscută sub denumirea de comutație naturală. În unele aplicații acest lucru se realizează prin

pornirea unui alt tiristor pentru a descărca un condensator pe catodul primului tiristor. Această metodă poartă denumirea de comutație forțată.

După ce curentul dintr-un tiristor dispare, trebuie să treacă un anumit timp până când anodul să poată fi din nou polarizat pozitiv și astfel să mențină tiristorul în starea OFF. Valoarea minimă a acestui interval se numește timp de oprire a circuitului de comutație t_Q . Pentru aplicații în care frecvențele sunt mai mari decât cele uzuale (50 sau 60Hz), este necesară utilizarea de tiristori cu o valoare t_Q mai mică.

Un tiristor este un tip de diodă specială care permite trecerea curentului numai în momentul în care o tensiune (sau curent) de control este aplicată porții. În prezența unui curent direct (ex: după ce tiristorul trece în starea ON) acesta nu va trece în starea OFF atunci când tensiunea de pe poartă este întreruptă. Tiristorul va trece în starea OFF numai în momentul în care curentul direct va scădea la 0.

4.2 Tiristori speciali

Tiristor GTO (Gate Turn-Off tiristor) este o variantă formată a mai multor tiristoare standard. În loc ca poarta să fie folosită pentru pornirea tiristorului, la un tiristor GTO, poarta este folosită pentru a stinge tiristorul.

Acest tip de tiristoare este folosit în mai multe domenii și în mod particular la motoarele cu viteză variabilă, la putere mare, la invertoare sau în domenii asemănătoare. Deși acestea nu sunt la fel de cunoscute ca cele tradiționale, GTO-urile sunt foarte folosite la ora actuală deoarece reușesc să îmbunătățească unele dezavantaje ale tiristoarelor tradiționale. Așadar GTO-urile sunt utilizate în majoritatea convertoarelor de înaltă tensiune fie că sunt DC to AC sau DC to DC.

Acest tip de tiristoare se comportă diferit față de tiristoarele standard în sensul că acestea pot fi doar pornite și nu și oprite cu ajutorul porții. GTO-urile pot fi pornite de către un semnal pe poartă și pot fi oprite de către un semnal de polaritate negativă aplicat pe poartă.

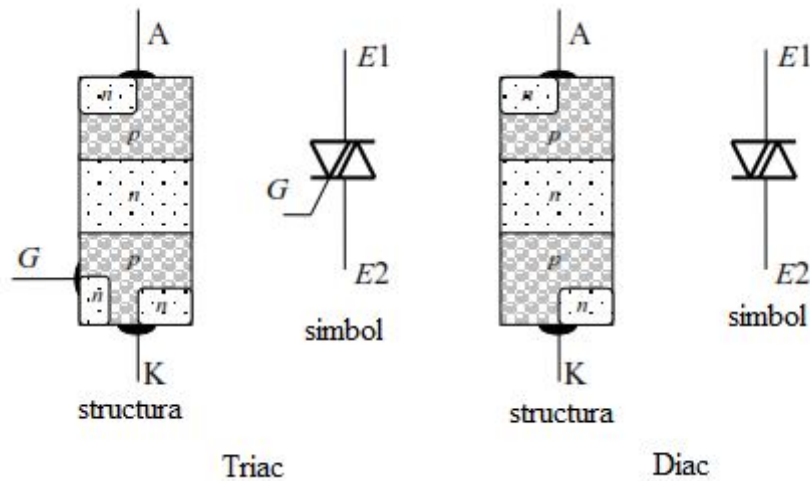
Pornirea acestora este acompaniată de un puls de curent pozitiv între poartă și catod. Deoarece ansamblul poartă-catod se comportă ca și o joncțiune pn, între terminale există o mică tensiune.

Fenomenul de stingere al tiristoarelor GTO nu este la fel de fiabil ca al tiristoarelor standard, și necesită menținerea unui curent pozitiv de valoare mică chiar și după pornirea lor pentru a îmbunătăți fiabilitatea.

Triac și diac

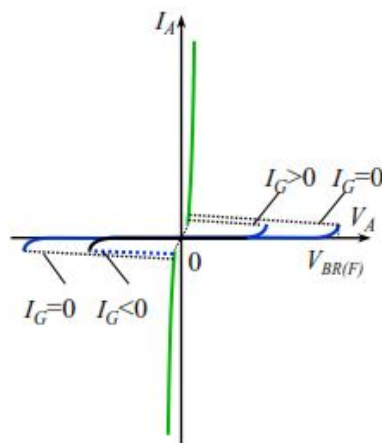
Ambele dispozitive sunt formate din patru straturi și pot conduce în ambele direcții (bilateral). Conducția apare în diac atunci când tensiunea de străpungere este atinsă cu orice polaritate între cele două terminale. Odată ce străpungerea are loc, curentul va fi într-o direcție ce depinde de polaritatea tensiunii dintre terminale. Dispozitivul se stinge atunci când curentul scade sub valoarea curentului de menținere.

Triacul este asemănător diacului, diferența făcând-o terminalul poartă. Triacul poate fi pornit de un impuls de curent aplicat pe poartă, în cazul acestuia ne mai fiind necesara tensiune de străpungere pentru a începe conducția, fenomen necesar în cazul diacului. Practic se poate spune că triacul este un dispozitiv alcătuit din două tiristoare (SCR) conectate în paralel și în direcții opuse cu un terminal comun numai poartă.



Aplicații

Ca și SRC-urile, triacele sunt de asemenea folosite pentru a controla puterea medie a unei sarcini prin metoda de control al fazei. Triacul poate fi activat în așa fel încât alimentarea din c.a. să fie furnizată sarcinii pentru a putea efectua un control la fiecare jumătate de ciclu. În timpul fiecărui jumătate de ciclu pozitiv a c.a. triacul este închis pentru un anumit interval numit unghi de întârziere (măsurat în grade). Iar apoi este activat și va conduce curent prin sarcină pentru jumătatea pozitivă a ciclului, numit unghi de conducție. În mod similar se întâmplă și în jumătatea negativă a ciclului când curentul este direjat în direcția opusă.



4.3 Aplicații

Controlul curentului ON-OFF

O aplicație uzuală a tiristorului este controlul alimentării a.c.

Un circuit de control de fază cu o rezistență variabilă de jumătate de undă poate fi observat în figura următoare. O sursă de tensiune alternativă este aplicată circuitului și tiristorului. R_1 este un rezistor ce are rolul de a limita curentul. Potențiometrul R_2 setează nivelul la care tiristorul să fie activat. Modificând valoarea acestuia, tiristorul poate fi setat să declanșeze la orice punct din jumătatea pozitivă a ciclului formei de undă alternative cuprinsă între 0 și 90 de grade. Am presupus că I_G este valoarea curentului de poartă pentru care tiristorul declanșează în orice condiții.

Sursa de tensiune alternativă este considerată: $v = V_m \sin \omega t$.

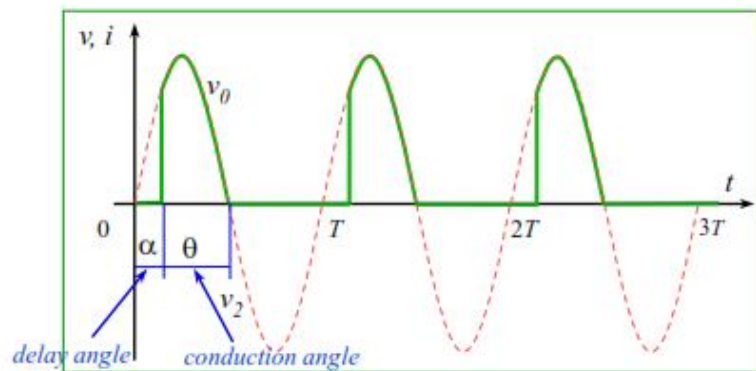
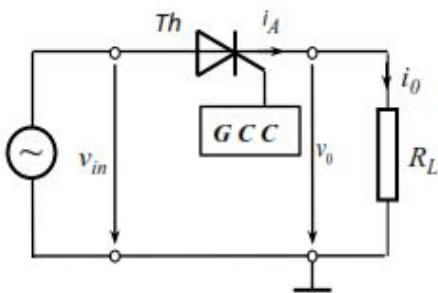
Putem modifica I_{Gm} folosind potențiometrul R_2 .

a. $I_{Gm} < I_{GT} \Rightarrow \exists \alpha \in [0, \pi]$. Tiristorul nu declanșează și astfel nu există conducție.

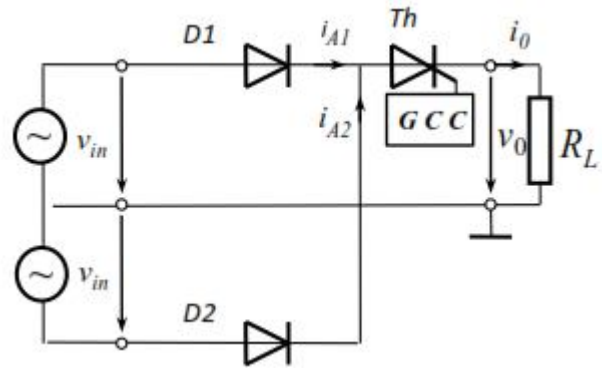
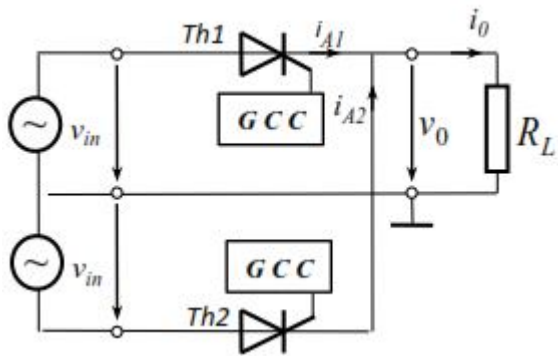
b. $I_{Gm} < I_{GT} \Rightarrow \alpha = \frac{\pi}{2} \rightarrow \Theta = \frac{\pi}{2}$. Când tiristorul este declanșat, lângă peak-ul pozitiv a jumătății ciclului unghiul de conducție este în jur de 90° ($\pi/2$).

c. $I_{Gm} < I_{GT} \Rightarrow \exists \alpha \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right) \rightarrow \Theta \in \left(\frac{\pi}{2}, \pi\right)$. Modificând R_2 tiristorul este declanșat în orice punct a jumătății ciclului pozitiv a formei de undă alternative între 0 și 90° .

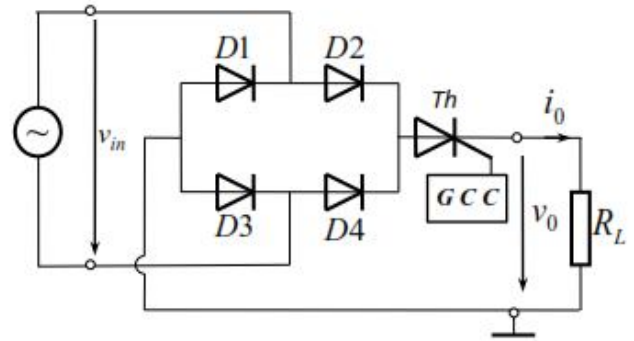
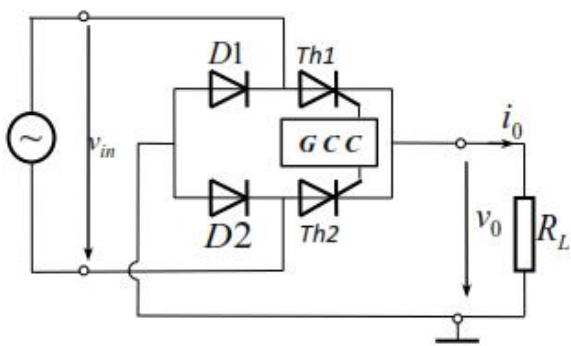
Redresor controlat cu jumătate de undă



Redresor cu împământare mediană controlat cu undă întregă

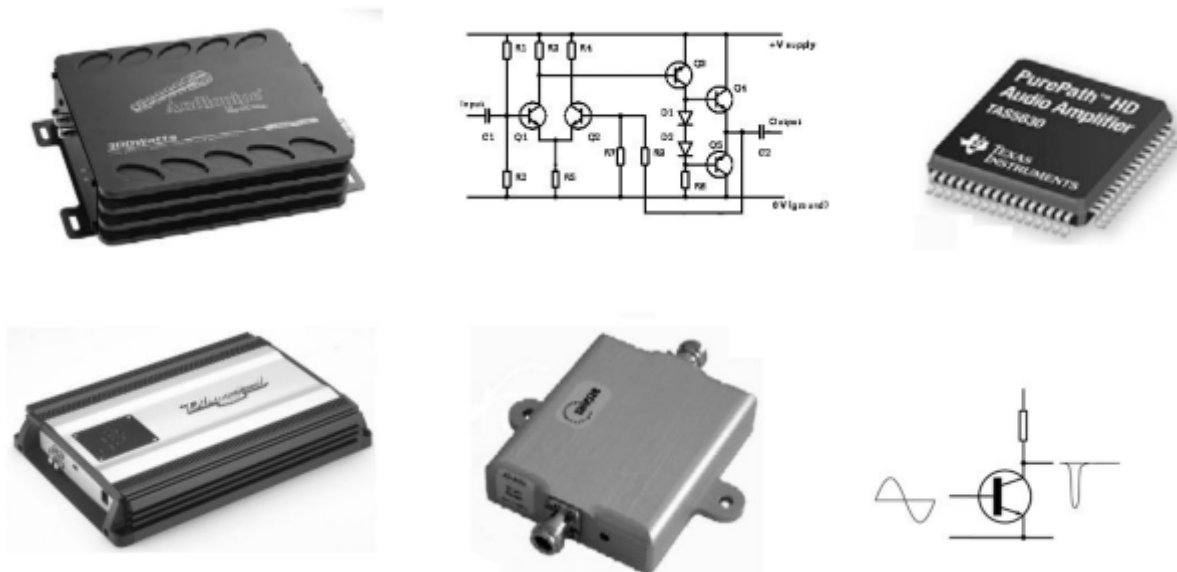


Redresor tip punte controlat cu undă întregă



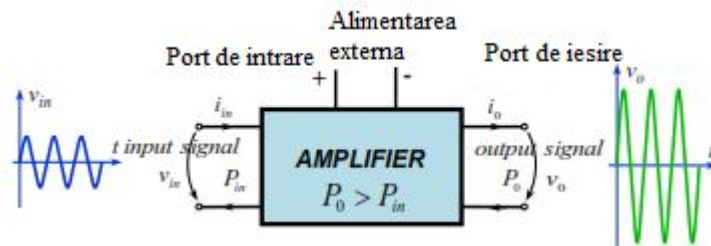
5. Amplificatoare

- 5.1. Introducere
- 5.2. Semnale
- 5.3. Parametrii si caracteristici
- 5.4. Amplificator de semnal mic
- 5.5. Amplificatoare de putere



5.1. Introducere

Amplificarea = procesul de creștere a puterii unui semnal de curent alternativ.
Amplificatorul este un circuit (dispozitiv) pentru creșterea puterii unui semnal folosind o sursă de energie externă.



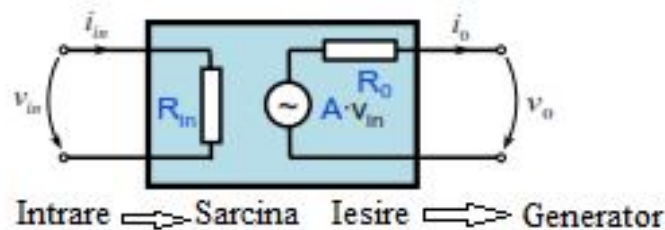
Amplificatoarele sunt circuite frecvent utilizate deoarece pot amplifica un mic semnal de intrare într-un semnal mare de ieșire.

Există multe forme de circuite electronice clasificate ca amplificatoare, de la amplificatoare operaționale, amplificatoare de semnal mic la amplificatoare de semnal și putere mare.

Amplificatoare pot fi considerate ca o cutie neagră sau bloc care conțin amplificarea dispozitivului cum ar fi: un tranzistor bipolar, tranzistor cu efect de câmp, amplificator operational, care au două terminale de intrare și două de ieșire. Amplitudinea semnalului de ieșire este mai mare decât cea a semnalului de intrare.

Un amplificator de semnal ideal are trei proprietăți principale:

- amplificarea cunoscută și ca câștig (A)
- rezistența de intrare R_{in}
- rezistența de ieșire R_{out}



Nu contează cât de complicat este un circuit amplificator, un model de amplificator general, poate fi încă folosit pentru a arăta relația dintre aceste trei proprietăți.

Diferența fundamentală între semnalul de intrare și cel de ieșire $P_o > P_{in}$. Câștigul amplificatorului este măsură pentru cât poate un amplificator să-și mărească semnalul de intrare.

5.2. Semnale

Un semnal reprezintă o cantitate variabilă utilizată pentru a transmite informația caracteristică a unui fenomen fizic.

În electronică, semnal= $u(t)$, $i(t)$

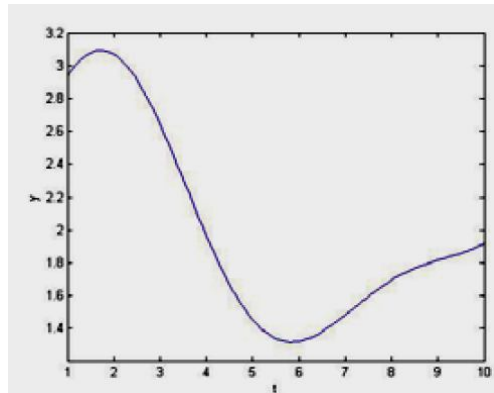
Mediul înconjurător este plin de semnale. Într-adevăr, legătura cu mediul înconjurător se realizează prin diverse semnale pe care simțurile noastre le pot interpreta pentru fenomenele fizice corespunzătoare: vocea umană, sunetele din natură, lumina pe care o vedem, căldura pe care o simțim, toate sunt semnale.

Clasificarea semnalelor se bazează pe:

- cum este reprezentat în timp;
- cum variază amplitudinea sa.

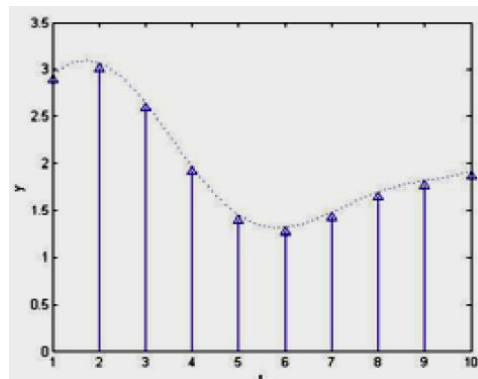
Semnal analog – continuu în timp, valoare continuă.

- Definit pentru orice moment de timp și amplitudinea sa poate lua orice o valoare (ex: semnale de la traductoare)



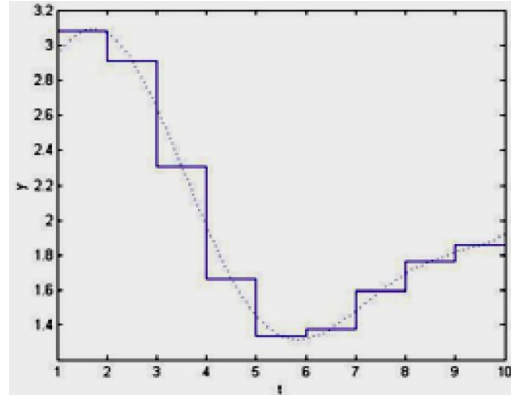
Semnale discrete – discrete în timp, valoare continuă.

- Definit numai la momente discrete de timp și amplitudinea poate varia în mod continuu și să își asume orice valoare.



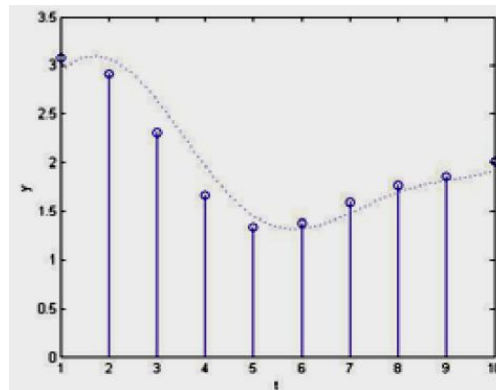
Semnale cuantificate – continue în timp, valori discrete.

- Definit pentru orice moment de timp iar amplitudinea își asumă valori discrete.



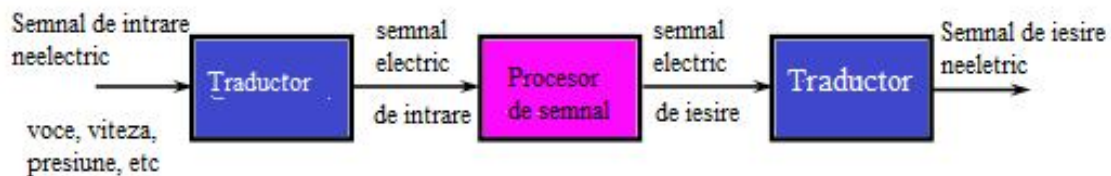
Semnale discrete, cuantificate – discrete în timp, valori discrete

- Definite la momente discrete de timp și amplitudinea sa își poate asuma valori discrete. (ex semnale digitale)



Procesarea semnalului

Semnalul poate avea o varietate de forme, în scopul de a transporta informații din lumea fizică. Este foarte convenabil pentru un sistem electronic să proceseze semnalele, prin urmare, semnalele sunt mai întâi convertite într-o formă electrică (tensiune sau curent) de către traductoare.

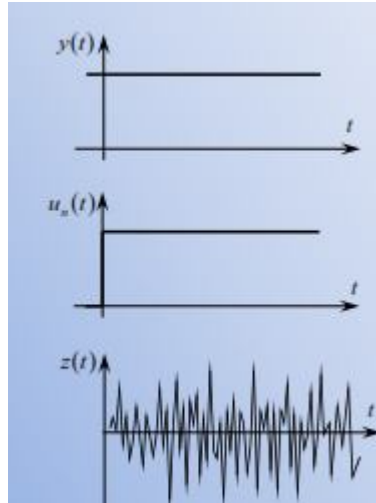


În general, vom folosi timpul ca variabilă independentă, atunci când vom reprezenta un semnal. Acest lucru este necesar în studiul sistemelor electrice și electronice, dar sunt multe alte cazuri în care semnalele depind de alte variabile. De exemplu, în unele aplicații de inginerie semnalul poate fi presiunea de-a lungul unei țevi sau ar putea fi profilul de presiune pe o aripă de

avion sau profilul temperaturii în întreaga secțiune transversală a unei tije de combustibil a unui reactor nuclear.

Vom studia doar semnale electrice (tensiune, curent, de energie), care variază în timp.

Semnal neperiodic



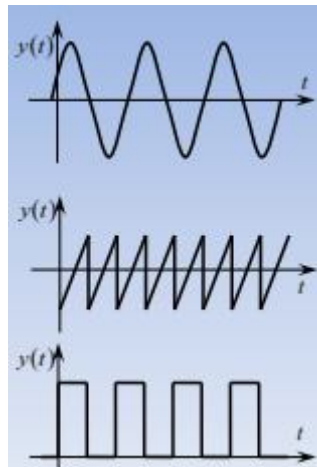
Semnal periodic.

O clasă importantă de semnale variabile în timp este clasa semnalului periodic. Matematic, un semnal periodic $x(t)$ este unul care satisface relația:

$$x(t) = x(t + nT) \quad \text{pentru } n=1,2,3,\dots$$

unde T este perioada semnalului $x(t)$

În studiul sistemelor electronice se va întâlni semnale periodice de diferite tipuri. Unele sunt reprezentate schematic în figura de mai jos.



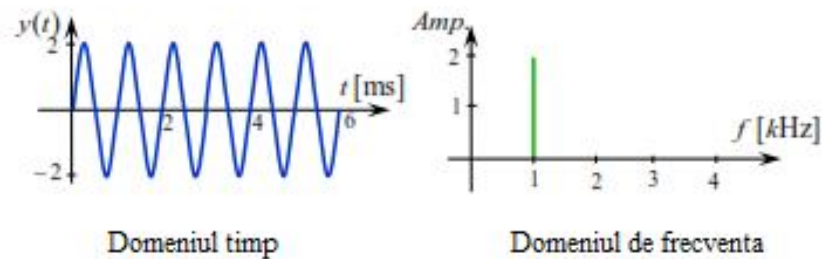
Domeniul de timp și frecvență

Semnalele fizice, cum ar fi tensiunea de ieșire a unui microfon sau semnalul electric de ieșire a unui manometru, sunt de obicei reprezentate ca funcție de timp. Aceste semnale pot fi manipulate (amplificate, filtrate, compensate, etc) în domeniul timp și multe aplicații folosesc semnale exclusiv în domeniul timp.

Cu toate acestea, este adesea convenabil și în mod frecvent este necesar, să se reprezinte semnalul în domeniul frecvență, atunci când este necesară o analiză și o prelucrare a semnalului.

Figurile arată reprezentarea domeniului timp și frecvență a unui semnal sinusoidal cu frecvența de 1kHz.

$$u = 2 \sin(2\pi 1000t)$$

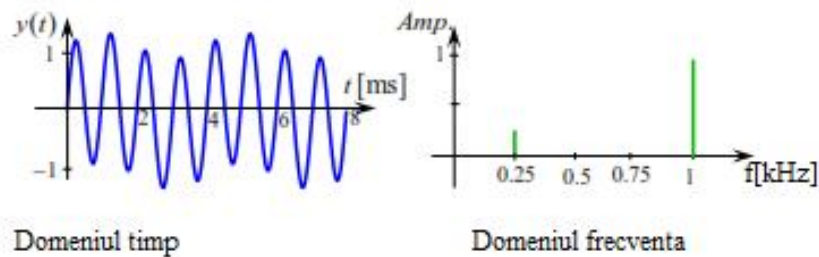


Deoarece acesta este un semnal cu o singură frecvență de 1kHz, reprezentarea domeniului de frecvență este o singură linie la frecvența de 1kHz. Înălțimea liniei la frecvența de 1 kHz corespunde magnitudinii sau intensității semnalului la această frecvență.

Ca un alt exemplu considerăm semnalul dat de funcția:

$$u = 0.2 \sin(2\pi 250t) + \sin(2\pi 1000t)$$

Cele două frecvențe prezente în semnalul rezultat sunt 250Hz și 1000Hz. Prin urmare, reprezentarea în domeniul frecvență a acestor două frecvențe conține informații de semnal.



În general, semnalele pot conține un număr mare de frecvențe iar în acest caz, reprezentarea în domeniul frecvență al semnalului devine foarte utilă. Un semnal cu variații mari, în rata sa de schimbare în domeniul timp, conține un număr proporțional de mare de frecvențe. În

reprezentarea în domeniul de frecvență a semnalelor, există informații doar la frecvențele sinusoidale care cuprind semnalele. Mai mult decât atât, reprezentarea domeniului de frecvență conține detalii despre puterea relativă a diferitelor componente de frecvență, după cum se poate vedea prin compararea expresiei matematice a semnalelor cu reprezentările lor corespunzătoare în domeniului de frecvență.

Reprezentarea grafică a semnalelor în domeniul frecvență tocmai prezentată va fi îmbunătățită prin reprezentarea matematică adecvată a semnalelor în domeniul frecvență. Teoria numerelor complexe este esențială în înțelegere reprezentării domeniului de frecvență. În cele ce urmează conceptul de analiză Fourier ne va oferi un instrument foarte puternic pentru transformarea generală a unui semnalului din domeniul timp în domeniul de frecvență și echivalent din domeniul de frecvență în domeniul timp.

Transformata Fourier si Seriile Fourier.

Transformata Fourier (TF) este un operator matematic care transformă un semnal din domeniul timp, $x(t)$ în domeniul frecvență, $X(f)$. Timpul de transformare în domeniul frecvență este dat de:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt$$

Echivalent, inversa transformatei Fourier poate fi utilizată pentru a converti un semnal din domeniul de frecvență în domeniul de timp, după cum urmează:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df$$

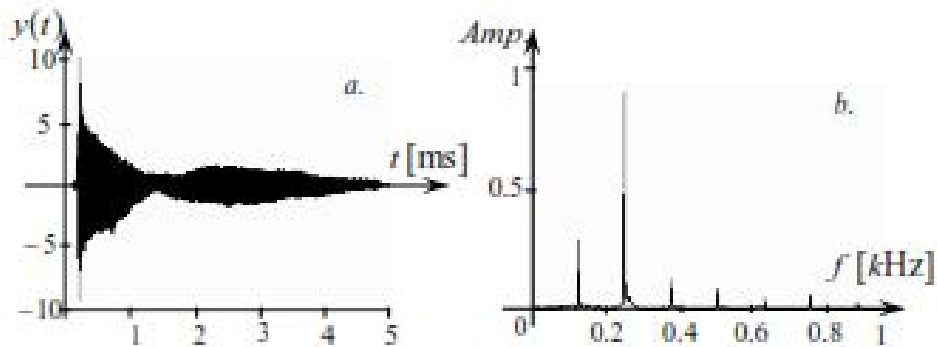
Când transformata Fourier în loc să fie exprimată în termeni de frecvență f (Hz) este exprimată în frecvență unghiulară ω (rad/s) conversia se realizează prin $d\omega = 2\pi df$:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \qquad x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j\omega t} df$$

Transformata Fourier este operatorul matematic cel mai folosit în prelucrarea semnalelor și analiza datelor. Acesta oferă instrumentele necesare pentru a vizualiza, prin căutarea în domeniul de frecvență a caracteristicilor semnalului care nu sunt direct observabile în domeniul timp.

Un exemplu ilustrativ este un semnal asociat cu sunetul. Figura (a) prezintă semnalul de tensiune în funcție de timp corespunzătoare la sunetul produs de un pian de la mijlocul notei Do. Informațiile importante ale unui semnal sonor este conținutul său de frecvență. Această informație este descoperită când se realizează transformarea semnalului în domeniul de frecvență

așa cum se arată în Figura (b). Reprezentarea în domeniul frecvență al semnalului ne arată în mod clar că semnalul are, pe lângă frecvența fundamentală de 261 Hz, componente de frecvență suplimentare. Aceste frecvențe suplimentare (armonicele) ne spun despre caracteristicile de sunet ale pianului și într-adevăr, ele sunt motivul pentru bogăția și unicitatea fiecărui instrument.



Seriile Fourier și relațiile lor cu transformata Fourier

Seria Fourier este doar un caz special al Transformatei Fourier. De fapt, seria Fourier este asociată cu semnalele periodice, în timp ce transformata Fourier este o reprezentare mai generală a semnalelor neperiodice în domeniul de frecvență.

Semnale periodice pot fi reprezentate printr-o combinație liniară de sinusoidale ale căror frecvențe variază în funcție de o valoare constantă întreagă (ele sunt multipli de o frecvență fundamentală).

Daca se poate reprezenta o sinusoidă cu exponențiale complexe, cu ajutorul formulei lui Euler, forma funcțională a acestei combinații liniare de funcții exponențiale complexe este cunoscută ca seria Fourier a semnalului periodic și este dată de:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega t}$$

Coeficienții sunt, în general, numere complexe, $c_k = a_k + jb_k$, și sunt date de relația:

$$c_k = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-jk\omega t} dt$$

Unde T este o perioadă a x(t) și integrarea se efectuează pe o perioadă. Coeficienții sunt numiți coeficienții seriei Fourier sau coeficienți spectrali ai funcției x(t) și reprezintă o măsură la cât de mult semnal (puterea semnalului) există la fiecare frecvență $k\omega$. Prin urmare, misiunea în

determinarea reprezentării seriei Fourier a unui anumit semnalului este aceea de a determina coeficienții complexi c_k .

În cazul în care semnalului $x(t)$ este real, atunci reprezentarea seriei Fourier se reduce la:

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega t) - b_k \sin(k\omega t)]$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(k\omega t) dt \quad k=1,2,3,\dots$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin(k\omega t) dt \quad k=1,2,3,\dots$$

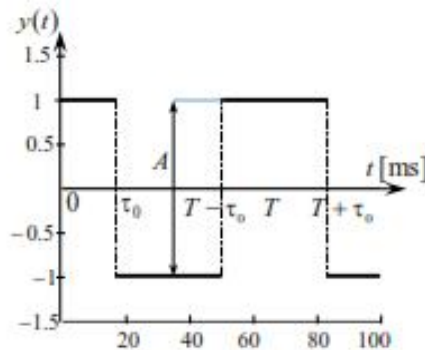
Exemplu:

Frecvență	Ordin	Nume
1*f₀=50Hz	n=1	fundamental (prima armonică)
2*f₂=100Hz	n=2	a doua armonică
3*f₃=150Hz	n=3	a treia armonică
4*f₄=200Hz	n=4	a patra armonică
5*.....

Coeficientul a_0 are doar valoare medie a semnalului $x(t)$.

Exemplu:

Să se calculeze seria Fourier a unei pătrate periodice prezentate pe figura de mai jos.



Perioada unei pătratice este T și frecvența acesteia, adică frecvența fundamentală $f_0 = \frac{1}{T}$,

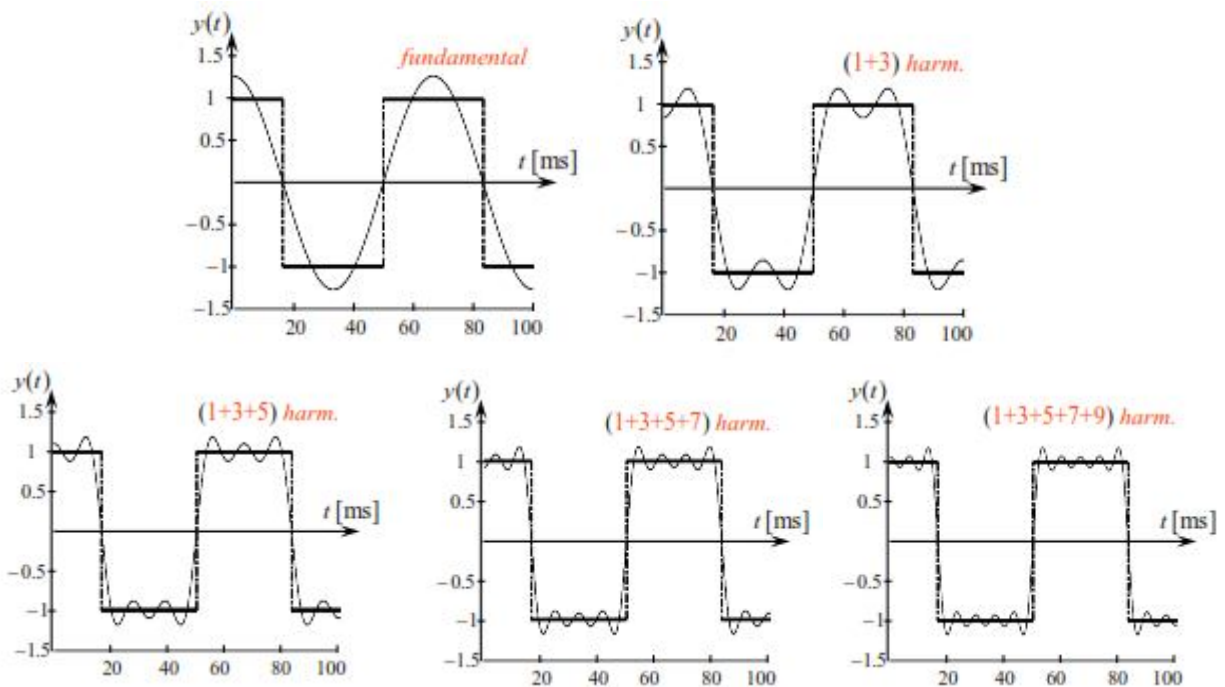
$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$$

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega_0 t)$$

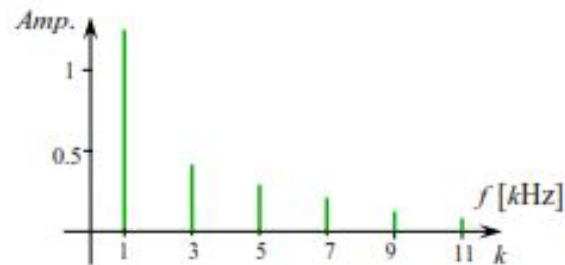
$$a_0 = 0 \quad a_k = \frac{2A}{k\omega_0 T} \sin(k\omega_0 \tau_0)$$

Să considerăm cazul unui factor de umplere de 50% al semnalului unei pătratice, pentru care $\tau_0 = T/4$. Primii coeficienți nenuli sunt:

$$\begin{aligned} a_0 &= 0 \\ a_1 &= 4/\pi \\ a_3 &= -4/3\pi \\ a_5 &= 4/5\pi \\ a_7 &= -4/7\pi \\ a_9 &= 4/9\pi \end{aligned}$$



Pentru o înțelegere mai profundă se explorează semnificația coeficienților a_k . Coeficienților a_k ca funcția a lui k sunt prezentați în figură.



Fiecare valoare a lui k corespunde unei frecvențe numită armonică care sunt multipli întregi ai frecvenței unei dreptunghiulare, de asemenea, numită frecvență fundamentală.

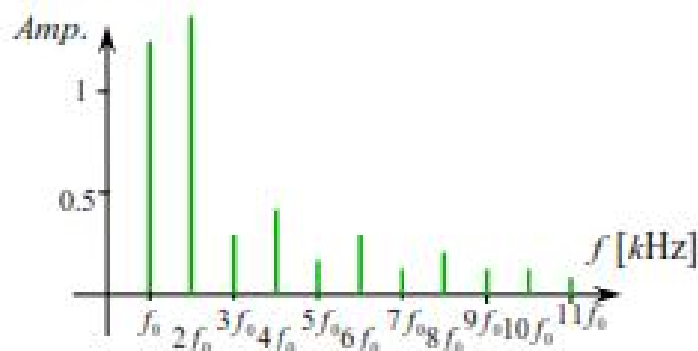
Amplitudinea coeficienților a_k este legată de puterea relativă a semnalului la frecvențele corespunzătoare. Dependența $1/k$ a amplitudinii este o indicație a ratei relativ lente de convergență a seriei.

Acest lucru implică faptul că este necesar un număr mare de armonici, în scopul de a reproduce o undă pătrată; o consecință directă a discontinuităților asociate cu semnalul unei pătrate.

Putem vedea că semnalele de timp înguste necesită mai multe armonici, în scopul de a reproduce semnalul original. Semnalele de timp extinse, necesită mai puține armonici pentru reproducere deoarece amplitudinea armonicilor superioare tinde să scadă mai rapid. De fapt, așa cum $\tau_0 / T \rightarrow 0$, prima traversare a coeficientului tinde la ∞ și există un spectru foarte larg care conține multe armonici care au toate în esență aceeași amplitudine.

Semnale periodice

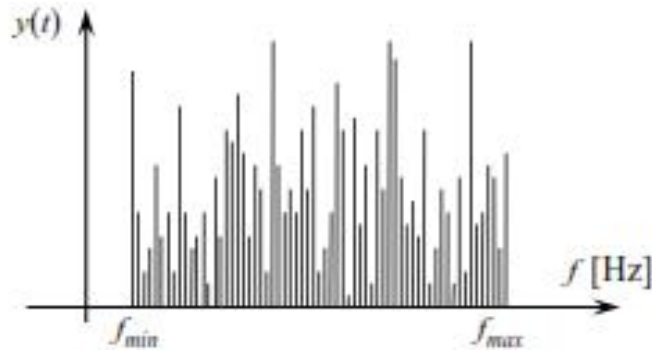
- reprezentarea de către seria Fourier
- Spectrul discret = este nevoie de multe valori discrete
-



Spectrul unui semnal periodic

Semnale neperiodice

- reprezentarea de către Transformata Fourier
- spectrul continuu = se pare că spectrul are toate frecvențele într-un interval relativ larg



Spectrul unui semnal neperiodic

5.3. Parametrii și caracteristici

Câștigul amplificatorului

Câștigul amplificatorului este relația care există între semnalul de ieșire și semnalul de intrare. Există trei tipuri diferite de câștig:

- câștigul tensiunii (A_v),

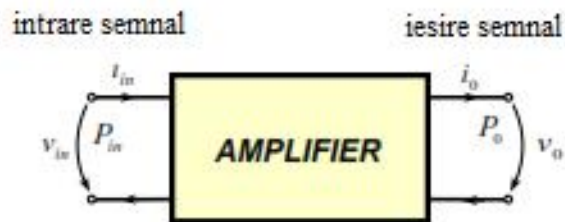
$$A_v = \frac{\text{outputvoltage}}{\text{inputvoltage}} = \frac{v_o}{v_{in}} \quad a_v = 20 \lg \frac{v_o}{v_{in}} = 20 \lg A_v [\text{dB}]$$

- câștigul curentului (A_i)

$$A_i = \frac{\text{outputcurrent}}{\text{inputcurrent}} = \frac{i_o}{i_{in}} \quad a_i = 20 \lg \frac{i_o}{i_{in}} = 20 \lg A_i [\text{dB}]$$

- câștigul puterii (A_p).

$$A_p = \frac{\text{outputpower}}{\text{inputpower}} = \frac{P_o}{P_{in}} \quad a_p = 10 \lg \frac{P_o}{P_{in}} = 10 \lg A_p$$



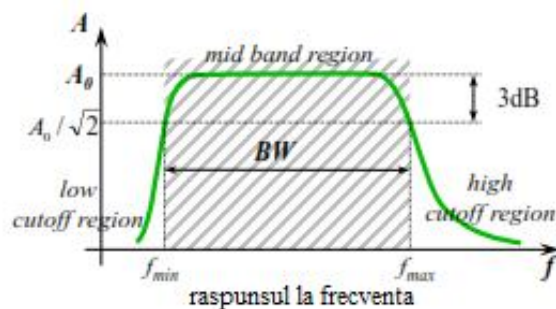
Câștigul amplificatorului poate fi, de asemenea, exprimat în decibeli, (dB). Bel este o unitate logaritmică (baza 10) de măsurare, care nu are unități. Deoarece Belul este o unitate de măsură prea mare se utilizează decibelul. Pentru a calcula câștigul a amplificatorului în Decibeli sau dB, putem folosi expresiile de mai sus.

Rețineți faptul că în 20dB nu este la fel de multă putere ca în 10dB datorită scalei logaritmice. de asemenea, o valoare pozitivă a dB reprezintă un câștig, iar o valoare negativă a dB reprezintă o pierdere a amplificatorului. De exemplu, un câștig al amplificatorului de +3dB indică faptul că puterea semnalului la ieșirea amplificatorului s-a dublat (*2) în timp ce un câștig al amplificatorului de -3dB indică faptul că puterea semnalului s-a înjumătățit (*0.5) sau cu alte cuvinte o pierdere.

A=out/in	$a_{v(i)}$ [dB]	a_p [dB]
0.707	-3	-1.5
1	0	0
1.41	3	1.5
2	6	3
10	20	10
100	40	20
1000	60	30
10000	80	40

Răspunsul la frecvență. Lățimea de bandă

Domeniul de frecvențe peste care câștigul amplificatorului (câștig în tensiune sau curent) scade cu mai mult de 3dB (sau $1/\sqrt{2} \approx 0.707$ din valoarea maximă de câștig) este numit lățime de bandă. În figură de mai jos, f_{min} , f_{max} sunt sunt fecvențele inferioare și superioare de tăiere unde câștigul în tensiune (curent) scade la 70.7% din câștigul maxim.



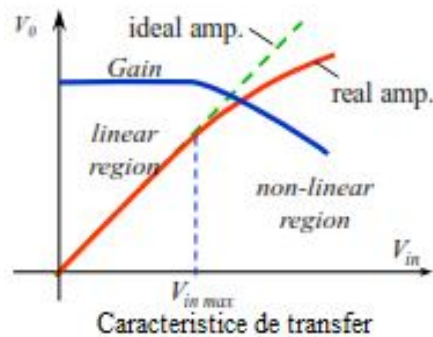
Lățimea de bandă: $BW = f_{max} - f_{min}$. Dacă $f_{min} = 0$ atunci $BW = f_{max}$

Lățimea de bandă este de asemenea definită ca intervalul de frecvențe peste care câștigul de putere a amplificatorului este egal cu/sau mai mare de 50% din cel mai mare câștig de putere. Frecvențele de tăiere sunt, de asemenea, definite ca frecvențele unde câștigul de putere scade la 50% din cel mai mare câștig.

Caracteristica de transfer

Caracteristicile de transfer ale amplificatorului liniar

Pentru amplificatorul liniar ideal, caracteristicile de transfer sunt o linie dreaptă care trece prin origine cu panta A_v . Este de dorit să aibă caracteristici liniare de amplificare pentru majoritatea aplicațiilor. Forma de undă de ieșire este o copie mărită a intrării: $v_o(t) = A_v v_{in}(t)$.



Amplificator de saturație

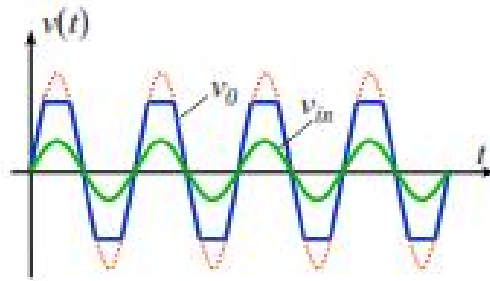
Practic, caracteristica de transfer a amplificatorului rămâne liniară numai peste o gamă limitată ale tensiunii de intrare. Amplificatorul poate fi folosit ca amplificator liniar pentru intrare oscilatorie:

$$V_{in} < V_{in\ max} \rightarrow v_o = A_v * v_{in}$$

Pentru intrare mai mare decât limita oscilatorie, forma de undă de ieșire va fi trunchiată, rezultând distorsiunea neliniară. Distorsiunea neliniară este un termen folosit pentru a descrie fenomenul dintre o relație neliniară între semnalele de intrare și de ieșire ale unui dispozitiv sau a circuit. Proprietățile de neliniaritate pot fi exprimat ca:

$$v_o = a_0 + a_1 * v_{in} + a_2 * v_{in}^2 + a_3 * v_{in}^3 + \dots$$

În practică caracteristica de transfer a amplificatoarelor pot prezenta neliniarități de diverse amplitudini. Caracteristicile neliniare vor duce la distorsiuni ale semnalului în timpul amplificării, rezultă distorsiuni neliniare care afectează spectrul componentelor.



Efectul de saturatie

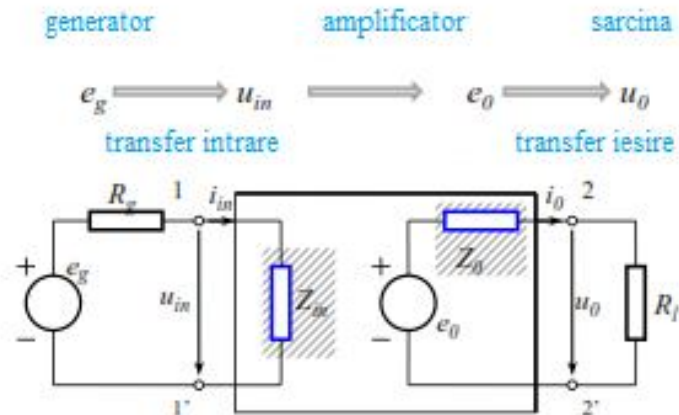
Impedanța de intrare

Impedanța este vizibilă la portul de intrare

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \xrightarrow{\text{mijlocul.de.banda}} R_{in} = \frac{V_{in}}{i_{in}}$$

impedanța de intrare

rezistența de intrare



Transferul impedanței de intrare

$$v_{in} = e_g * \frac{R_{in}}{R_{in} + R_g} < e_g$$

$$v_{in} \rightarrow e_g \Rightarrow R_{in} \rightarrow \infty \text{ (rezistența ideală de intrare)}$$

Impedanța de ieșire

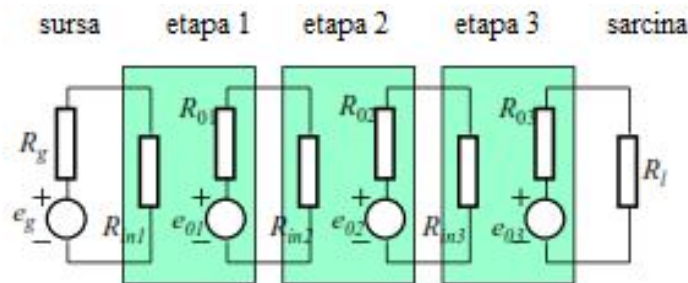
Impedanța (rezistența) este vizibilă la portul de ieșire

$$Z_0 = \frac{-\Delta V_0}{\Delta I_0} \xrightarrow{\text{mijlocul.de.banda}} R_0 = \frac{-\Delta v_0}{\Delta i_0}$$

impedanța de ieșire rezistența de ieșire

Impedanța de ieșire de transfer

$$v_0 = e_0 * \frac{R_1}{R_1 + R_0} < e_0 \qquad v_0 \rightarrow e_0 \Rightarrow R_0 \rightarrow 0 \text{ (impedanța ideală de ieșire)}$$



Amplificatorul în cascadă

Mai multe etape ale amplificatoarelor pot fi în cascadă pentru a îndeplini cerința de aplicare. Analiza poate fi realizată prin înlocuirea fiecărei etape cu modelul de amplificator de tensiune (R_{in} , e_0 , R_0).

Clase de Amplificare

Clasificarea amplificatoarelor, fie că este un amplificator de tensiune sau unul de putere, se face prin compararea caracteristicilor de intrare și ieșire ale acestora prin măsurarea porțiunii ciclului semnalului de intrare în care dispozitivul de amplificare conduce.

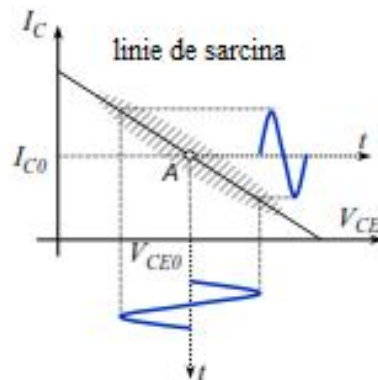
Pentru ca tranzistorul să funcționeze în interiorul regiunii sale active a fost nevoie de o formă de polarizare de bază.

Această mică tensiune de polarizare de bază adăugată la semnalul de intrare permite tranzistorului o reproducere a formei de undă completă de la intrare la ieșirea sa, fara o pierdere de semnal. Cu toate acestea, prin modificarea poziției acestei tensiune de polarizare de bază, este posibil ca amplificatorul să opereze într-un mod diferit de amplificare pentru a reproduce forma de undă completă. Odată cu introducerea la amplificator a unei tensiuni de baza de polarizare, pot fi obținute diferite intervale de funcționare și diferite moduri de operare care sunt împărțite în funcție de clasificarea lor. Aceste moduri diferite de operare sunt mai bine cunoscute sub numele de clase de amplificare.

Clasa A de amplificare

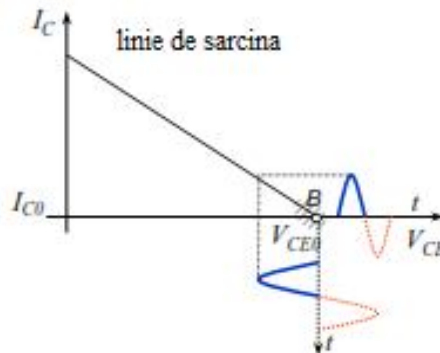
Funcționarea în clasa A este în cazul în care întreaga undă a semnalului de intrare este reprodusă fidel la ieșirea amplificatorului așa cum tranzistorul este perfect polarizat în regiunea activă, așadar acesta nu va atinge niciodată valoarea de tăiere sau regiunea de saturație. Acest

lucru are ca rezultat semnal de intrare în c.a. fiind perfect centrat între limitele de semnal superioare și inferioare ale amplificatorului, ca în figura de mai jos.



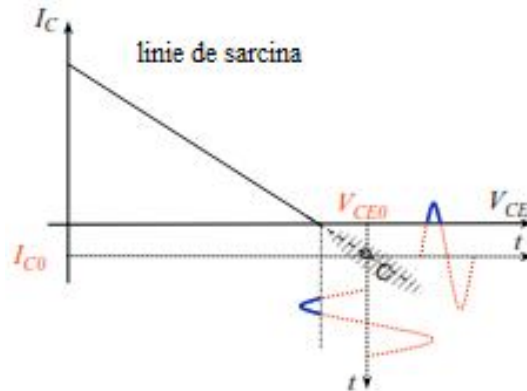
Clasa B de amplificare

Funcționarea în clasa B nu are nici o tensiune de polarizare directă așa cum are clasa A, dar în schimb tranzistorul conduce numai când semnalul de intrare este mai mare decât tensiunea bază-emitor, iar pentru dispozitivele cu siliciu este aproximativ 0.7V. Prin urmare dacă la intrare este zero și la ieșire este tot zero. Acest lucru rezultă apoi în doar jumătate din semnalul de intrare prezent la ieșirea amplificatorului oferind un randament mai mare al amplificatorului, ca în figura de mai jos.



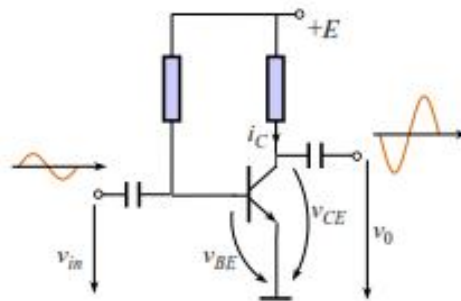
Clasa C de amplificare

Funcționarea în clasa C nu are nici o tensiune de polarizare directă așa cum are clasa A, dar în schimb tranzistorul conduce numai atunci când semnalul de intrare este mai mare decât tensiunea de prag. Acest lucru rezultă în mai puțin de jumătate din semnalul de intrare fiind prezentat la ieșirea amplificatorului oferind un randament mai mare a amplificatorului așa cum se prezintă în figura de mai jos.

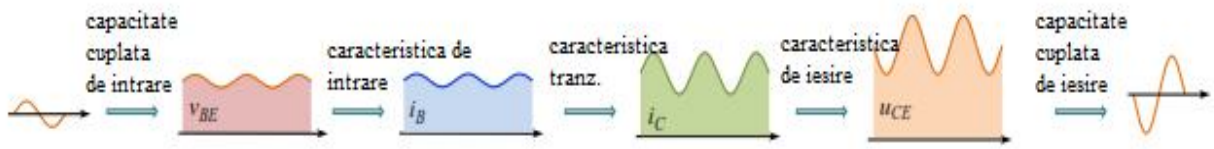


5.4. Amplificatoare de semnal mic

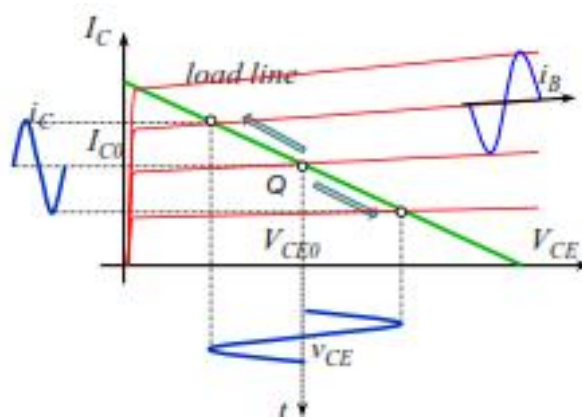
Polarizarea unui tranzistor este o operațiune în c.c. Cu toate acestea, scopul este de a stabili un punct Q cu privire la ce variații în curent sau tensiune pot apărea ca răspuns la un semnal de curent alternativ (c.a.). În aplicațiile în care trebuie amplificată o tensiune mică, variațiile punctului Q sunt relativ mici. Amplificatoare destinate să se ocupe de aceste semnale mici de curent alternativ, se numesc amplificatoare de semnal mic. În figura de mai jos este prezentat un tranzistor polarizat cu o sursă de curent alternativă capacitiv cuplată. Condensatorul de cuplaj blochează componenta de c.c. și astfel previne rezistența sursei să se schimbe de la tensiunea de polarizare la tensiunea de bază. Tensiunea de semnal determină tensiunea de bază să varieze peste și sub nivelul tensiunii de polarizare c.c.



Variația care rezultă în curentul de bază produce o variație mare în curentul de colector din cauza câștigului în curent al tranzistorului. Pe măsură ce curentul de colector crește, căderea de tensiune pe R_C de asemenea crește determinând scăderea tensiunii de colector. Curentul de colector variază peste și sub valoarea punctului Q în fază cu curentul de bază, iar tensiunea colector-emitor variază peste și sub valoarea punctului Q în antifază cu tensiunea de bază.

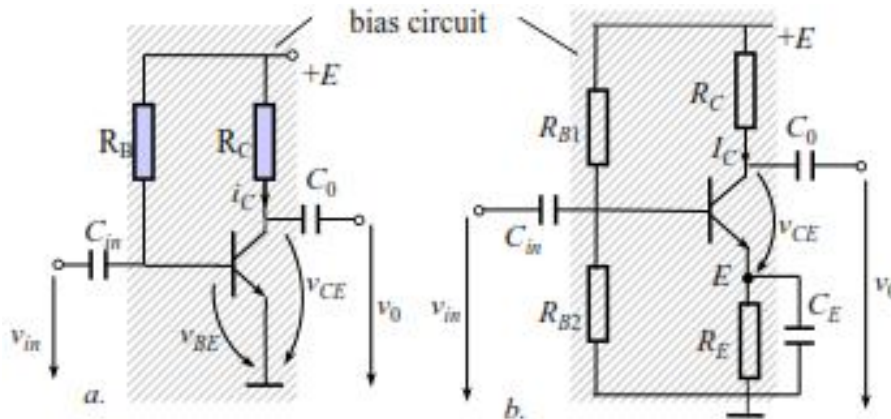


Operațiunea tocmai descrisă poate fi ilustrată grafic pe curbele de ieșire (caracteristica colectorului). Semnalul de la bază conduce curentul de bază egal, deasupra și sub punctul Q de pe dreapta de sarcină așa cum arată săgețile. Linii proiectate de la vârfurile curentului de bază, peste axa I_C și în jos cu axa V_{CE} indică variațiile vârf-la-vârf a curentului de colector și a tensiunii colector-la-emitor.



Amplificatorul emitor-comun (EC)

Figura arată un amplificator emitor comun cu un circuit de polarizare simplu (a.) și cu un circuit de polarizare cu divizor de tensiune (b). Există condensatori de cuplare (C_{in} și C_0) la intrarea și ieșirea circuitului. Circuitul din figura b are deasemenea un condensator de trecere (bypass) de la emitor la masă. Circuitele funcționează la fel în curent alternativ dar diferit în curent continuu.



Circuitele funcționează atât în curent continuu cât și în alternativ.

Analiza în curent continuu

Pentru analiza amplificatoarelor, valoarea de polarizare în curent continuu trebuie determinată prima. Circuitul echivalent de curent continuu este ușor de obținut eliminând condensatorii de cuplare și cei bypass. Analiza circuitului prezintă valori specifice ale Q-punct, $Q=(V_{CE}, I_C)$.

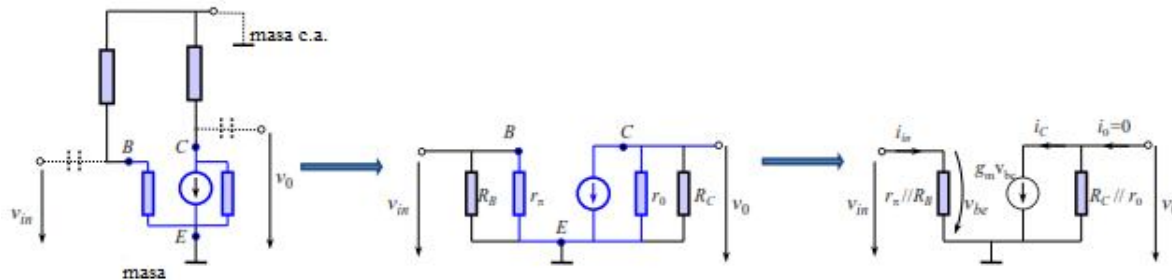
Rezultatul analizei în curent continuu:

- punctul Q de la linia de sarcină
- valorile V_{CE} , I_C
- parametrii dinamici: r_π , g_m , r_o , β

Analiza în curent alternativ

Pentru a analiza funcționarea semnalului a amplificatorului, este dezvoltat un circuit de curent alternativ echivalent.

- Condensatorii de cuplare și bypass C_{in} , C_0 și C_E sunt înlocuiți cu scurt-circuite. Aceasta se bazează pe faptul că $X_C=0$ la frecvența semnalului.
- Sursa de curent continuu este înlocuită cu masa. Aceasta se bazează pe presupunerea că sursa de tensiune are o rezistență internă aproximativ 0, astfel încât nici o tensiune de curent alternativ este dezvoltată la bornele sursei. Prin urmare, terminalul +E este un potențial de curent alternativ de 0V și este numit masă c.a.
- Tranzistorul este înlocuit modelul său dinamic. Se va folosi modelul pi-hibrid. Pentru frecvențe joase și mijlocul de bandă modelul frecvenței joase este suficient de precisă.



Impedanța de intrare

Impedanța de intrare așa cum se vede de la sursa de curent alternativ este la bază.

$$R_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{v_{be}}{i_{in}} \quad R_{in} = r_\pi // R_B \approx r_\pi$$

Impedanța de ieșire de la colector este

$$R_0 = \frac{\Delta v_0}{\Delta i_0} \quad R_0 = R_C // r_o \approx R_C$$

Câștigul tensiunii

Câștigul tensiunii c.a. este raportul dintre tensiunea de intrare și cea de ieșire.

$$A_v = \frac{v_0}{v_{in}} = \frac{-(R_C // r_0) i_C}{v_{be}} = -g_m * (R_C // r_0) \quad A_v \approx -g_m * R_C$$

Transconductanța g_m este legată de curentul de colector.

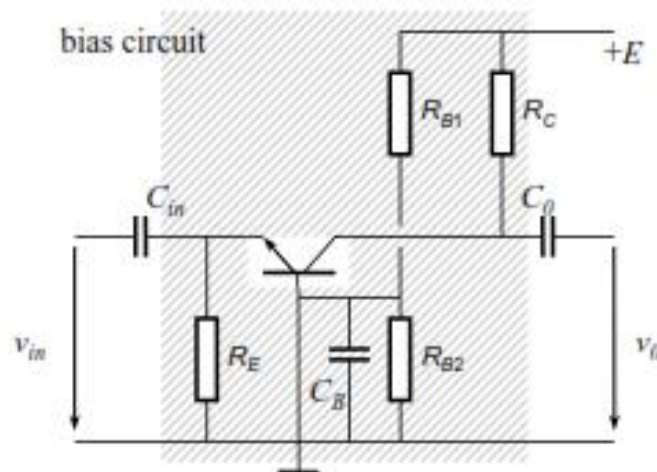
$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \rightarrow A_v \approx -\frac{R_C I_C}{V_T}$$

Caracteristicile amplificatorului-emitor comun

- impedanță de intrare medie (moderat scăzută) (1.....10K)
- impedanță de ieșire medie (moderat mare) (5.....50K)
- câștig mare în curent
- câștig foarte mare în tensiune de ordinul 100.....1000
- câștig foarte mare de putere
- faza de inversare a semnalului de intrare
- Este folosit în multe aplicații, din cauza câștigului mare în tensiune, curent și putere.

Amplificator bază- comună (BC)

Figura prezintă un amplificator tipic bază comună cu circuit de polarizare cu divizor de tensiune. Baza este terminalul comun și este conectat la masa de c.a. din cauza condensatorului C_B . Semnalul de intrare este amplificat la emitor. Ieșirea este cuplată capacitiv la colector. Există condensatoare cuplate (C_{in} și C_0) la intrarea și ieșirea circuitului și un condensator de trecere de la bază la masă.



Analiza de curent alternativ

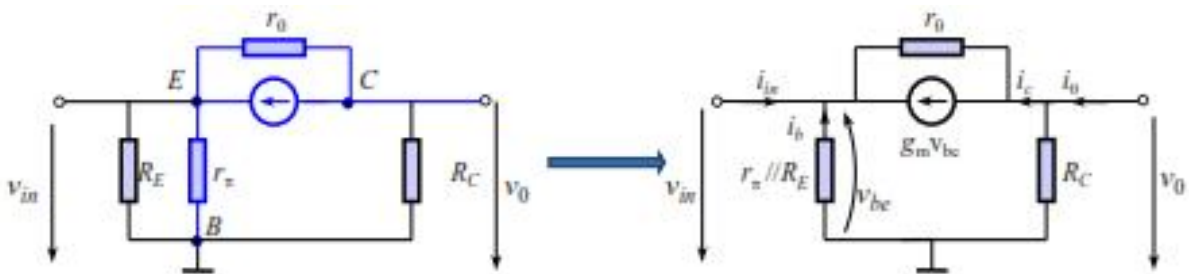
În primul rând trebuie să fie determinate valorile de polarizare de curent continuu. Circuitul echivalent de curent continuu de obține prin eliminarea condensatorilor de cuplare și de by-pass. Analiza circuitului oferă valorile specifice ale punctului Q, $Q=(V_{CE}, I_C)$.

- punctul Q la linia de sarcină
- valorile V_{CE}, I_C
- parametrii dinamici: r_π, g_m, r_o, β

Analiza de curent alternativ

Pentru a analiza amplificarea:

- condensatorii de cuplare și cai de bypass C_{in}, C_0 și C_B sunt înlocuiți cu scurt-circuite eficiente.
- sursa de curent continuu este înlocuită cu masa
- tranzistorul este înlocuit de un model dinamic. Se utilizează modelul pi-hibrid
-



Impedanța de intrare

Impedanța de intrare așa cum se vede la sursa de curent alternativ este la bază:

$$R_{in} = R_E // R_{in}^* \quad R_{in}^* = R_{in} / R_c \rightarrow \infty \quad R_{in}^* = \frac{v_{in}}{i_{in}} = -\frac{v_{be}}{i_{in}}$$

$$r_o \rightarrow \infty \quad i_{in} + i_b + \beta i_b = 0 \quad i_{in} = -(\beta + 1)i_b = -(\beta + 1)\frac{v_{be}}{r_\pi}$$

$$R_{in}^* = \frac{v_{in}}{i_{in}} = -\frac{v_{be} * r_\pi}{-(\beta + 1)v_{be}} = \frac{r_\pi}{\beta + 1}$$

$$R_{in} = \frac{r_\pi}{\beta + 1} // R_E \quad R_{in} \approx \frac{r_\pi}{\beta + 1}$$

Impedanța de ieșire

Impedanță de ieșire de la colector este:

$$v_{in} = 0 \rightarrow v_{be} = 0 \rightarrow g_m v_{be} = 0$$

$$R_0 = R_C // r_0$$

$$R_0 \approx R_C$$

Câștigul tensiunii

$$v_0 = -R_C \left(g_m v_{be} + \frac{v_0 - v_{in}}{r_0} \right)$$

$$v_0 \left(1 + \frac{R_C}{r_0} \right) = v_{in} \left(R_C g_m + \frac{R_C}{r_0} \right)$$

$$A_v = \frac{v_0}{v_{in}} = \frac{R_C g_m + \frac{R_C}{r_0}}{1 + \frac{R_C}{r_0}}$$

$$A_v = g_m * (R_C // r_0)$$

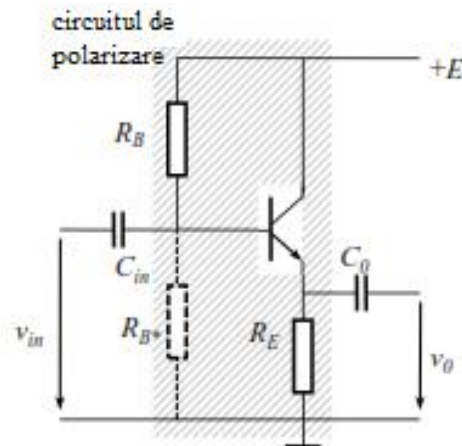
$$A_v \approx g_m * R_C$$

Caracteristicile amplificatorului bază-comună

- Impedanța de intrare foarte scăzut (10 ... 100 W)
- impedanță de ieșire medie (moderat mare) (5.....50K)
- nu există câștig în curent $A_i \approx 1$
- câștig foarte mare în tensiune de ordinul a 100 ... 1000
- câștig foarte mare putere
- nu există fază de inversare a semnalului de intrare
- este folosit din cauza câștigului mare de tensiune la frecvențe înalte

Amplificator colector-comun (CC)

Figura prezintă un amplificator tipic colector-comun cu circuit de polarizare rezistor-bază (circuit de polarizare cu divizor de tensiune). Intrarea este aplicată la comun și ieșire este la emitor. Nu există nici o rezistență colector.



Analiza de curent continuu

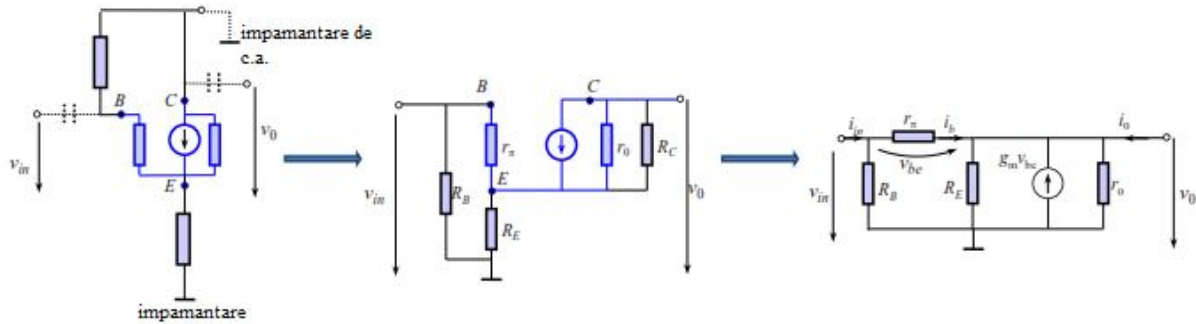
Trebuie determinate valorile de c.c. de polarizare. Circuitul echivalent de curent continuu se obține ușor prin eliminarea condensatorilor de cuplare. Analiza circuitului oferă valori specifice ale punctului Q, $Q=(V_{CE}, I_C)$.

- punctul Q la linia de încărcare
- valorile V_{CE}, I_C
- parametrii dinamici: r_π, g_m, r_o, β

Analiza de curent alternativ

Pentru a analiza amplificatorul:

- condensatoarele cuplate C_{in} și C_o sunt înlocuite cu scurt-circuite eficiente
- sursa de curent continuă este înlocuită cu împământare de curent alternativ
- tranzistorul este înlocuit cu un model dinamic, modelul pi-hibrid.



Impedanța de intrare:

$$R_{in} = R_B // R_{in}^* \quad R_{in}^* = R_{in} / R_e \rightarrow \infty$$

$$r_o \rightarrow \infty \quad i_o = 0 \quad v_{in} = i_b r_\pi + (\beta + 1) i_b R_E = i_b [r_\pi + (\beta + 1) R_E]$$

$$R_{in}^* = r_\pi + (\beta + 1) R_E$$

$$R_{in} = R_B // [r_\pi + (\beta + 1) R_E]$$

$$R_{in} \approx r_\pi + (\beta + 1) R_E$$

Impedanța de ieșire

$$R_o = R_E // (r_g + r_\pi) / (\beta + 1)$$

$$R_o \approx (r_g + r_\pi) / (\beta + 1)$$

Câștigul tensiunii

$$v_o = R_E (\beta + 1) i_b$$

$$i_b = (v_{in} - v_o) / r_\pi$$

$$v_0 = R_E (\beta + 1) \frac{v_{in} - v_0}{r_\pi} \quad v_0 R_E (\beta + 1) = v_{in} [R_E (\beta + 1) + r_\pi]$$

$$A_v = \frac{R_E (\beta + 1)}{R_E (\beta + 1) + r_\pi} \quad A_v \approx 1$$

Caracteristicile amplificatorului colector-comun

- impedanță foarte mare de intrare (100kΩ...1MΩ)
- impedanță foarte mică de ieșire (10...100Ω)
- nu este câștig în tensiune $A_v \approx 1$
- foarte mare câștig în curent
- câștig de putere foarte mare
- nu este fază reversibilă la semnalul de intrare
- acesta este folosit din cauza impedanței de intrare mare și a impedanței de ieșire scăzută.
- lucrează foarte bine la înaltă frecvență

Comparația configurațiilor amplificatoarelor clasice.

	Emitor-comun (EC)	Colector-comun (Cc)	Baza-colector (BC)
Câștigul în tensiune A_v	$g_m * R_C$ \approx înalt	1 – foarte jos	$g_m R_C$ înalt
Câștigul maxim în curent A_i	β \approx înalt	β - înalt	1 – foarte jos
Câștigul în putere A_p	$A_v * A_i = g_m R_C A_i$ \approx foarte înalt	$A_i \approx \beta$ înalt	$A_v = g_m * R_C$ înalt
Impedanța de intrare R_{in}	$r_\pi // R_B \approx r_\pi$ \approx joasă	βR_E înaltă	$r_\pi // R_B \approx r_\pi$ Foarte scăzută
Impedanța de ieșire R_0	$r_0 // R_C \approx R_C$ \approx înaltă	$(R_g + r_\pi) / \beta$ Foarte joasă	$r_0 // R_C \approx R_C$ înaltă
Faza relațională	180° amplificator inversor	0° Amplificator neinversor	0° Amplificator neinversor

Configurația Darlington

Tranzistorii Darlington (pereche Darlington) este o structură formată din doi tranzistori bipolari, dispozitive integrate sau separate, conectați astfel încât curentul amplificat de primul tranzistor este ulterior amplificat și de al doilea tranzistor. Aceasta configurație oferă un câștig înalt al curentului de colector, în cazul dispozitivelor integrate, poate lua mai puțin spațiu decât două tranzistoare individuale, deoarece ele pot folosi un colector comun. Perechile de integrate Darlington sunt ambalate individual în pachete de un tranzistor sau ca o gamă de dispozitive (de obicei, opt), într-un circuit integrat. Perechile Darlington se comportă ca un singur tranzistor cu un câștig de curent mare (aproximativ produsul câștigurilor celor două tranzistoare).

$$\beta \approx \beta_1 * \beta_2$$

Perechea de tranzistori Darlington mai este numită și tranzistor super-beta, deoarece are capacitatea de a amplifica curentul de mai multe ori decât un tranzistor normal. Un dezavantaj este o dublare aproximativă a tensiunii bază-emitor. Din moment ce există două joncțiuni între baza și emitorul tranzistorului Darlington, tensiunea bază-emitor echivalentă este suma ambelor tensiuni bază-emitor:

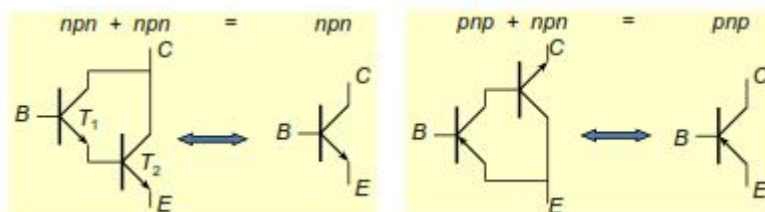
$$V_{BE} = V_{BE1} + V_{BE2}$$

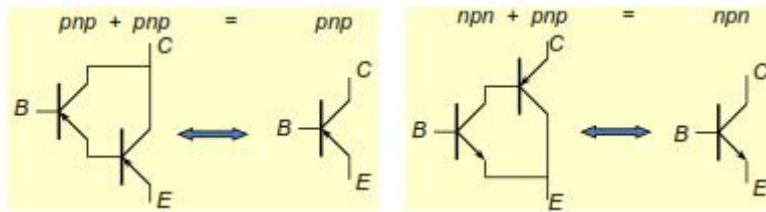
Pentru tehnologia pe bază de siliciu, în care fiecare tensiune V_{BEi} este de 0,55V când dispozitivul operează în zona activă sau saturată, tensiunea bază-emitor necesară a perechii este de 1,1V. Un alt dezavantaj al perechii Darlington este tensiune de "saturare" crescută.

$$V_{CE} = V_{CE2} = V_{CE1} + V_{BE2}$$

$$V_{CE} \gg V_{BE}$$

Astfel tensiunea de saturație a tranzistorului Darlington este una V_{BE} (aproximativ 0,55V la siliciu) mai mare decât tensiunea de saturație a unui singur tranzistor, care este 0,1-0,2V la siliciu. Pentru un curent de colector egal, acest dezavantaj duce la o creștere a puterii disipate pentru tranzistorul Darlington peste un singur tranzistor. O altă problemă este reducerea vitezei de comutare.





Amplificator Emitor-Rezistor

Amplificatorul emitor comun din secțiunea precedentă în care rezistorul emitor este ocolit de funcționarea în c.a., poate oferi un câștig foarte înalt de tensiune. Cu toate acestea, are o impedanță de intrare mică, este zgomotos și nu are stabilitatea de câștig.

Configurația emitor-rezistor de este pur și simplu un emitor comun în care condensatorul emitor este eliminat (sau parțial eliminat). Diferența dintre cele două amplificatoare apare în timpul funcționării în c.a. Emitorul rezistor ia parte la funcționarea în c.a. prin mecanismul de feedback. Această formă de feedback negativ scade câștigul, sensibilitatea la variații β și crește stabilitatea amplificatorului. Costul este un câștig redus de tensiune.

Analiza CC. Nu este modificată.

Rezultatul analizei CC:

- Q – punct de pe dreapta de sarcina
- V_{CE} , I_C , valori
- parametrii dinamici: r_π , g_m , β , r_0

Analiza CA. Pentru a analiza funcționarea semnalului amplificatorului, este dezvoltat un circuit echivalent de curent alternativ.

Impedanța de intrare. Vapoarea impedanței de intrare crește cu βR_E :

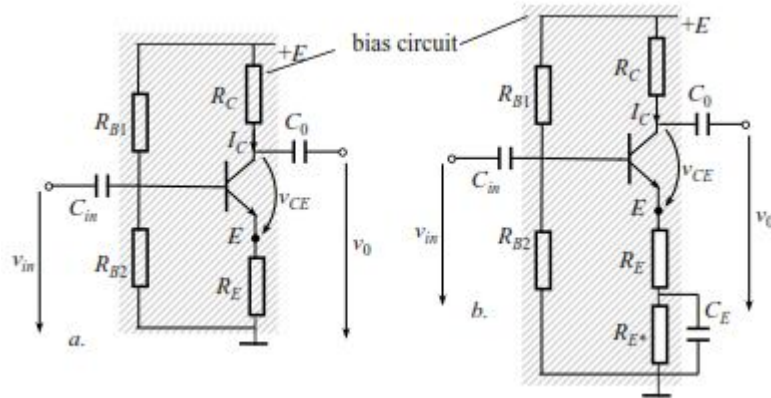
$$R_{in} = R_B // \left[r_\pi + (\beta + 1)R_E \right]$$

Impedanța de ieșire. Aceeași valoare $R_0 \approx R_C // r_0 \approx R_C$

Câștigul tensiunii. Valoarea câștigului tensiunii descrește. Stabilitatea câștigului tensiunii crește.

$$A_v = - \frac{g_m R_C}{1 + g_m R_E}$$

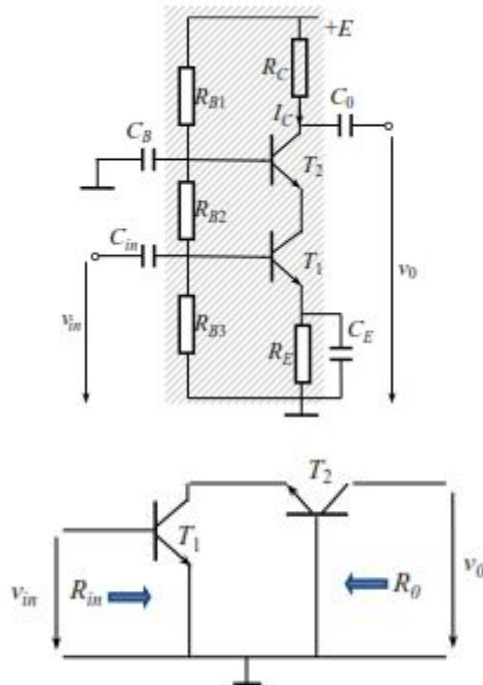
$$A_v \approx - \frac{R_C}{R_E}, \text{ pentru } g_m R_E \gg 1 \rightarrow R_E \gg r_\pi / \beta$$



Amplificare in cascada

În mod eficient, avem configurație CE, urmată de o configurație CB, prin urmare, o numim CE- CB cascadă. Aceasta este o formă de legare a tranzistoarelor în care CE și CB sunt legate în cascadă. Folosind forma compozită se va realiza cele mai bune configurații de circuit: impedanța de intrare moderată și câștigul înalt al tensiunii la configurația CE și impedanța mare de ieșire, tensiunea mare de ieșire și lățimea mare de bandă la configurația CB. Lățimea de bandă în cascadă este mai mare decât emitorul comun echivalent.

Conectarea în cascada este foarte potrivită pentru aplicații de amplificare în radio frecvență. Frecvența superioară de tăiere a circuitului este mult mai mare decât frecvența superioară de tăiere a CE.



Model general cu frecvență de mijloc al amplificării prin cascadă (nu este înlocuit de modelul cu c.a.)

$$R_{in} = r_{\pi} // R_B \approx r_{\pi}$$

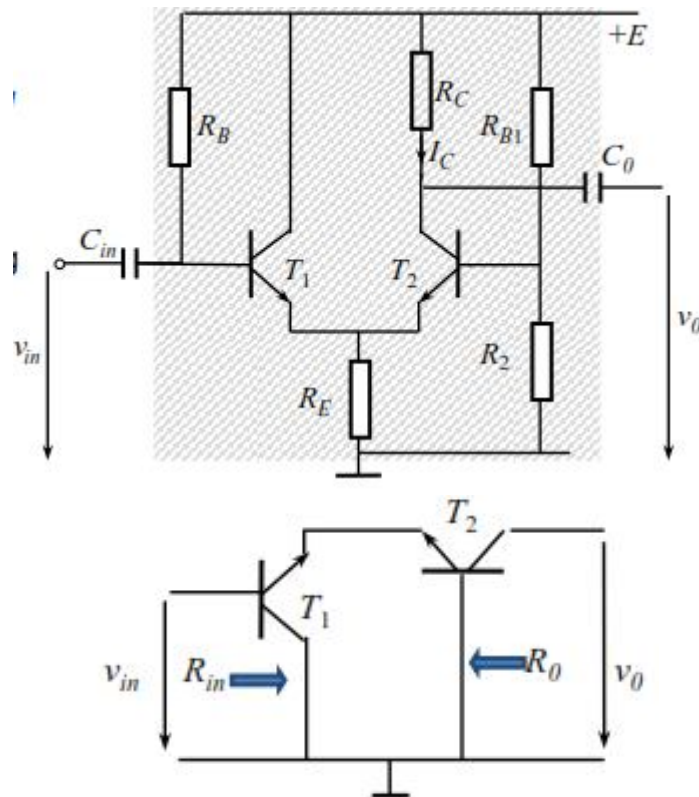
$$R_0 \approx R_C // r_0 \approx R_C$$

$$A_v = -g_m * R_C$$

$$R_{in} = \frac{r_{\pi}}{\beta + 1} // R_E$$

Amplificator emitor cuplat

În mod eficient avem configurația CC urmată de configurația CB de aceea o numim CC-CB cascadă. Utilizând aceasta forma de legare se realizează cele mai bune două configurații de circuit: impedanță mare de intrare a CC, un cuplaj foarte bun între tranzistori, impedanță mare de ieșire, tensiune mare de ieșire și o mult mai mare lățime de bandă a configurației CB. Lățimea de bandă a amplificatorului este mai mare decât a emitorului obișnuit echivalent. Amplificatorul emitor cuplat este potrivit pentru aplicații ale amplificatorului în radiofrecvență.



Model general de frecvență de mijloc al amplificatorului emitor cuplat (nu este înlocuit de modelul său cu c.a.)

$$R_{in} = R_B // 2r_{\pi}$$

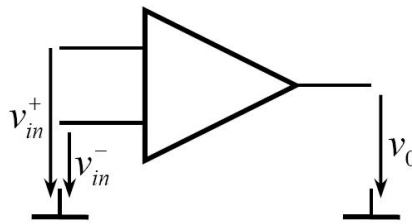
$$R_0 \approx R_C // r_0 \approx R_C$$

$$A_v = \frac{\beta R_C}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2} + R_g}$$

Amplificatorul diferențial

Un amplificator diferențial (cu un singur capăt) este un tip de amplificator electronic care amplifică diferența dintre două tensiuni, dar nu amplifică tensiunile specifice.

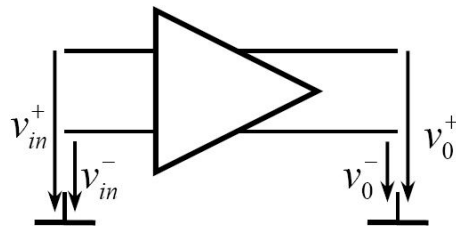
$$v_0 = A_v (v_{in}^+ - v_{in}^-)$$



Amplificator diferențial cu un capăt

Un amplificator complet diferențial este un amplificator cu un câștig înalt de tensiune electronică în c.c. cu intrări și ieșiri diferențiale.

$$v_0^+ - v_0^- = A_v (v_{in}^+ - v_{in}^-)$$



Amplificator diferențial complet

Figura constă dintr-un circuit amplificator diferențial de bază.

- Ambele intrări sunt legate la masă (0V), emitorii sunt la -0,55V. Se presupune că tranzistorii sunt identic potriviți, astfel încât curenții lor de emiterie în c.c. sunt aceiași cu nici un semnal de intrare. Deoarece ambii curenți de emitor se combină prin R_E ,

$$I_{E1} = I_{E2} = I_{R_E} / 2 = (V_E + E_E) / 2R_E$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{R_E} / 2$$

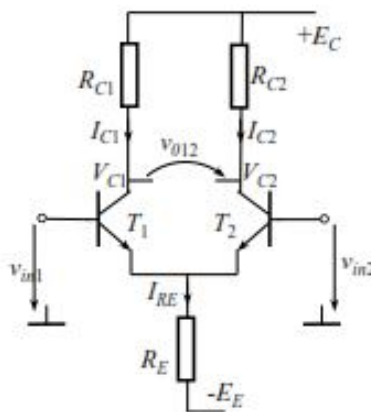
Din moment ce ambii curenți de colector și ambele rezistențe colectoare sunt egale (în cazul în care tensiunea de intrare este 0):

$$V_{C1} = V_{C2} = E_C - R_C I_C$$

- Intrarea 2 este legată la masă, și o tensiune de polarizare pozitivă este aplicată la intrarea 1. Crește tensiunea pozitivă de la baza tranzistorului T_1 și crește și tensiunea emitorului la $V_{B1} - 0,55V$. Această acțiune reduce tensiunea de polarizare a T_2 deoarece la bază este 0V (la masă), cauzând astfel scăderea. Rezultatul net este: crescând I_{C2} produce scăderea V_{C2} , și scăzând I_{C1} crește V_{C1} .
- Intrarea 1 este legată la masă, și o tensiune de polarizare pozitivă este aplicată la intrarea 2. Tensiunea de polarizare pozitivă duce la conducerea și mai mare a T_2 , crescând astfel I_{C2} . De asemenea, tensiunea emitor crește. Aceasta duce la reducerea tensiunii de polarizare a T_1 , din moment ce baza sa este conectată la masă, ducând la scăderea I_{C1} . Rezultatul este: crescând I_{C2} scade V_{C2} , și scăzând I_{C1} crește V_{C1} .

$$v_{ind} = v_{in}^+ - v_{in}^- = V_{B1} - V_{B2}$$

$$v_{od} = v_0^+ - v_0^- = V_{C1} - V_{C2}$$



Amplificatorul diferențial basic
Semnal mare de intrare

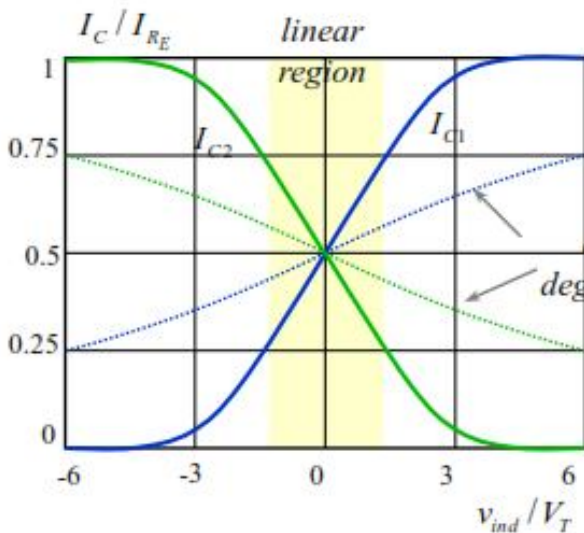
$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = \frac{I_s e^{\frac{V_{B1}-V_E}{V_T}}}{I_s e^{\frac{V_{B2}-V_E}{V_T}}} = e^{\frac{V_{B1}-V_{B2}}{V_T}} = e^{\frac{V_{ind}}{V_T}}$$

$$I_{E1} + I_{E2} = I_{R_E} \approx const$$

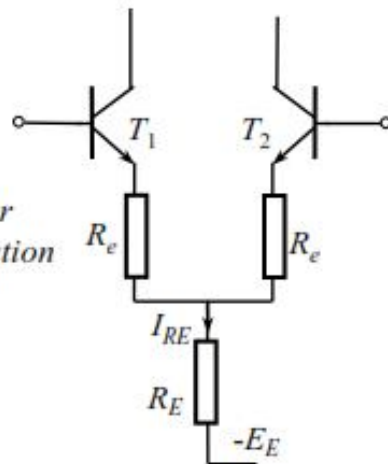
$$I_{E1} = \frac{I_{R_E}}{1 + e^{-\frac{V_{ind}}{V_T}}}$$

$$I_{E2} = \frac{I_{R_E}}{1 + e^{\frac{V_{ind}}{V_T}}}$$

- Curentul este împărțit în mod egal pentru $V_{ind}=0$
- Curent inegal prin T_1 și T_2 când $V_{ind} \neq 0$
- V_{ind} pentru un curent de comutare complet.
- Liniaritatea poate fi îmbunătățită prin emitor degenerator, R_e .
- Transconductanța și scăderea câștigului din cauza degenerării emitorului



Caracteristica transconductanței



Emitor degenerator

Semnal mic de intrare

Semnal mic al curentului:

- pereche diferențială. $i_C = g_m v_{ind} / 2$
- pereche diferențială cu degenerarea emitorului: $i_C = g_m v_{ind} / 2 (1 + g_m R_e)$

Rezistență diferențială de intrare:

- pereche diferențială: $R_{ind} = v_{ind} / i_b = 2r_\pi$
- pereche diferențială cu degenerarea emitorului: $R_{ind} = R_e + r_\pi (1 + g_m R_e)$

Câștigul tensiunii diferențiale:

- pereche diferențială: $A_d = v_{Od} / v_{ind} = g_m R_C$
- pereche diferențială cu degenerarea emitorului: $A_d = g_m R_C / (1 + g_m R_e)$

5.5. Amplificatorul de putere (etapa de ieșire)

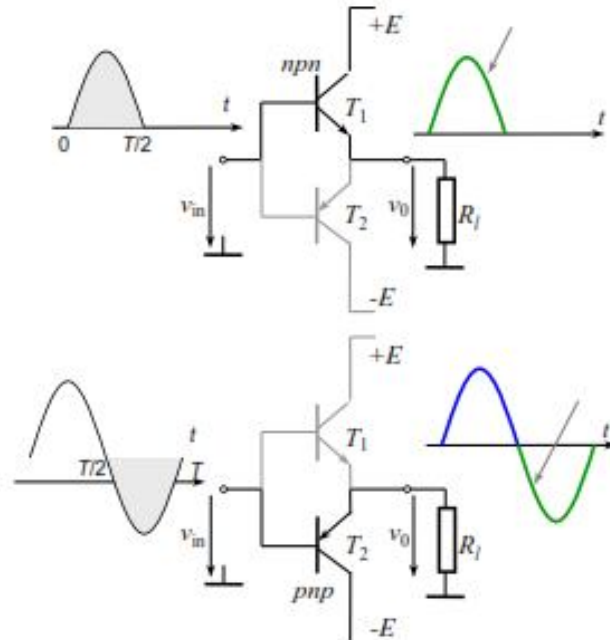
Clasa A este o cale comună de a rula un tranzistor în circuite liniare, deoarece duce la cele mai simple și mai stabile circuitele de polarizare, dar clasa A nu este cea mai comună cale pentru a opera un tranzistor. În unele aplicații, cum ar fi sistemele alimentate cu baterii, scurgerea de curent și etapa eficientă au devenit considerente importante în proiectare.

Amplificatoare în calsa B – circuit push-pull

Figurile arată funcționarea amplificatorului basic din clasa B. Când un tranzistor funcționează în clasa B, funcționează numai pe o alternanță. Pentru a evita denaturarea, putem folosi doi tranzistori într-un aranjament push-pull. Push-pull înseamnă că atunci când un transistor conduce o jumătate de ciclu celălalt este închis, și vice versa.

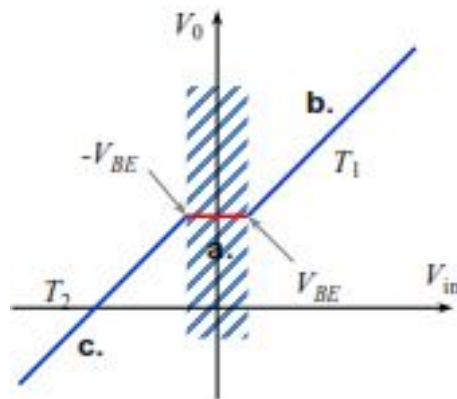
Cum funcționează circuitul:

Pe jumătatea pozitivă a ciclului a tensiunii de intrare, tensiunea de intrare V_{in} este pozitivă. Tranzistorul T_1 , conduce, iar T_2 , este închis. Pe cealaltă jumătate a ciclului a tensiunii de intrare, polaritatea se inversează. Acum T_2 , se deschide și T_1 se închide.

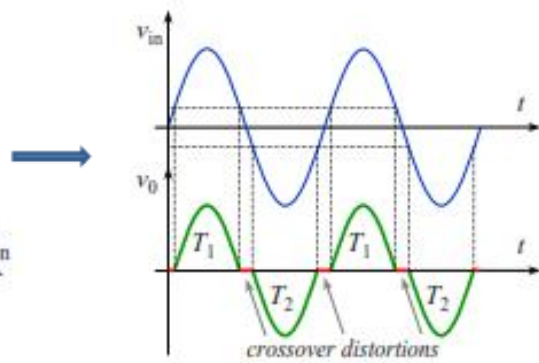


Sarcina primește un ciclu complet al semnalului amplificat.

- a. $-V_{BE} < V_{IN} < V_{BE}$ $T_1, T_2 = OFF$
 $V_0 = 0$
- b. $V_{IN} > V_{BE}$ $T_1 = ON; T_2 = OFF$
 $V_0 = V_{IN} - V_{BE}$
- c. $V_{IN} < -V_{BE}$ $T_1 = OFF; T_2 = ON$
 $V_0 = V_{IN} + V_{BE}$



Caracteristica de transfer



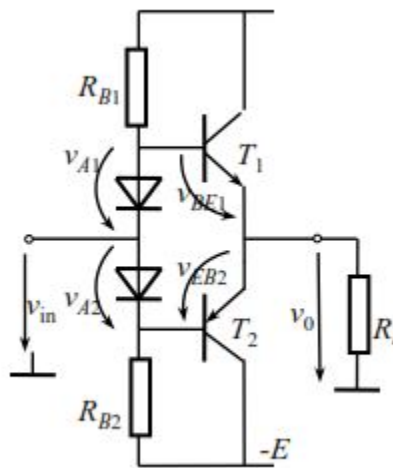
Ilustrarea distorsiunilor încrucișate

Tranzistori operează în regiunea cut-off, aproape de limita activă (clasa BC).

Tranzistori trebuie să funcționeze în regiunea activă, aproape de limita cut-off (clasa AB).

Pentru a elimina distorsiunile încrucișate, ambii tranzistori în aranjament push-pull trebuie să fie întreruși atunci când nu există semnal. Aceasta se realizează cu un divizor de tensiune. Un aranjament mai potrivit utilizează două diode. Când caracteristica diodei este strâns corelată cu caracteristicile tranzistorilor, o polarizare stabilă este menținută. Presupunând că caracteristicile diodei și tranzistorului baza emitor sunt la fel, căderea V_{A1} , egalează v_{BE1} și tensiunea V_{A2} egalază V_{EB2} :

$$v_{A1} + v_{A2} = v_{BE1} + v_{EB2}$$



Ca rezultat, tensiunea la emitor este tot $E/2$. Deoarece ambii tranzistori sunt polarizați în apropierea zonei cut-off curenții au valori foarte mici:

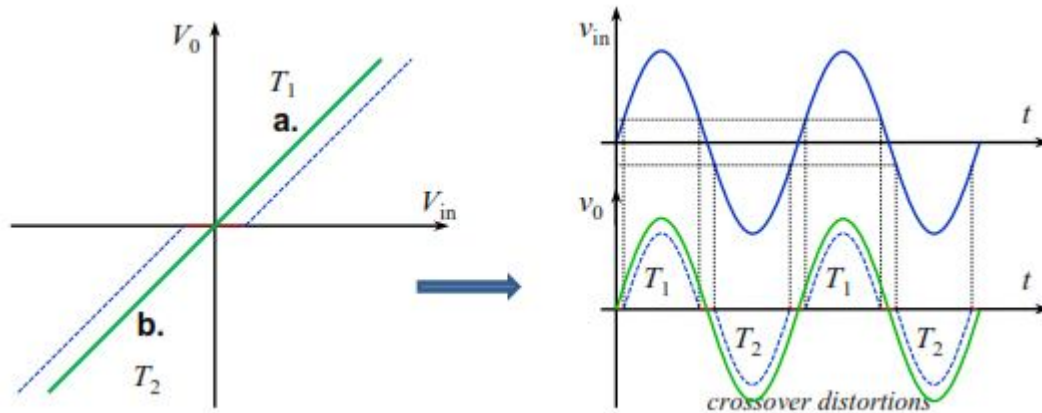
$$I_{E1} = I_{E2} \approx 0$$

a. $V_{IN} > 0$ $T_1 = ON; T_2 = OFF$

$$V_0 = V_{IN}$$

b. $V_{IN} < 0$ $T_1 = OFF; T_2 = ON$

$$V_0 = V_{IN}$$



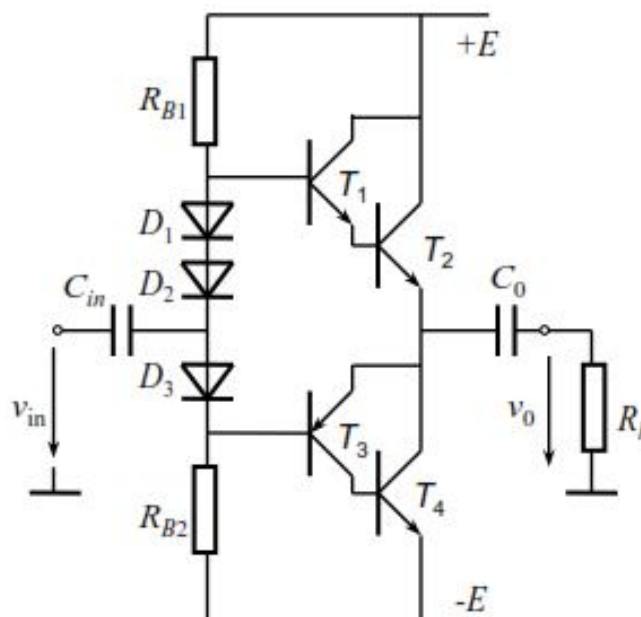
Caracteristica de transfer

Eliminarea distorsiunilor incrusate

Pentru ambii tranzistori T_1 , T_2 , semnalul de intrare este aplicat la bază, iar semnalul de ieşire este de la emitor. Colectorul este conetat la masă în c.a. ($\pm E$). Tranzistorii operează ca emitor-urmator. Nu este nici un câştig al tensiunii dar câştigul în curent este mare. Rezistenţa de ieşire este foarte mică.

$$A_v = v_0 / v_{in} \approx 1 \quad A_i = i_0 / i_{in} \approx \beta \quad A_p = A_v * A_i \approx \beta \quad R_0 = (r_g + r_\pi) / \beta$$

Atunci când este necesară o putere de ieşire de mare (rezistenţa de sarcină este foarte scăzută) este necesar un câştig mai mare în curent şi o impedanţă de ieşire mai mică. În acest caz poate fi folosit un tranzistor Darlington înlocuind T_1 şi T_2 . În figura de mai jos este prezentat un circuit complet utilizând două tranzistoare Darlington şi condensator cuplat de intrare şi ieşire. Circuitul de polarizare utilizează trei diode în scopul de a realiza funcţionarea în clasa AB.



Amplificatoarele din clasa B (AB) sunt mai preferate decât cele din clasa A pentru aplicații de mare putere cum ar fi amplificatoarele de putere audio și sisteme PA. În cazul unui circuit amplificator în clasă A, un mod de a stimula foarte mult câștigul în curent (A_i) este de a utiliza perechi de tranzistoare Darlington în loc de tranzistori simpli în circuitul de ieșire.

Eficiență:

$$\eta = \frac{P_{load}}{P_{supply}} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{outpeak}}{E} \qquad \eta_{max} = \frac{\pi}{4} \frac{E - V_{CEsat}}{E} \approx \frac{\pi}{4}$$

$$\eta_{max} \approx \frac{\pi}{4} = 78.5\%$$

$$\eta_{min} \approx 70.7\%$$

$$P_{supply} \rightarrow P_{load} \qquad 70\%$$

$$100\% \qquad P_{Tranz} \qquad 30\% \rightarrow P_{T1} \qquad 15\%$$

$$P_{T2} \qquad 15\%$$

$$\frac{P_{load}}{P_{Tranz}} = 4...5$$

$$P_{Tranz} \approx P_{load} / 4$$

6. Amplificatorul operațional

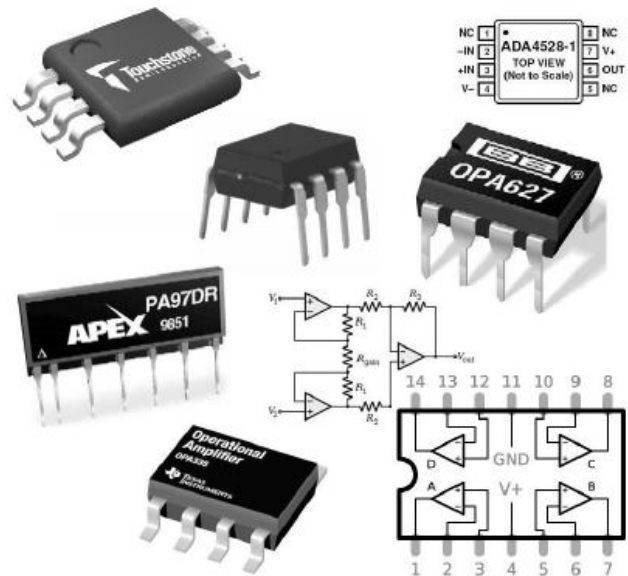
6.1. Introducere

6.2 Configurație de bază

6.3 Aplicații liniare

6.4 Aplicații neliniare

6.5 Alte aplicații



6.1. Introducere

Amplificatoare operaționale timpurii au fost utilizate în principal în computere analogice, pentru a efectua operații matematice, cum ar fi adunarea, scăderea, integrarea și derivarea, (de aici termenul operațional) în circuitele liniare, neliniare și dependente de frecvență. Amplificatoare operaționale de astăzi sunt circuite integrate liniare care utilizează tensiune relativ scăzută de alimentare și sunt fiabile și necostisitoare.

Un amplificator operațional este un circuit integrat în stare solidă, cu un câștig mare de amplificare, care funcționează ca un amplificator diferențial și reacție externă pentru a controla funcțiile sale.

Acesta este unul dintre cele mai versatile dispozitive care intră în alcătuirea obiectelor electronice. Amplificatorul operațional (AO) fără alte dispozitive externe este numit modul "bucă deschisă". AO ideal are un câștig de tensiune foarte mare, rezistență de intrare foarte mare, lățime de bandă infinită, și o rezistență de ieșire zero. Cu toate acestea, în practică, la nici un AO nu se întâlnesc aceste caracteristici ideale. Amplificatoarele operaționale reprezintă unul din blocurile de bază ale circuitelor electronice analogice. Amplificatoarele operaționale sunt dispozitive liniare care au toate proprietățile necesare pentru o amplificare de curent continuu aproape ideală, prin urmare, sunt utilizate pe scară largă în semnalul condiționat, în filtrare sau pentru a efectua operații matematice. Caracteristicile acestor circuite care utilizează un AO sunt stabilite de către componentele externe, cu o mică dependență la schimbările de temperatură sau variațiile de fabricație ale AO însăși, care fac ca amplificatoarele operaționale să fie blocurile cele mai adecvate pentru construcția circuitelor. AO sunt printre cele mai utilizate dispozitive electronice, fiind utilizate într-o gamă vastă de dispozitive de la consum, industriale și științifice.

Un Amplificator Operațional este de fapt un dispozitiv cu trei terminale:

- două intrări de mare impedanță, - intrarea inversoare, marcată cu un semn negativ sau "minus", (-) - intrarea ne-inversoare, marcată cu un semn pozitiv sau "plus" (+).
 - un terminal de ieșire, care poate fi fie și sursă, fie o tensiune sau un curent.
- Există, de asemenea, două terminale de alimentare: + E, E-.

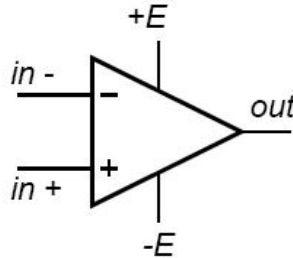


Fig. 1: Configurația minimă a terminalelor AO

Amplificatorul Operațional ideal

Amplificatorul Operațional ideal clasic încorporează următoarele caracteristici:

- câștig de tensiune foarte mare;
- impedanță de intrare foarte mare;
- lățime de bandă infinită;
- impedanță de ieșire zero;
- tensiunea diferențială de intrare zero;
- rejectia de mod comun infinită.

Nici una dintre acestea nu poate fi de fapt realizată. Atingerea unor valori cât mai apropiate de aceste caracteristici determină calitatea de AO. AO real, se caracterizează prin:

- câștig de tensiune bun $a_v = 10.000 \dots 1.000.000$;
- impedanța de intrare mare $R_{in} = 10^6 \dots 10^{10} \Omega$;
- impedanță de ieșire scăzută $R_0 = 1 \dots 100 \Omega$;
- lățime de bandă acceptabilă;
- tensiune diferențială de intrare joasă $v_{of} < 2mV$;
- rejectia de mod comun mare $RMC > 60dB$;

Acste caracteristici ideale pot fi rezumate prin două reguli "de aur":

1. Tensiunea de ieșire nu trebuie să fie influențată de tensiunea diferențială care trebuie să fie zero.
2. Intrările sunt fără curent.

Acste reguli sunt de obicei ca o primă aproximare pentru analiza sau proiectarea circuitelor cu aplicatoare operaționale.

Prima regulă se aplică numai în cazul obișnuit în care AO este utilizat într-un design cu buclă închisă (feedback negativ).

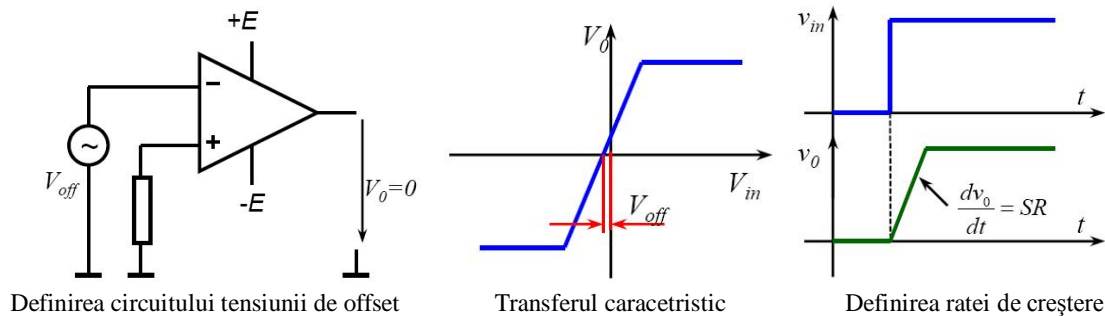
Un AO real poate fi modelat cu parametri non-infiniti sau non-zero. Proiectarea reală poate include aceste efecte în performanța generală a circuitului final. Unii parametri pot avea un efect neglijabil asupra designului final în timp ce alții reprezintă limitări reale ale performanței finale care trebuie să fie evaluate.

Operații de bază

Să presupunem că există o reacție între ieșire și intrare pentru a stabili un câștig pentru amplificator. Acest lucru este feedback-ul negativ. Orice diferență de tensiune la bornele de intrare ale AO este multiplicată cu câștigul în buclă deschisă a amplificatorului. În cazul în care valoarea acestei tensiuni diferențiale este mai pozitivă la terminalul inversor (-), decât la terminalul neinvertor (+), ieșirea va merge mai mult negativ. Dacă mărimea tensiunii diferențiale este mai pozitivă la terminalul neinvertor(+) - decât la cel inversor (-), tensiunea de ieșire va deveni mai pozitivă. Câștigul în buclă deschisă a amplificatorului va încerca să forțeze tensiunea diferențială în zero. Atâta timp cât intrarea și ieșirea rămân în domeniul operațional al amplificatorului, tensiunea diferențială se va menține în zero, iar la ieșire va fi tensiunea de intrare multiplicată cu câștigul stabilit de feedback. Intrările răspund la modul diferențial și nu la mod comun.

Parametrii Amplificatorului Operațional

Înțelegerea circuitelor aplicatorului operațional necesită cunoașterea parametrilor săi.



Lista de mai jos reprezintă cei mai uzuali parametri dați în specificații:

- **Câștigul de tensiune (a).** Câștigul tensiunii este definit ca raport între tensiunea de ieșire și semnalul tensiunii diferențiale de intrare;
- **Tensiunea offset de intrare (V_{off}).** Tensiunea dc care trebuie să fie aplicată la terminalul de intrare pentru a forța tensiunea de ieșire dc în zero. (Ieșirea unui AO ideal este zero când nu există semnal de intrare aplicat pe el).
- **Curentul de polarizare de intrare (I_{in}).** Media curenților între două terminale de intrare cu ieșirea în zero volți.
- **Curentul offset de intrare (I_d).** Diferența dintre curenți între două terminale de intrare cu ieșirea menținută în zero.
- **Rata de Crestere (RC).** Reprezintă rata maximă la care tensiunea de ieșire a unui AO se poate schimba și se măsoară în termeni de schimbare de tensiune pe unitatea de timp. Aceasta variază între $0,5 \text{ V / s}$ la 35 V / s .
- **Rejectia de mod comun (RMC).** O tensiune de mod comun este una care este prezentă simultan atât la intrarea învertoare cât și la intrarea neinvertoare. La un AO ideal, semnalul de ieșire datorat tensiunii de intrare de mod comun este zero, dar nu este zero în dispozitivele din practică. Pentru un AO comun RMC este între 60 dB și 120 dB . Cu cât RMC este mai mare cu atât dispozitivul este considerat mai bun.

- **Raportul de Rejecție la Alimentare (RRA).** Este raportul schimbării tensiunii de intrare de offset în una de alimentare corespunzătoare, cu toate tensiunile de alimentare rămase menținute constante. RRA este de asemenea numit "insensibilitatea alimentării" Valorile tipice sunt $[V / V]$ sau $[mV / V]$.
- **Impedanta de intrare (Z_{in}).** Impedanța (rezistența) dintre intrările inversoare sau neinversoare și sol. Aceasta valoare este de obicei foarte mare: $1 M\Omega$ în AO bipolare low-cost și peste $10^{12} \Omega$ la dispozitivele premium BIMOS.
- **Impedanta de intrare diferențială (Z_{ind}).** Impedanța (rezistența) dintre intrările inversoare sau neinversoare.
- **Impedanța de ieșire (Z_0).** Rezistența de ieșire este în mod tipic mai mică de 100 Ohmi.

Operații de bază

Considerăm tensiunile de intrare și ieșire în domeniul:

$$-E < v_{in}^+, v_{in}^-, v_0 < +E$$

Relația dintre tensiunea de ieșire și tensiunea de intrare este tipic pentru un amplificator diferențial:

$$v_0 = a(v_{in}^+ - v_{in}^-)$$

Amplificatorul operațional amplifică tensiunea de intrare diferențială și rejecția tensiunii de mod comun. Presupunem că există o porțiune a ieșirii care este alimentată invers la terminalul inverter pentru a stabili câștigul fixat pentru amplificator. Acesta este feedback-ul negativ. Orice tensiune diferențială de-a lungul terminalelor de intrare ale amplificatorului operațional este multiplicată de câștigul amplificatorului în buclă deschisă, a .

$$v_{in}^+ = v_{in}^- \rightarrow v_0 = 0$$

Dacă mărimea acestei tensiuni diferențiale este mai pozitivă la terminalul inverter (-) decât la terminalul neinverter (+), ieșirea va fi mai negativă. Dacă mărimea tensiuni diferențiale este mai pozitivă la terminalul neinverter (+) decât la terminalul inverter (-), ieșirea va fi mai pozitivă.

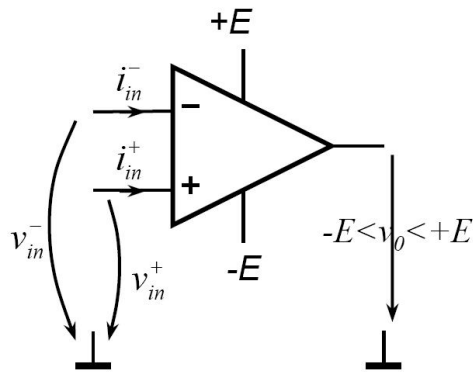
Câștigul în buclă deschisă a amplificatorului va încerca să forțeze tensiunea diferențială în zero. Dacă tensiunea de ieșire este în intervalul $(-E, +E)$, atunci:

$$-E < v_0 < +E \rightarrow -E < a(v_{in}^+ - v_{in}^-) < +E \rightarrow -\frac{E}{a} < v_{in}^+ - v_{in}^- < +\frac{E}{a} \quad v_{in}^+ \approx v_{in}^- \rightarrow \text{scurt circuit}$$

daca

$$a \rightarrow \infty \rightarrow E/a \approx 0 \rightarrow -0 < v_{in}^+ - v_{in}^- < +0 \rightarrow |v_{in}^+ - v_{in}^-| \approx 0 \quad i_{in}^+ \approx i_{in}^- \approx 0 \rightarrow \text{circuit deschis}$$

De asemenea, impedanța de intrare implică curenți de intrare la zero.



Relațiile de bază pentru un AO

$$v_0 = a(v_{in}^+ - v_{in}^-)$$

$$v_{in}^+ \approx v_{in}^-$$

$$i_{in}^+ \approx i_{in}^- \approx 0$$

Rezultă un comportament ciudat de AO: între terminalele de intrare, AO este în același timp în scurt circuit și în circuit deschis. Atâta timp cât tensiunea de intrare și ieșire sunt în limite normale ($-E, +E$), el va menține tensiunea diferențială de intrare în zero, și la ieșire va fi tensiunea de intrare, multiplicată cu câștigul stabilit de feedback. Rețineți faptul că intrările răspund la modul diferențial și nu la tensiunea de intrare de mod comun.

Valorile practice pentru tensiunea de ieșire sunt în domeniul $-V_{0max} < v_0 < +V_{0max}$, unde $V_{0max} = E - 1 \dots 2V$ depinde de aplicatorul operațional.

În tabelul de mai jos se face o comparație a valorilor câtorva parametri pentru AO integrate uzuale:

Tipul amplificatorului operațional	$\mu A741C$	LM101A	LM108	LM218
Câștigul	200,000	160,000	300,000	200,000
Tensiunea offset de intrare	1mV	1mV	0.7mV	2mV
Curentul offset de intrare	20nA	40nA	0.05nA	6nA
Curentul de polarizare de intrare	80nA	120nA	0.8nA	120nA
Impedanța de intrare	2M Ω	800k Ω	70M Ω	3M Ω
Impedanța de ieșire	75 Ω	-	-	-
Rata de creștere	0.5V/ μs	-	-	70V/ μs
Rejecția de mod comun	90dB	90dB	100dB	100dB

De ce feedback negativ?

Câștigul unui amplificator operațional este foarte ridicat. Prin urmare, o tensiune de intrare extrem de mică conduce ieșire saturată. Pentru $v_{in} = 1\text{mV}$ și $a = 100000$, rezultă $v_0 = 100\text{V}$. Având în vedere că nivelul de ieșire a un AO nu poate ajunge niciodată la această valoare, acesta este condus adânc în saturație și ieșirea este limitată la nivelul de ieșire maxim (V_{0max}). Utilizarea AO în acest mod este limitată la circuite comparatoare.

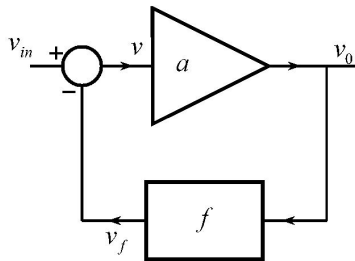
Cu feedback-ul negativ, câștigul de tensiune generală, A , poate fi redus și controlat, astfel încât AO să poată funcționa ca un amplificator liniar de înaltă performanță. În plus față de furnizarea unui câștig controlat și stabil de tensiune, feedback-ul negativ, furnizează, de asemenea, controlul impedanței de intrare și de ieșire și lățimea de bandă a amplificatorului.

	Câștigul	Impedanta Z de intrare	Impedanta Z de ieșire	Lațimea de bandă
Fără feedback N	A (foarte ridicat)	Ridicat	Jos	Ingustă
Cu feedback N	$A \ll a$	Foarte ridicat	Foarte jos	Largă

Feedback-ul negativ

Feedback-ul negativ este unul dintre cel mai utile concepte în circuitele electronice, în special în aplicatoarele operaționale. Feedback-ul negativ este procesul prin care o parte din semnalul de ieșire al unui amplificator este returnat la intrare cu un unghi de fază care se opune semnalului de intrare.

Intrarea inversoare, de obicei, face semnalul de feedback să fie în antifază cu semnalul de intrare. Primul efect vizibil al feedback-ului negativ este scăderea câștigului aplicatorului. Fără el, există o mulțime de beneficii atunci când se utilizează feedback-ului negativ.



Circuitul de feedback

$$v = v_{in} - v_f$$

$$v_0 = a v_{in}$$

$$v_f = f v_0$$

$$v_0 = \frac{a}{1 + a \cdot f} v_{in}$$

$$af \gg 1 \rightarrow A = \frac{v_0}{v_{in}} \approx \frac{1}{f}$$

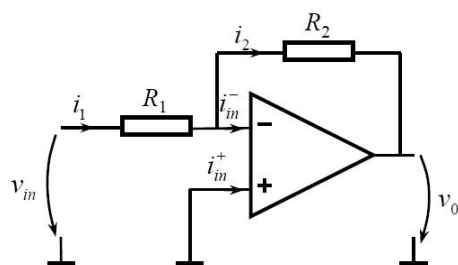
Circuitele de amplificare cele mai practice folosesc feedback-ul negativ pentru următoarele beneficii practice:

- Stabilizarea câștigului de tensiune
- Creșterea impedanței de intrare
- Descreșterea impedanței de ieșire
- Descreșterea distorsiunii
- Creșterea lățimii de bandă.

2. Configurațiile de bază

Configurația inversoare → amplificator inversor

Semnalul de intrare este aplicat printr-un rezistor de intrare R_1 pe intrarea inversoare. De asemenea, ieșirea este alimentată invers prin R_2 la aceeași intrare. Intrarea neinversoare este împământată.



Amplificator invertor

O impedanță de intrare infinită implică zero curenți. De asemenea, putem considera zero tensiunea de intrare diferențială:

$$v_{in}^+ \approx v_{in}^- = 0 \rightarrow \text{intrarea inversoare este împământarea virtuală.}$$

$$i_{in}^- \approx 0 \rightarrow i_1 \approx i_2 \rightarrow \frac{v_{in}}{R_1} = \frac{-v_0}{R_2} \quad v_0 = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} \quad A = \frac{v_0}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Câștigul în buclă închisă, A , este legată de raportul dintre rezistențele externe R_2 și R_1 și este independent de câștig în buclă deschisă, a . Semnul (-) caracterizează operația inversoare.

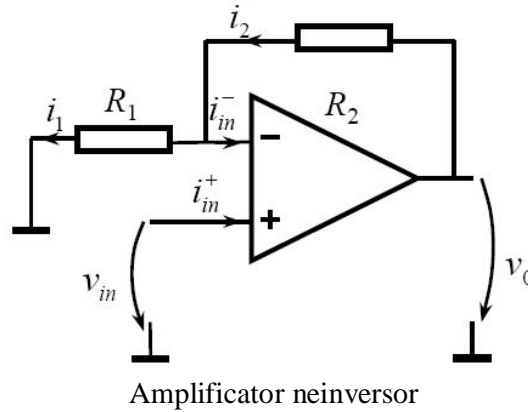
$$\text{Impedanța de intrare a amplificatorului invertor este: } Z_{in(I)} = R_1 + \frac{R_2}{a} \approx R_1$$

Impedanța de intrare este de obicei mai mică decât impedanța de intrare internă a amplificatorului operațional.

AO operează în ca și cc. Deci, $f_{\min}=0$. Lățimea de bandă este $B = f_{\max} - f_{\min} = f_{\max}$. Observați că produsul dintre câștig, A, și lățimea de bandă, $B = f_{\max}$, este constant și specific pentru amplificatorul op. De exemplu: $\mu a741 \rightarrow AB = 1.5MHz$, $AB=const$.

Configurația neinversoare → amplificator neinversor

Semnalul de intrare este aplicat la intrarea neinversoare. Ieșirea este aplicat din nou la intrarea inversoare prin intermediul rețelei de feedback formată din R_2 și R_1 .



Putem considera curenții de intrare zero și tensiunea de intrare diferențială:

$$v_{in}^- \approx v_{in}^+ = v_{in}$$

$$i_{in}^- \approx 0 \rightarrow i_1 \approx i_2 \rightarrow \frac{v_{in}}{R_1} = \frac{v_0 - v_{in}}{R_2} \quad v_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_{in} \quad A = \frac{v_0}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

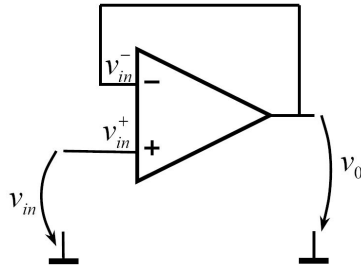
Câștigul în buclă închisă este legat de raportul dintre rezistențele externe R_2 și R_1 și este independent de câștigul în buclă deschisă. Plusul caracterizează operațiunea neinversoare. Impedanța internă a amplificatorului inverteor este:

$$Z_{in(NI)} \approx \left(1 + \frac{a}{A}\right)Z_{in} \approx \frac{a}{A}Z_{in}$$

Impedanța de intrare este de obicei mai mare decât impedanța de intrare internă a amplificatorului op. Produsul dintre câștig și lățimea de bandă este constant $AB = const$.

Configurație repetor de tensiune → amplificator repetor de tensiune

Acesta este un caz special de amplificator neinversor în care toate tensiunile de ieșire sunt realimentate la intrarea inversoare. Conexiunea de feedback-ul direct are un câștig de tensiune de aproximativ 1.



Amplificator repetor de tensiune

$$v_{in}^- \approx v_{in}^+$$

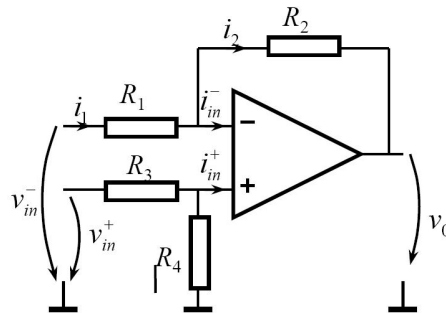
$$v_0 = v_{in}^- \approx v_{in}^+ = v_{in} \qquad A = \frac{v_0}{v_{in}} = 1$$

Câștigul în bucla închisă a amplificatorului cu repetor de tensiune este 1. Nu există amplificare. Cea mai importante caracteristici ale amplificatorului cu repetor de tensiune sunt: impedanță de intrare foarte mare și impedanță de ieșire foarte mică. Aceste caracteristici îl fac un amplificator cu soluție tampon aproape ideal pentru interfațarea sursei cu înaltă impedanță și sarcini impedanță joasă. Impedanța internă a amplificatorului invertor este:

- Impedanța internă: $Z_{in(VF)} = aZ_{in}$. Impedanța de intrare este foarte mare $\rightarrow \infty$.
- Impedanțe externă: $Z_{in(VF)} = Z_0 / a$. Impedanța de ieșire este foarte scăzută $\rightarrow 0$.
- Lățimea de bandă are valoare maximă: $B = AB$.

Configurare diferențială \rightarrow amplificatorul diferențial

Un semnal de intrare este aplicat la intrarea nainvertoare de către divizorul de tensiune R_3 , și R_4 . Celălalt semnal de intrare este aplicat printr-un rezistor de intrare serie R_1 la intrarea invertorare.



Amplificatorul diferențial

Semnalul de ieșire este aplicat înapoi la intrarea invertorare printr-o rezistență de feedback R_2 . Relațiile pentru intrările de amplificatorului op:

$$v^- \approx v^+ \qquad v^- \approx v^+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_{in}^+$$

$$i_{in}^- \approx i_{in}^+ = 0 \quad i_1 \approx i_2 \rightarrow \frac{v_{in} - v^-}{R_1} = \frac{v^- - v_0}{R_2}$$

$$v_0 = v_{in}^+ \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) * \frac{R_4}{R_3 + R_4} - v_{in}^- \frac{R_2}{R_1}$$

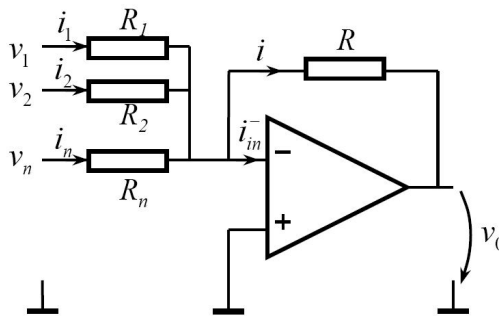
$$R_1 / R_2 = R_3 / R_4 \rightarrow v_0 = \frac{R_2}{R_1} (v_{in}^+ - v_{in}^-) \quad A = \frac{v_0}{v_{in}^+ - v_{in}^-} = \frac{R_2}{R_1}$$

Amplificatorul diferențial are o caracteristică unică pe care celelalte circuite nu au - două intrări. Acest circuit amplifică diferența dintre terminalele sale de intrare.

3. Aplicații liniare

Amplificatorul sumator

Amplificatorul sumator folosește configurația inversoare. Orice număr de intrări poate fi utilizat.



Amplificatorul sumator

Comportamentul acestei configurații poate fi determinată prin aplicarea "regulilor de aur":

$$v_{in}^- \approx v_{in}^+ = 0 \rightarrow \text{intrarea inversoare este împământată virtual.}$$

$$i_{in}^- \approx 0 \rightarrow \sum_{k=1}^n i_k = i \quad \sum_{k=1}^n \frac{v_k}{R_k} = -\frac{v_0}{R} \quad v_0 = -\sum_{k=1}^n \frac{R}{R_k} v_k$$

Tensiunea de ieșire este suma ponderată (R/R_k), cu semn schimbat a tensiunilor de intrare v_k . De obicei rezistențele interne R_k , sunt egale, $R_k=R$.

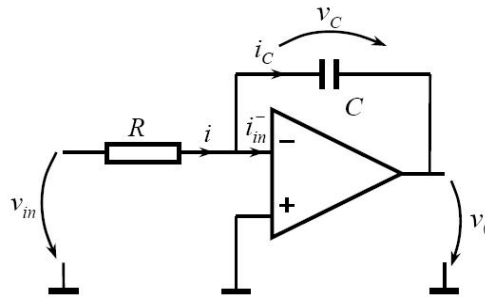
$$v_0 = -\sum_{k=1}^n \frac{R}{R'} v_k \quad v_0 = -\frac{R}{R'} \sum_{k=1}^n v_k$$

Amplificatorul sumator este un dispozitiv versatil pentru combinarea semnalelor. Poate fie să adauge semnale directe, sau să le redimensioneze pentru a se încadra în reguli combinate predefinite.

- Sumarea mai multor semnale cu câștiguri egale se face într-un mixer audio.
- Un amplificator sumator cu diferite rezistențe la intrările oferă o sumă ponderată. Acesta poate fi utilizat pentru a converti un număr binar într-o tensiune de la un convertor digital la unul analogic.
- Un amplificator sumator poate fi utilizat pentru a utiliza o tensiune continuă împreună cu o tensiune alternativă. Acest lucru se face într-un circuit de modulare cu LED-uri pentru a păstra LED-ul în gama sa de operare liniară.

Amplificatorul integrator

Integrarea este procesul matematic de a afla suprafața de sub curbă. Amplificatorul integrator prezentat în figură produce o tensiune de ieșire care este proporțională cu suprafața de sub curba tensiunii de intrare.



Amplificatorul integrator

$$v_{in}^- = v_{in}^+ \rightarrow \text{intrarea inversoare este împământarea virtuală}$$

$$i_{in}^- \approx 0 \rightarrow i \approx i_c \quad i = \frac{v_{in}}{R} \rightarrow i_c = \frac{v_{in}}{R}$$

$$v_c = V_{c0} + \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt \quad v_0 = -v_c \quad v_0 = -\frac{1}{C} \int_0^t i_c dt - V_{c0} \quad v_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_{in} dt + V_0(0)$$

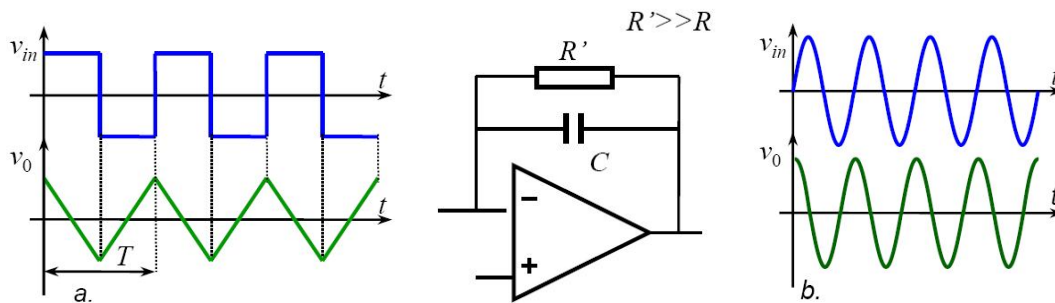
$V_0(0)$ este constanta de integrare și este proporțională cu valoarea inițială a tensiunii de ieșire la timpul $t=0s$. Expresia tensiunii de ieșire indică faptul că semnalul de ieșire este direct proporțional cu integrala negativă a tensiunii de ieșire și invers proporțională cu constanta de timp de integrare $\tau=RC$.

Rata la care condensatorul se încarcă, și prin urmare curba tensiunii de ieșire este setată de tensiunea de ieșire și constanta de timp:

$$\frac{\Delta v_0}{\Delta t} = -\frac{v_{in}}{RC}$$

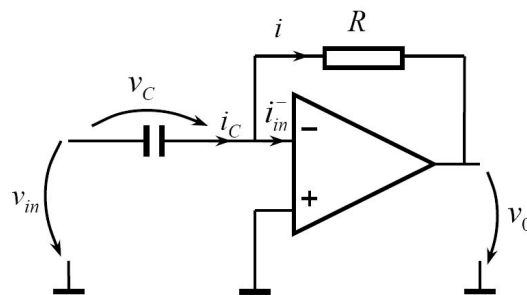
Exemplu: dacă intrarea este o undă de tip pătrat , ieșirea este o undă triunghiulară (a), dacă intrarea este o undă sinusoidală , ieșirea va fi o undă cosinusoidală. (b)

Când $v_{in}=0$, integratorul lucrează ca și un amplificator în buclă deschisă. Acest lucru este din cauză că condensatorul C se comportă ca și un circuit deschis. Tensiunea offset de intrare și partea curentului de intrare , încarcă condensatorul C și produce o eroare de tensiune la ieșirea integratorului.



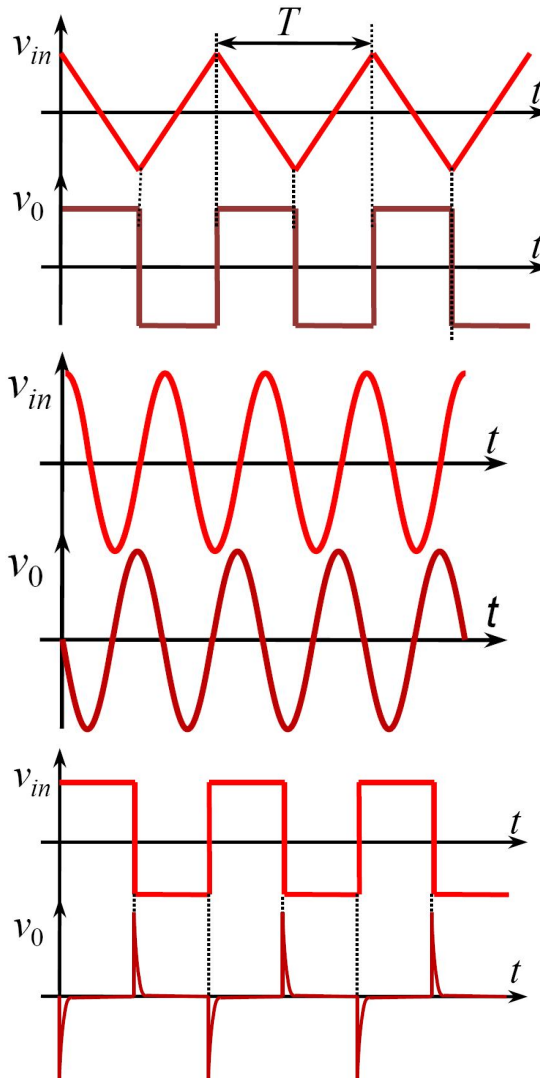
Amplificatorul derivator

Acest circuit efectuează operații matematice de derivare și produce o tensiune de ieșire care este direct proporțională cu rata schimbării tensiunii de intrare în funcție de timp. Cu alte cuvinte, cu cât mai rapidă și mai mare este schimbarea la intrarea semnalului de tensiune, curentul de intrare va fi cu atât mai mare cu cât tensiunea de ieșire își schimbă răspunsul , devenind mai mult sub forma ascuțită (de vârf).



Amplificator diferential

Circuitul amplificatorului operațional diferențial de bază este exact opusul circuitului amplificatorului operațional integrator. Aici poziția condensatorului și a rezistorului au fost inversate și acum condensatorul C este conectat la intrarea terminalului amplificatorului inversor în timp ce rezistorul R, formează element de feedback negativ peste amplificatorul operațional.



$v_{in}^- = v_{in}^+ \rightarrow$ intrarea inversoare este împământarea virtuală

$$i_{in}^- \approx 0 \rightarrow i \approx i_c \quad i_c = C \frac{dv_c}{dt} = C \frac{dv_{in}}{dt}$$

$$v_0 = -Ri = -Ri_c \quad v_0 = -RC \frac{dv_{in}}{dt}$$

Expresia tensiunii de ieșire indică faptul că semnalul de ieșire este direct proporțional cu derivata negativă a tensiunii de intrare și proporțional cu constanta de timp derivativă $\tau=RC$. Când se analizează comportamentul amplificatorului diferențial, trebuie să considerăm reactanța capacitivă:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC}$$

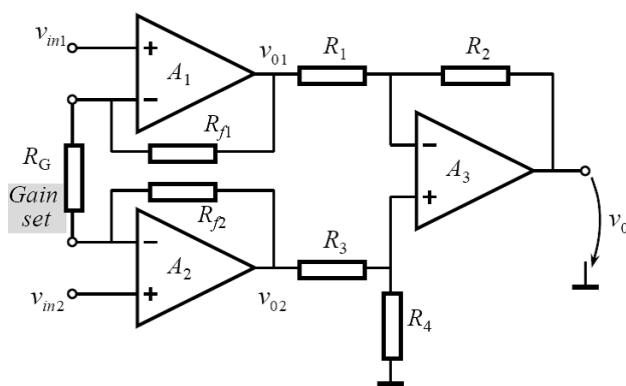
Cu cât mai mare este frecvența, cu atât reactanța capacitivă este mai mică. Reactanța capacitivă este invers proporțională cu rata schimbării tensiunii de intrare. Câștigul configurației amplificatorului inversor este determinat de raportul feedback-ului și impedanța de intrare R/X_C . Dacă tensiune de intrare se schimbă într-un ritm lent, reactanța condensatorului este mare, și raportul R/X_C este mic. Câștigul amplificatorului este mic și tensiune de ieșire este de asemenea scăzută.

Dacă tensiunea de intrare se schimbă într-un ritm rapid, reactanța condensatorului este mică, și raportul R/X_C este mare. Câștigul amplificatorului este mare și avem deasemeni o tensiune de ieșire mare.

Amplificatorul de instrumentație

Amplificatorul de instrumentație este format din trei amplificatoare operaționale și mai multe rezistențe. Fabricarea circuitelor integrate asigură acestui circuit un singur chip care funcționează ca un singur dispozitiv. De obicei caracteristicile lui sunt:

- impedanță de intrare mare (tipic 300MΩ)
- câștig de înaltă tensiune
- excelent raport de RMC (tipic 100dB)



Amplificatorul de instrumentație

Amplificatoarele operaționale A_1 și A_2 sunt utilizate ca amplificatoare neinversoare care asigură impedanța mare la intrare și câștig în tensiune. Când rezistența externă R_G este conectată, A_1 primește tensiunea de intrare v_{in1} pe intrarea neinvertoare și o amplifică cu un câștig de $1 + R_{f1}/R_G$. De asemenea, A_1 primește semnalul de intrare v_{in2} prin A_2 și R_G până la intrarea inversoare și aceasta o amplifică cu un câștig de $-R_{f1}/R_G$.

$$v_{01} = \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_G}\right) v_{in1} - \frac{R_{f1}}{R_G} v_{in2}$$

O analiză similară poate fi aplicată la amplificator operațional A_2 , rezultând:

$$v_{02} = \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_G}\right) v_{in2} - \frac{R_{f2}}{R_G} v_{in1}$$

Tensiunea de intrare diferențială la amplificator operațional A_3 este $v_{02} - v_{01}$:

$$v_{01} - v_{02} = \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_G} + \frac{R_{f1}}{R_G}\right) v_{in2} - \left(\frac{R_{f2}}{R_G} + 1 + \frac{R_{f1}}{R_G}\right) v_{in1}$$

Pentru $R_{f1}=R_{f2}=R_f$

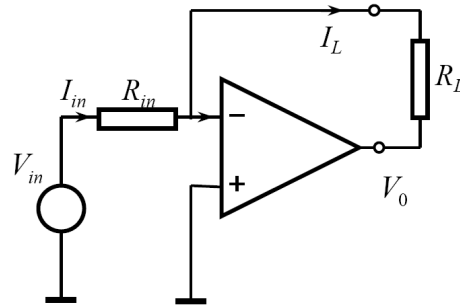
$$v_{02} - v_{01} = \left(1 + \frac{2R_f}{R_G}\right) v_{in2} - \left(1 + \frac{2R_f}{R_G}\right) v_{in1} = \left(1 + \frac{2R_f}{R_G}\right) (v_{in2} - v_{in1})$$

$$v_0 = \left(1 + \frac{2R_f}{R_G}\right) \frac{R_2}{R_1} (v_{in2} - v_{in1})$$

Sursa de curent constant

Sursa de curent constant oferă un curent de sarcina ce rămâne constant, atunci când rezistența de sarcina se schimbă. O sursă stabilă de tensiune V_{in} oferă un curent constant I_{in} prin rezistența de intrare R_{in} . Din moment ce intrarea inversoare a amplificatorului operațional este împământată virtual, curentul de intrare este:

$$v_{in}^- \cong v_{in}^+ = 0 \rightarrow I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}}$$



Sursa de curent constant

Din moment ce impedanța de intrare internă al amplificator operațional este extrem de mare, toate fluxurile I_{in} trec prin R_L , care este conectat pe feedback.

$$i_{in}^- \cong 0 \rightarrow I_L = I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}} \quad \forall R_L, -daca -V_{0max} < -V_{0max} < V_0 < +V_{0max}$$

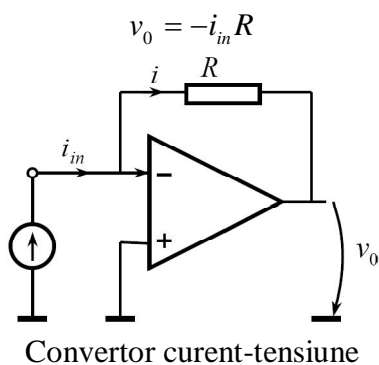
$$I_L = \frac{V_{in}}{R_{in}} = const$$

Convertor curent-tensiune

Acest circuit transformă variabila de intrare curent la iesire într-o tensiune proporțională. Din moment ce curentul i_{in} curge prin calea de întoarcere, căderea de tensiune pe R este $i_{in} R$.

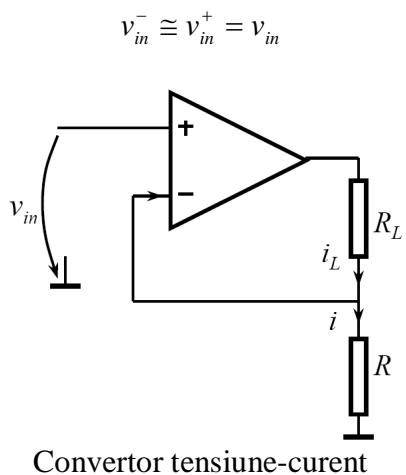
Deoarece partea stângă a R este împământată virtual, tensiunea de ieșire este egală cu tensiunea de pe R care este proporțională cu i_{in} .

$$v_{in}^- \cong 0 \rightarrow i = i_{in} \quad v_0 = -iR = -i_{in}R$$



Convertor tensiune-curent

Acest circuit este utilizat in aplicații unde este necesar să ai un curent de ieșire care este controlat de către o tensiune de intrare. Acest circuit utilizează configurația neinversoare.



Tensiune a la bornele R este egală cu tensiunea de intrare v_{in} . Neglijând curentul care trece prin intrarea inversoare, același curent care trece prin R , trece și prin R_L .

$$i_{in}^- \cong 0 \rightarrow i_L = i_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}}$$

$$i_L = \frac{1}{R_{in}} v_{in}$$

6.4. Aplicații nelineare

Pentru a simplifica conceptele aplicației, amplificator operațional este tratat ca un dispozitiv ideal.

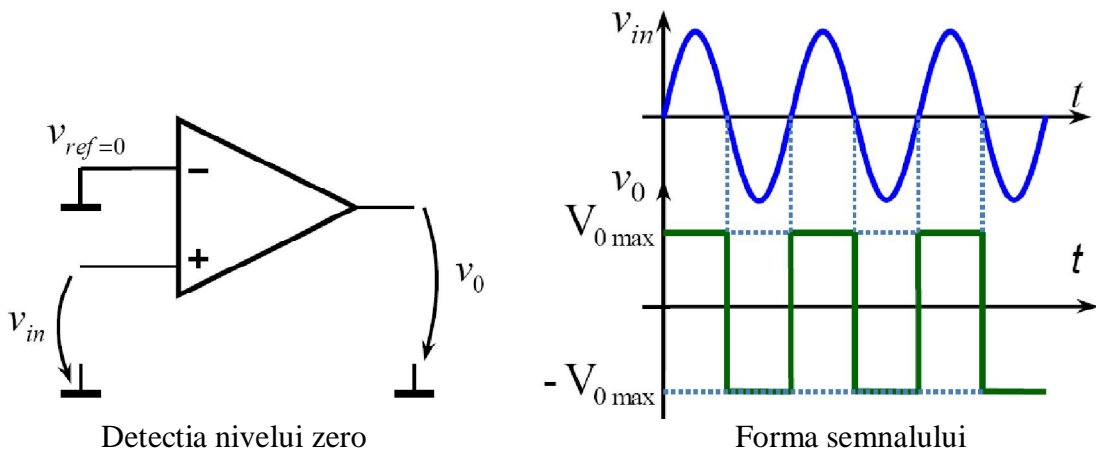
Comparatoare

Amplificator operațional este deseori utilizat ca și dispozitive neîncălzite pentru a compara amplitudinea unei tensiuni cu alta. În această aplicație amplificatorul operațional este folosit în configurație buclă deschisă, cu o tensiune de intrare pe o intrare și o tensiune de referință, pe altă intrare.

Detectarea nivelului zero

O aplicație de bază ca un comparator este în a determina, atunci când o tensiune de intrare depășește un anumit nivel, în special tensiunea zero. Intrarea inversoare este la pământ, iar tensiunea semnalului de intrare este aplicată ca intrare neînversoare.

Din cauza unei foarte mari bucle deschise se câștigă tensiune, și o foarte mică diferență de tensiune între cele două intrări conduce amplificatorul la saturație împingând tensiunea de ieșire la limitele sale.



Detectia nivelului zero

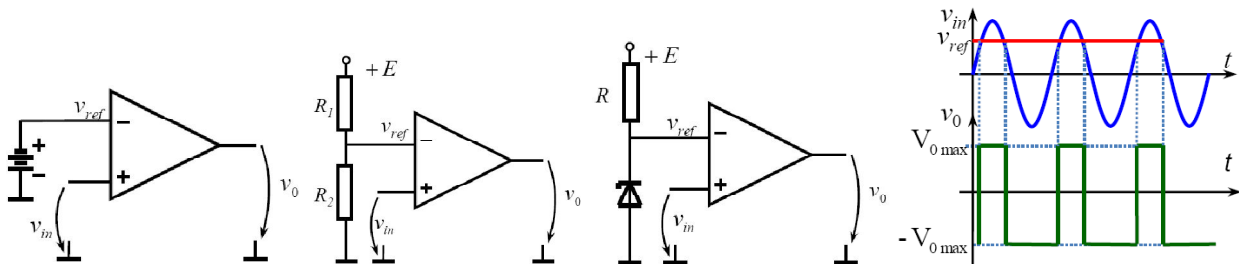
Forma semnalului

De exemplu dacă maximul tensiunii de ieșire este $+V_{0\max}=+15V$ și câștigul buclei deschise este 100000, pentru $v_{in}:0.15\text{ mV}$ ieșirea merge la $15V$ și pentru $v_{in}<-0.15\text{mV}$ la $-15V$.

Detectarea nivelului diferit de zero

Comparatorul poate fi modificat pentru a detecta alte tensiuni decât zero, conectând o tensiune de referință fixată la intrarea inversoare. Dacă un acumulator este utilizat ca o referință, tensiunea bateriei este tensiune de referință. Dacă tensiunea de referință este obținută dintr-un divizor de tensiune, referința de tensiune este $v_{ref} = ER_2/(R_1+R_2)$.

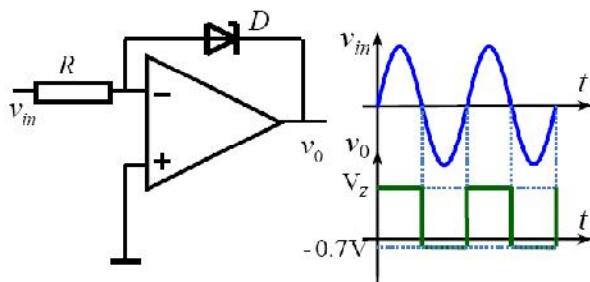
Când se utilizează o diodă zener, tensiunea de referință este căderea de tensiune pe dioda zener V_z .



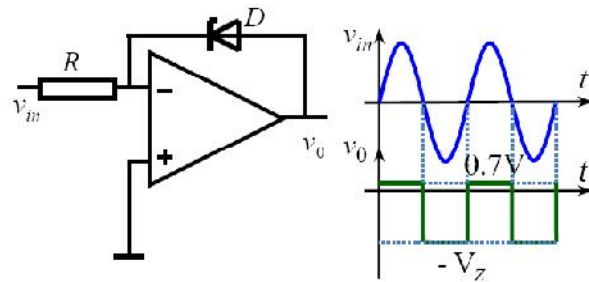
Referita baterie Referinta divizor de tensiune Referinta dioda Zener Forma semnalului

Reacția ieșire-intrare

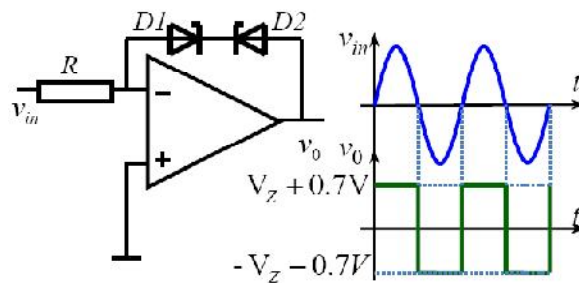
În unele aplicații, este necesar să se limiteze nivelul tensiunii de ieșire, pentru comparator, la o valoare mai mică decât cea furnizată la saturația amplificatorului operațional. O singură diodă Zener poate fi utilizată pentru a limita variația semnalului de ieșire la tensiunea zener într-o direcție și în cealaltă direcție la valoarea minima a diodei. Din moment ce anodul diodei este conectat la intrarea inversoare, aceasta este o masă virtuală. Atâta timp cât tensiunea de ieșire este mai mică decât tensiunea Zener, dioda Zener este invers polarizată și lucrează ca un circuit deschis. Câștigul este foarte mare și tensiunea de ieșire crește. Când ieșirea atinge o valoare pozitivă egală cu tensiunea Zener, se limitează la această valoare. Când ieșirea comută pe negativ, Zener se comportă ca o diodă obișnuită și devine polarizată direct la 0,7 V, limitând ieșirea negativă să oscileze la această valoare. Pornind dioda Zener în jurul valorii maxime, limitează ieșirea în direcția opusă. Două diode zener spate în spate limitează ieșirea de tensiune la tensiunea zener plus căderea de tensiune ~0,7 V.



Limitator la valoarea pozitiva si forma semnalului



Limitator la valoarea negativa si forma semnalului

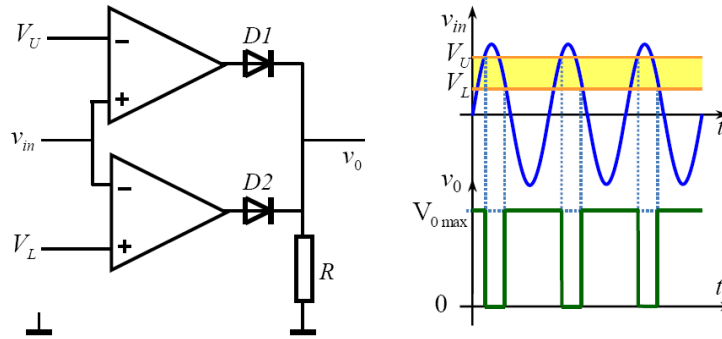


Limitator la valoarea pozitiva si negativa si forma semnalului

Comparatorul fereastră

Două comparatoare individuale pot forma un comparator fereastră. Acest circuit detectează când o tensiune de intrare este între două limite, o limită superioară și o limită inferioară, numită fereastră. Limitele inferioare și superioare sunt setate de tensiunile de referință V_U și V_L . Aceste tensiuni pot fi stabilite cu divizoare de tensiune, diode zener sau oricare alt tip de surse de tensiune.

Atâta timp cât v_{in} este în fereastră (mai puțin decât V_U și mai mare decât V_L) ieșirea fiecărui comparator este la nivelul minim de saturație. Ambele diode sunt invers influențate și tensiunea de ieșire este ținută la 0V de rezistor la pământ. Când v_{in} ajunge deasupra de V_U sau sub V_L , ieșirea comparatorului asociat merge la cel mai înalt nivel de saturație și produce o tensiune de ieșire ridicată.



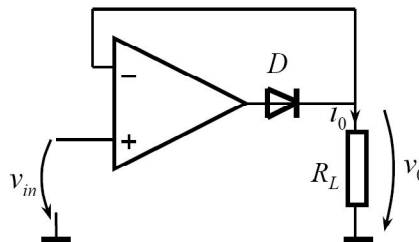
Comparatorul fereastră

Forma de unda

Redresorul de precizie

Redresorul de precizie (super-dioda) este un circuit care utilizează un amplificator operațional, în scopul de a se comporta ca o diodă ideală (redresor ideal). Acest circuit este foarte util pentru prelucrarea semnalelor înaltă precizie.

Schema de principiu este prezentată în figura de mai jos, în care R_L este sarcina redresorului. În cazul în care tensiunea de intrare este negativă, rezultatul este, de asemenea, negativ și dioda este invers polarizată lucrând ca un circuit deschis. Nu există nici un curent electric prin sarcină și tensiunea de ieșire este zero. Când intrarea este pozitivă, aceasta este amplificată de amplificatorul operațional și pornește dioda. Există curent în sarcina electrică și datorită configurației, tensiunea de ieșire este egală cu tensiunea de intrare.

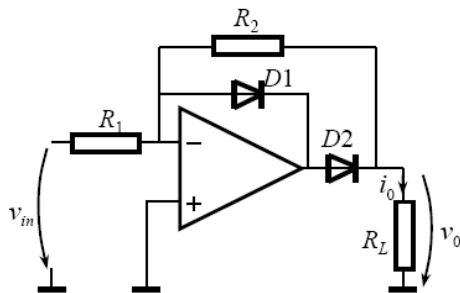


Redresorul de precizie

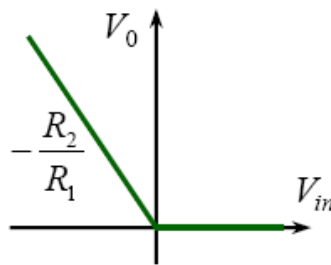
Pragul de super-diodă este foarte apropiat de zero, dar nu este zero. Acesta este egal cu pragul de dioda împărțit la câștigul amplificatorului operațional. Această configurație de bază are o problemă: atunci când intrarea devine (chiar puțin) negativă, Amplificatorul operațional rulează în buclă deschisă, cum nu există nici un semnal de feedback prin dioda, ieșirea se

saturează. Când intrarea devine pozitivă din nou, amplificatorul operațional trebuie să iasă din starea de saturație înainte ca amplificarea pozitivă să poată avea loc din nou. Această schimbare generează un sunet și ia ceva timp, reducând considerabil frecvența de răspuns a circuitului.

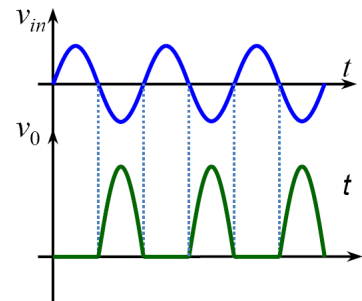
O variantă alternativă este data mai jos. Când $v_{in} > 0$, D_2 este închis și D_1 este deschis, așa ca ieșirea este 0 pentru că partea stângă a lui R_2 este împământată virtual. Când $v_{in} < 0$, D_2 este deschis și D_1 este închis, și tensiunea de ieșire este mai mare decât tensiunea de intrare ($-R_2/R_1$). Amplificatorul operațional nu intra niciodată în saturație, dar ieșirea lui trebuie să se schimbe de funcție de căderile de tensiune ale unor două diode (în jur de 1,2V) de fiecare dată când semnalul de intrare atinge zero, rata de variație a amplificatorului operațional și răspunsul la frecvență limitează performanțele circuitului la înaltă frecvență.



Redresorul de precizie



Caracteristica de transfer



Forma de unda

Un circuit similar poate fi folosit pentru a crea un circuit redresor de precizie deplină. Cu o mică modificare redresorul de precizie de bază poate fi utilizat, de asemenea, pentru a detecta nivelurile de vârf ale unui semnal. Într-un astfel de circuit un condensator poate menține nivelul vârf de tensiune, iar un comutator poate fi utilizat pentru a reseta nivelul detectat.

Amplificatorul logaritmic și antilogaritmic

Un amplificator logaritmic (convertor logaritmic) și amplificator antilogaritmic (convertor antilogaritmic) sunt circuite neliniare care furnizează o tensiune de ieșire proporțională cu logaritmul natural sau exponențială cu tensiunea de intrare.

Este cunoscut faptul că anumite procese, cum ar fi înmulțirea și împărțirea poate fi realizată prin adunare și scădere de logaritmi.

Au multe aplicații, cum ar fi:

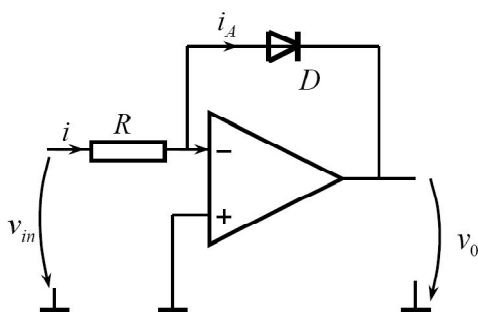
- înmulțire și împărțire, puteri și radicali
- compresie și decompresie
- detectare RMS
- controlul proceselor

Amplificatorul logaritmic

Se bazează pe relația logaritmică inerentă între curent și căderea de tensiune într-o dioda semiconductoră.

Feedback-ul negativ este îndeplinit de către o diodă cu un curent mic exponențial:

$$i_A \cong I_S e^{\frac{v_A}{mV_T}}$$



Amplificatorul logaritmic

Pentru tensiune de intrare pozitivă, tensiunea de ieșire este negativă și dioda este polarizată direct. Tensiunea de ieșire este inversă cu căderea de tensiune pe dioda $v_0 = -v_A$.

Utilizând regulile de aur:

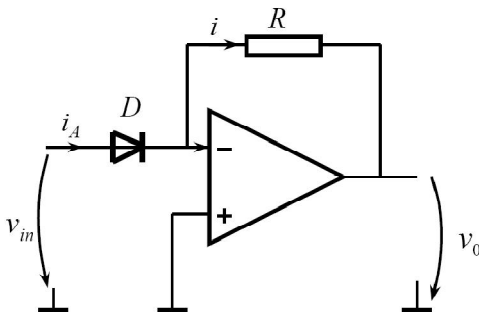
$$v_{in}^- \cong v_{in}^+ = 0 \rightarrow \text{intrarea inversoare este virtual împământată}$$

$$i_{in}^- \approx 0 \rightarrow i = i_A \quad v_A = mV_T \ln \frac{v_{in}}{RI_S} \quad v_0 = -mV_T \ln \frac{v_{in}}{RI_S}$$

Această ecuație se obține din relația logaritmică dorită peste o gamă largă de curenți. Tensiunea de ieșire este sensibilă la temperatură din cauza V_T și I_S .

Amplificatorul antilogaritmic

Putem obține un amplificator antilogaritmic prin comutarea poziției rezistorului și a diodei într-un amplificator logaritmic.



$$v_{in}^- \cong v_{in}^+ = 0 \rightarrow \text{intrarea inversoare este virtual împământată}$$

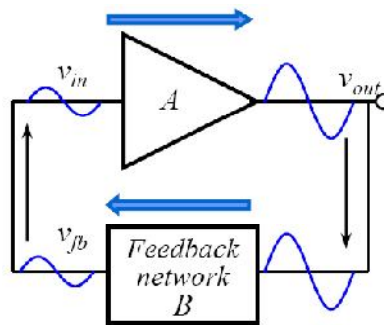
$$i_{in}^- \approx 0 \rightarrow i = i_A \quad -\frac{v_0}{R} = I_S e^{\frac{v_{in}}{mV_{Ts}}} \quad v_0 = -RI_S e^{\frac{v_{in}}{R I_S}}$$

Există din nou încă o dependență temperatură dublă cauzată de I_S și V_T .

6.5. Alte aplicații

Oscilatoare cu amplificator operațional

Oscilatoarele sunt circuite care generează un semnal de ieșire fără un semnal de intrare. Diferitele tipuri de oscilatoare produc unde sinusoidale, impulsuri, unde pătrate, unde triunghiulare și unde dinți de fierăstrău. Oscilatoare se bazează pe principiul de feedback pozitiv, în cazul în care o porțiune a semnalului de ieșire este alimentat înapoi la intrare, într-un mod care face ca acesta să fie mai puternic și să susțină astfel un semnal de ieșire continuu.



Oscilator cu feedback pozitiv

Un oscilator este un circuit care produce o formă de undă repetitivă la ieșirea sa cu doar tensiunea de alimentare cc ca intrare. Un oscilator transformă energia electrică sub formă de curent continuu în energie electrică sub formă de curent alternativ.

Oscilatoarele sunt aplicate pe scară largă în cele mai multe sisteme de comunicații, precum și în sistemele digitale pentru a genera frecvențe necesare și semnalele de sincronizare.

Sunt necesare două condiții pentru a susține starea de oscilații:

- defazajul în jurul buclei de feedback trebuie să fie de 0°
- câștigul de tensiune în jurul valorii de buclă închisă de feedback trebuie să fie egală cu 1 (unitate)

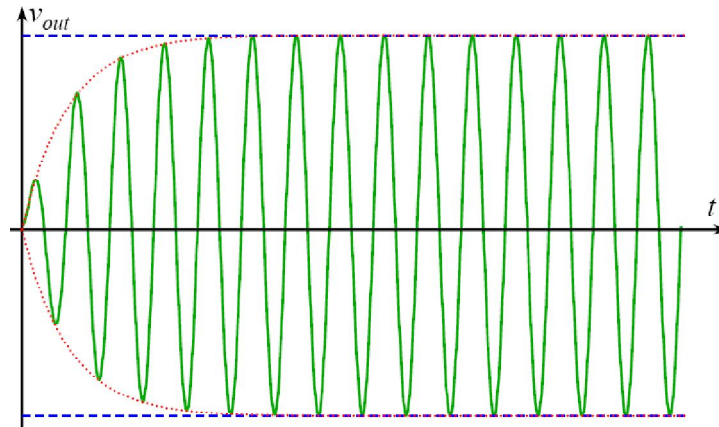
Câștigul de tensiune în jurul valorii de buclă închisă de feedback este produsul amplificării A și atenuarea circuitului de feedback, B .

$$A_{\text{inchiș}} = A * B$$

Condițiile de start. Condiția câștig de unitate trebuie să fie îndeplinită pentru ca oscilația să fie susținută. Pentru ca oscilația să înceapă, câștigul de tensiune în jurul buclei de feedback

pozitiv trebuie să fie mai mare de 1, astfel încât amplitudinea de ieșire sa poata fi crescuta până la nivelul dorit. Câștigul trebuie să fie redus la 1, astfel încât ieșirea să rămână la nivelul dorit.

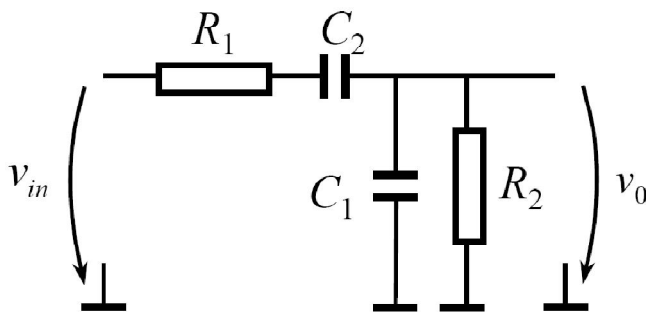
Circuitul de feedback permite numai o tensiune cu o frecvență egală cu oscilația de frecvență selectată, ce apare în fază pe intrarea amplificatorului. Acest feedback de tensiune inițial este amplificat și continuu consolidat, rezultând o creștere a tensiunii de ieșire.



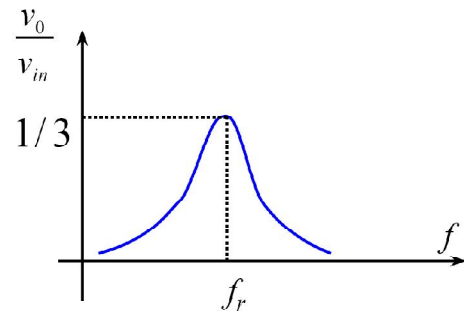
Semnalul de iesire tranzitoriu

Oscilatorul cu punte Wien

Un tip de oscilator sinusoidal este oscilatorul cu punte Wien. O parte esențială a oscilatorului cu punte Wien este rețeaua „conduce-întârziere” ca în figura alăturată.



Punte Wien



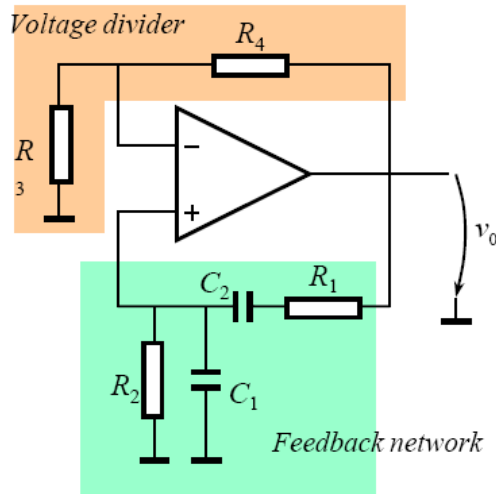
Funcția de transfer funcție de frecvența

R_1 și C_1 împreună formează porțiunea de întârziere și R_2 , C_2 formează porțiunea conducere. Funcționarea circuitului este următoarea: la joasă frecvență, predomină rețeaua de conducere ca urmare reactanței ridicate a lui C_2 . Pe măsură ce frecvența crește, X_{C_2} descreește, permițând tensiunii de ieșire să crească. La o frecvență specifică, răspunsul rețelei de intarziere preia și valoarea descrescătoare a lui X_{C_1} si cauzează descreeșterea tensiunii de ieșire. Așadar avem un răspuns sub forma de curbă ca și în figura unde tensiunea de ieșire atinge vârful la o frecvență f_r . În acest punct, atenuarea rețelei este 3 (transferul este $1/3$). Dacă $R_1=R_2=R$ și $C_1=C_2=C$:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{R(-jX)/(R-jX)}{(R-jX)+R(-jX)/(R-jX)} \qquad \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{RX}{3RX+j(R^2-X^2)}$$

Pentru un defazaj 0° : $R^2-X^2=0 \rightarrow \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{RX}{3RX} = \frac{1}{3}$; $R = X$; $f_r = \frac{1}{2\pi RC}$

Când oscilatorul punte Wien este implementat utilizând un amplificator operațional rețeaua „conduce-intarzie” este utilizata in bucla pe reactia pozitiva și divizor de tensiune este utilizat bucla de feedback negativ.



Oscilatorul cu punte Wien

Acest circuit al oscilator poate fi privit ca o configuratie de amplificator neinversor cu semnal de intrarea primit prin-un circuit de feedback realizat de rețeaua conduce-întârziere. Câștigul amplificatorului în buclă închisă este determinat de divizorul de tensiune. Deoarece rețeaua de feedback are un coeficient de transfer de 1/3, câștigul amplificatorului trebuie să fie:

$$A = 1 + \frac{R_4}{R_3} > 3 \rightarrow R_4 > 2R_3$$

Scăderea câștigului până la unitate implică modificarea divizorului de tensiune care trebuie să includă componente non-lineare (diode zener) în scopul de a scădea valoarea echivalentă a lui R_4 .

Reglatoarele de tensiune

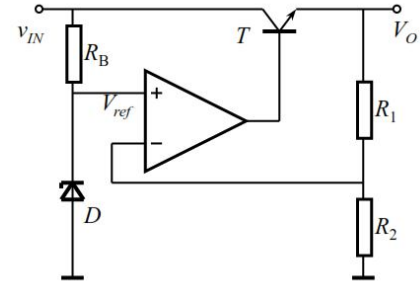
Scopul unui regulator de tensiune este acela de a asigura o tensiune continua constanta la iesire care este practic independentă de tensiunea de intrare, sarcina de la ieșire si temperatură. Tensiunea de intrare a unui regulator este de obicei redresata in cc și filtrată tensiunea de la o rețea de curent alternativ cu frecvența de 50 Hz.

Cele mai multe reglatoarele de tensiune conțin 5 elemente de bază:

- sursă de referință;
- detector de eroare;
- element de eșantionare;
- sistem de control;
- circuit de protecție;

Principalele tipuri de reglatoare de tensiune sunt:

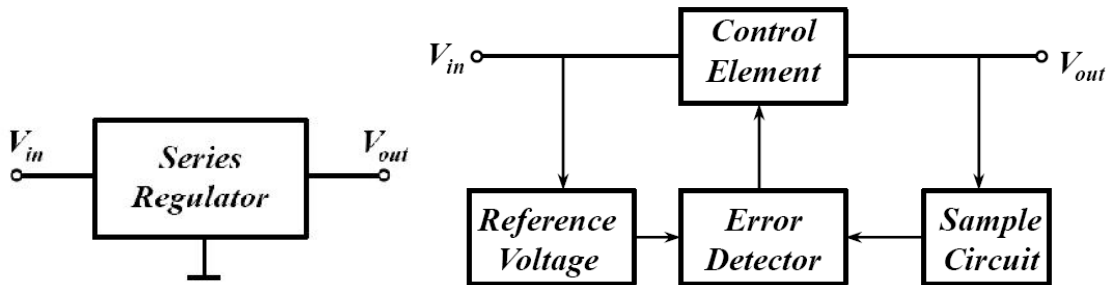
- reglatoare serie;
- reglatoare de șunt;
- reglatoare de comutație;
- reglatoare circuite integrate;



Cele două clase fundamentale de reglatoare de tensiune sunt: liniare și de comutație. Ambele dintre acestea sunt disponibile în formă de circuit integrat. Există două tipuri de bază de reglatoare liniare. Unul este regulatorul de tensiune-serie și celălalt este regulator de tensiune-șunt.

Reglatoare din seria de bază

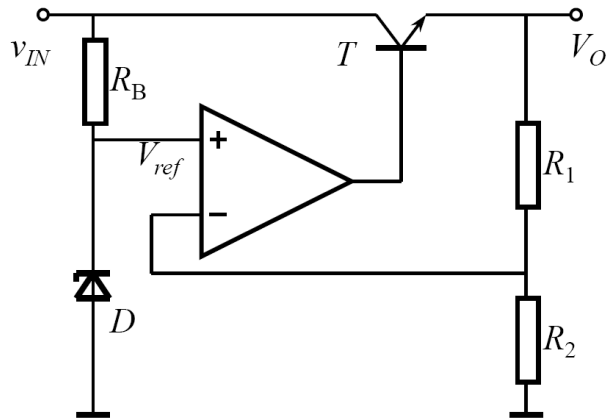
O simplă reprezentare a unui tip de regulator serie și componentele de bază a diagramei bloc este prezentată în figura de mai jos.



Elementul de control este montat în serie pe linia de intrare ieșire. Circuitul de eșantionare de la ieșire simte o schimbare la tensiunea de ieșire. Detectorul de eroare compară eșantionul de tensiune cu tensiunea de referință și face ca dispozitivul de control să compenseze în scopul de a obține o tensiune de ieșire constantă.

Amplificatorul operațional regulator serie

Divizorul de tensiune rezistiv format din R_1 și R_2 simte orice schimbare în tensiunea de ieșire. Când ieșirea încearcă să scadă din cauza scăderii lui V_{IN} sau din cauza creșterii lui I_L , o tensiune proporțională de scădere este aplicată amplificatorului operațional pe intrarea inversoare de divizorul de tensiune. Din moment ce Dioda Zener ține celălaltă intrare a amplificatorului operațional la o tensiune de referință aproape fixă, o mică diferență de tensiune (eroare de tensiune) este dezvoltată între intrările amplificatorului operațional.



Amplificatorul operațional regulator serie

Diferența de tensiune este amplificată și tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional crește. Creșterea este aplicată pe baza unui tranzistorului T cauzând creșterea tensiunea emitorului V_o până când tensiunea intrării inversoare egalează din nou tensiunea de referință, astfel menținând-o aproape constantă.

Tranzistorul T este un tranzistor de putere și trebuie să suporte tot curentul de sarcină. Acțiunea opusă se întâmplă când ieșirea încearcă să crească. Amplificatorul-operațional este conectat în configurație neinversoare și divizorul de tensiune formează rețeaua de feedback negativ.

Câștigul de tensiune în buclă închisă este:

$$A = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Tensiunea de ieșire a regulatorului este :

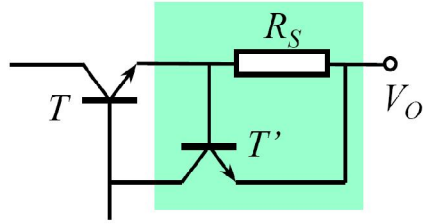
$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)V_{ref}$$

Tensiunea de ieșire este determinată de tensiunea Zener și de rezistorul R_1 și R_2 .

Surt-circuitul și protecția la suprasarcină

Dacă o cantitate excesivă de curent de sarcină este atrasă, tranzistorul poate fi ușor deteriorat sau distrus. Majoritatea reguletoarelor folosesc un anumit tip de protecție la curent în exces, sub forma unui mecanism de limitare a curentului. În figura este prezentat un circuit de limitare în curent ce constă într-un tranzistor T' și un rezistor R_S .

Curentul de sarcină prin R_S crează o cădere de tensiune între bază și emitor T'.



Când curentul de sarcină prin R_s atinge valoarea maxima caderea de tensiune pe R_s este suficienta pentru a polariya direct jonctiunea baya emitor a T' tracandu-l astfel in conducție. Curentul de bază a lui T este deviat în colector de T' , astfel încât I_L este limitat la valoarea maximă.