

2. CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE

2.1 Amplificatoare

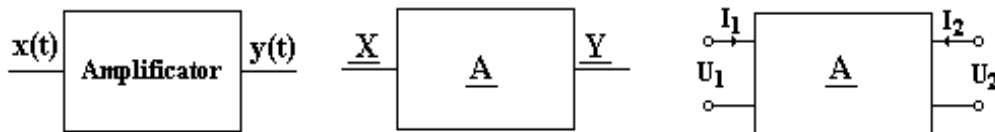
2.1.1 Introducere. Generalități

Prin amplificare înțelegem procesul de mărire a valorilor instantanee ale unei puteri sau ale altei mărimi, fără a modifica modul de variație a mărimii în timp și folosind energia unor surse de alimentare.

Amplificarea electronică se obține pe baza modificării intensității unui curent de electroni în vid sau în structură semiconductoare prin variația unor tensiuni la electrozii de comandă. În circuitele de amplificare se realizează procesul de amplificare, adică se reproduce la ieșire sub formă amplificată puterea sau o mărime ce intră ca factor în expresia puterii instantanee, folosind energia surselor de alimentare.

În acest capitol se vor studia amplificatoarele realizate cu tranzistoare unipolare (TEC sau FET) și bipolare. Tranzistoarele sunt considerate în circuite electronice ca dispozitive active, în sensul că pot comanda puterea absorbită de la sursele de alimentare ca răspuns la acțiunea semnalului de intrare, asigurând sarcinii utile o putere mai mare ca aceea debitată de sursa de semnal de la intrare.

Un amplificator poate fi considerat ca în schema bloc din figura de mai jos în domeniul timp sau în domeniul frecvență, unde $x(t)$ este mărimea semnalului de intrare iar $y(t)$ este semnalul de ieșire:



Factorul de amplificare (amplificarea) se introduce cu expresiile:

$$y(t) = A \cdot x(t - \tau)$$

unde A este amplificarea și τ este timpul de întârziere (de trecere) ale semnalului în amplificator.

$$\underline{Y} = \underline{A} \cdot \underline{X}$$

unde \underline{A} este funcția de transfer (factor de amplificare în complex) cu modulul și faza, de obicei dependente de frecvență:

$$\underline{A} = A \cdot \exp(j\varphi)$$

$$\underline{A}(j\omega) = A(\omega) \exp j\varphi(\omega)$$

În legătura cu figura a treia unde se folosește reprezentarea de cuadripol pentru amplificator, se introduc amplificările de tensiune, de curent și de putere:

$$\underline{A}_U = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}, \underline{A}_I = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1}, \underline{A}_P = \frac{\underline{U}_2 \underline{I}_2 \cos \theta_2}{\underline{U}_1 \underline{I}_1 \cos \theta_1}$$

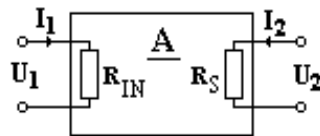
unde U_2, U_1, I_2, I_1 sunt valorile efective ale mărimilor de la ieșire și intrare și θ_1, θ_2 sunt unghiurile de fază între curenți și tensiuni.

Un amplificator cu mai multe etaje se poate considera ca fiind legarea în cascadă a mai multor amplificatoare simple, amplificarea globală fiind egală cu produsul amplificărilor.

Caracteristica de frecvență a amplificatorului reprezintă dependența între modulul factorului de amplificare, de obicei în tensiune, și frecvența semnalului de intrare și se obține experimental atacând la intrare amplificatorul cu un semnal sinusoidal de amplitudine constantă și frecvență variabilă și măsurându-se tensiunea de la ieșire. Modulul factorului de amplificare rezultă din raportul valorilor efective ale celor două tensiuni.



Deoarece modulul amplificării și frecvența se reprezintă curent în diagrame la scară logaritmică, se dă mai jos definiția factorului de amplificare exprimat în decibeli (dB). Pentru amplificatorul din figura de mai jos, cu rezistența de intrare R_{IN} și încărcat la ieșire cu rezistența de sarcină R_S , puterile de la intrare și de la ieșire (în cazul unor rezistențe pur ohmice) sunt:



$$P_1 = \frac{U_1^2}{R_{IN}} = I_1^2 R_{IN}, P_2 = \frac{U_2^2}{R_S} = I_2^2 R_S$$

amplificarea în putere exprimată în dB (câștig) se definește prin:

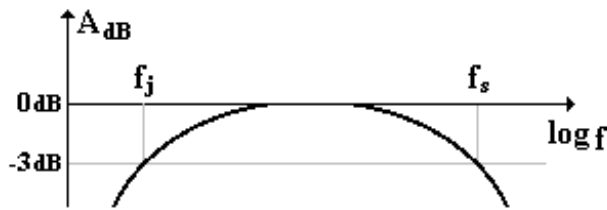
$$G_p = A_p[dB] = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg A_p[dB]$$

Prin comparație cu expresia anterioară se definesc și amplificările de tensiune și curent exprimate în dB:

$$G_U = A_U[dB] = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}$$

$$G_I = A_I[dB] = 20 \lg \frac{I_2}{I_1}$$

Caracteristica de frecvență logaritmică pentru un amplificator se prezintă în figura următoare:



Modulul factorului de amplificare rămâne practic constant, la valoarea A_{UN} (nominală) într-un anumit domeniu de frecvență în vecinătatea frecvenței f_0 . Cu un semnal sinusoidal de amplitudine constantă la intrare, puterea utilă furnizată sarcinii R_S scade la jumătate dacă modulul factorului de amplificare devine $\frac{A_{UN}}{\sqrt{2}}$ adică scade cu 3dB. Acest aspect a sugerat definirea benzii de frecvență a amplificatorului ca domeniul de frecvență în care modulul factorului de amplificare nu se schimbă mai mult de $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ori față de valoarea A_{UN} :

$$B = f_s - f_j$$

unde f_s este limita superioară a benzii de trecere la frecvențe înalte, iar f_j la frecvențe joase. Reprezentarea la scară logaritmică este avantajoasă din următoarele motive: caracteristica globală a unui amplificator cu mai multe etaje se obține prin simpla sumare grafică a caracteristicii etajelor: în diagrame se pot reprezenta amplificări și frecvențe care variază în limite foarte largi; aproximarea liniară fragmentară a caracteristicilor reale este simplă și cu erori destul de mici

2.1.2 Clasificarea amplificatoarelor

La clasificarea amplificatoarelor se consideră diferite criterii care se referă la domeniul frecvenței semnalelor care pot fi prelucrate, structura schemelor amplificatoarelor și natura elementelor din scheme, regimurile particulare de funcționare ale elementelor active, natura mărimii amplificate, nivelul semnalelor, etc., fără a exista între diferite clasificări o delimitare precisă.

După frecvența semnalelor, amplificatoarele pot fi împărțite în două mari grupe: *amplificatoare de curent continuu* (cc, care amplifică tensiuni și curenți cu variație arbitrară și oricât de lentă și deci pot lucra și cu semnale alternative de joasă frecvență, proprietate asigurată de obicei prin cuplaje adecvate între etaje) și *amplificatoare de curent alternativ* (ce au în structură cuplaje ce nu permit trecerea semnalelor de curent continuu).

Amplificatoarele de curent alternativ, după domeniul frecvențelor semnalelor, se clasifică în:

- amplificatoare de audiofrecvență* cu banda de la zeci de Hz la zeci de kHz, considerate în clasa amplificatoarelor de joasă frecvență;

- amplificatoare de videofrecvență*, cu banda de la cca 20 Hz la 30 MHz, a căror denumire a fost dată după semnalul video din televiziune
- amplificatoare de radiofrecvență*, ce sunt destinate pentru semnale cu frecvența mai mare de 100 kHz și au mai multe subdiviziuni.

După lățimea benzii de frecvență amplificatoarele de c.a. se împart în *amplificatoare de bandă îngustă* și *amplificatoare de bandă largă*.

Etajele de amplificare se clasifică și după poziția punctului static de funcționare, adică punctul de funcționare fără semnal al dispozitivului activ în planul caracteristicilor sale de ieșire sau de intrare, componentele de curent continuu ale mărimilor de terminal ale dispozitivului activ fiind însă diferite de cele de punct static. După acest criteriu sunt etaje de amplificare clasă A, B, C, AB.

După natura mărimii de interes la ieșirea amplificatoarelor, acestea se grupează în amplificatoare de tensiune, de curent, și de putere.

O clasificare după nivelul semnalului și putere este următoarea:

-*amplificatoare de semnal mic*, în care este posibilă elaborarea schemelor echivalente de analiză folosind modelele dispozitivelor active pentru semnale mici presupuse cu parametri constanți și anume cu valori determinate în punctul static. Este evident că în regim de semnal mic mărimile de terminal ale dispozitivelor active trebuie să se schimbe foarte puțin față de valorile de punct static, altfel parametrii variază cu nivelul semnalului (de exemplu panta $g_m = 40|I_C|$ la un tranzistor bipolar).

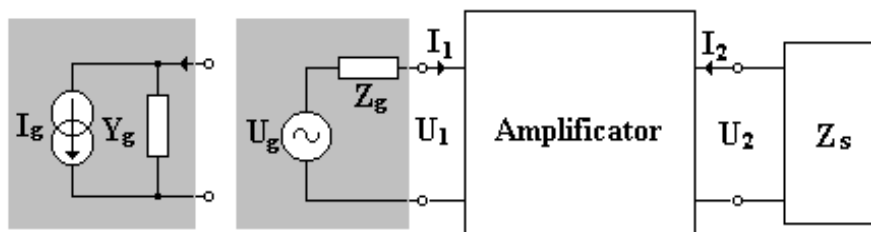
-*amplificatoare de semnale mari*, în care se consideră limitări determinate de de puterea disipată de dispozitivul activ, distorsiunile semnalului, valorile maxime posibile pentru curenții și tensiunile de terminal, temperatură, etc. La analiza și proiectarea etajelor de amplificare pentru semnale mari se folosesc familii de caracteristici de terminal, cel mai des cele de ieșire și metode grafo-analitice.

-*amplificatoarele de putere* cuprind în general etajele selective de putere în care dispozitivele active lucrează în regim neliniar, urmărindu-se să se obțină o putere de curent alternativ și un randament cât mai mare

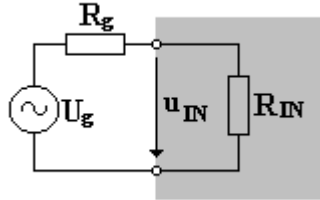
2.1.3 Amplificatoare ideale

La amplificatoarele ideale amplificările sunt independente de elementele exterioare amplificatorului.

Pentru a discuta particularitățile amplificatoarelor ideale de tensiune, de curent, transadmitanță și transimpedanță se definesc în legătură cu amplificatorul ideal din figură, amplificările prin care se poate caracteriza răspunsul acestuia.



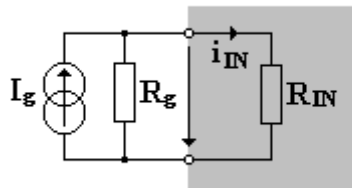
Dacă se “atacă” în tensiune (generator de semnal modelat prin modelul Thévenin) un amplificator ideal, care “se vede” prin rezistența sa de intrare, atunci, interesul ar fi să se transfere practic toată tensiunea generator către amplificator:



$$u_{IN} = \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_g} \cdot U_g \quad \text{pentru } R_{IN} \gg R_g \quad \text{avem } u_{IN} \cong U_g$$

deci interesul ar fi ca etajele cu rezistență (impedanță) mare de intrare să fie atacate în tensiune, pentru că în acest caz avem transfer maxim de tensiune

Dacă sursa de semnal este un generator de curent (model Helmholtz), atunci curentul de intrare în amplificator va avea expresia:



$$i_{IN} = \frac{R_g}{R_g + R_{IN}} \cdot I_g \quad \text{iar pentru } R_{IN} \ll R_g \quad \text{avem } i_{IN} \cong I_g$$

Răspunsul amplificatorului poate fi determinat în mai multe feluri după mărimea de ieșire considerată și după modul cum se iau mărimile de intrare, tensiuni sau curenți:

Amplificare în tensiune: $A_U = \frac{u_O}{u_{IN}}$

Amplificare transadmitanță: $A_Y = \frac{i_O}{u_{IN}}$

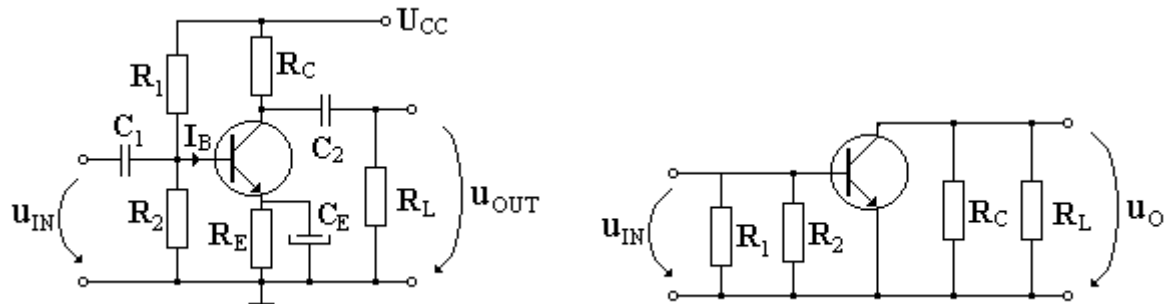
Amplificare în curent: $A_I = \frac{i_O}{i_{IN}}$

Amplificare transimpedanță: $A_Z = \frac{u_O}{i_{IN}}$

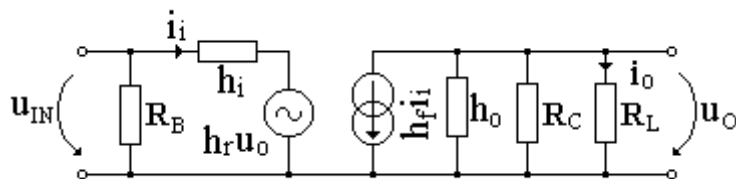
2.1.4 Amplificatoare de semnal mic realizate cu tranzistoare bipolare (ASM)

2.1.4.1 Amplificator de semnal mic în conexiune emitor-comun

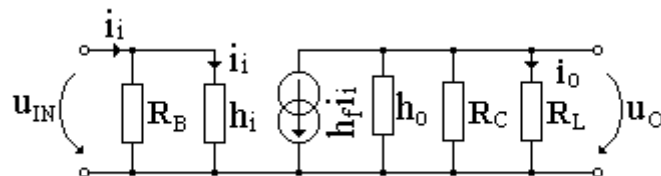
Schema electrică se prezintă pe figura următoare. Condensatoarele de cuplaj au rolul de a filtra componenta de curent continuu, respectiv de a lăsa să treacă semnalul variabil care trebuie amplificat. Condensatorul din emitor devine scurtcircuit la frecvența de lucru, punând la masă emitorul de unde și denumirea conexiunii: emitor comun (EC).



schema echivalentă în care am înlocuit tranzistorul cu schema echivalentă cu parametrii hibridi:



neglijând efectul ieșirii la intrare, considerând $h_r = 0$, obținem schema simplificată:



amplificarea în tensiune:

$$A_U = \frac{u_O}{u_{IN}} = - \frac{h_f i_i \left(\frac{1}{h_o} \times R_C \times R_L \right)}{h_i i_i} = - \frac{h_f}{h_i} \cdot R_O$$

$$\text{unde } R_O = \frac{1}{h_o} \times R_C \times R_L$$

cum de obicei parametrul h_o are valori foarte mici, expresia devine $R_o \approx R_C \times R_L = R'_L$ deci amplificarea în tensiune va deveni:

$$A_U = -\frac{h_f}{h_i} \cdot R'_L$$

amplificarea în curent se poate scrie:

$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\frac{u_o}{R_L}}{\frac{u_{IN}}{R_B \times h_i}} = \frac{u_o}{u_{IN}} \cdot \frac{R_B \times h_i}{R_L} = -\frac{h_f}{h_i} R'_L \cdot \frac{R_B \times h_i}{R_L} = -\frac{h_f}{h_i} \cdot \frac{R_C}{R_L + R_C} \cdot \frac{R_B \cdot h_i}{R_B + h_i} \approx -\frac{h_f}{h_i} \cdot h_i \approx h_f$$

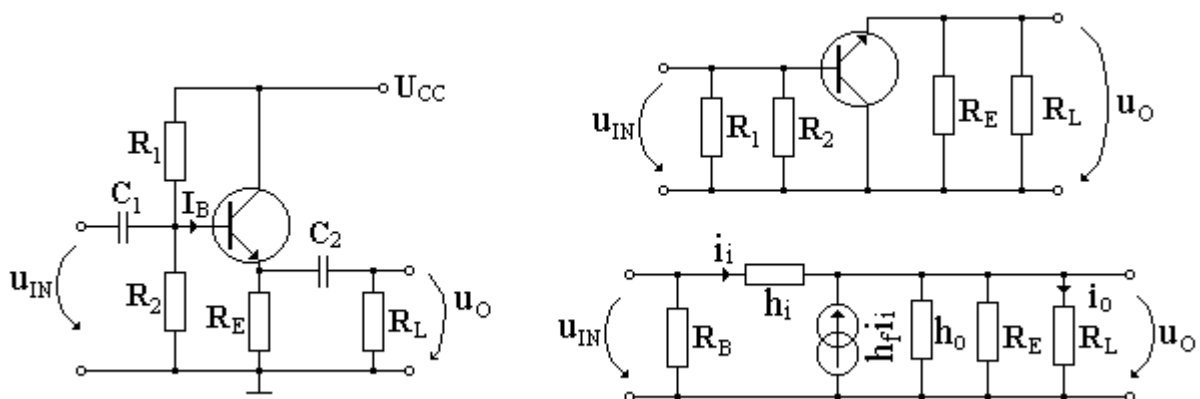
rezistențele de intrare și de ieșire devin:

$$R_{IN} = \frac{u_{IN}}{i_i} = R_B \times h_i \approx h_i \text{ dacă } R_B \gg h_i \quad R_o = \frac{u_o}{i_o} = R_C \times \frac{1}{h_o} \approx R_C \text{ dacă } \frac{1}{h_o} \gg R_C$$

Observatie Constatăm că toți parametrii etajului depind direct de parametri tranzistorului și prin aceasta de condițiile de lucru, schema de polarizare trebuie să asigure însă stabilitatea punctului static de funcționare în raport cu variația temperaturii precum și cu dispersia parametrilor.

2.1.4.2 Amplificator de semnal mic conexiune colector comun (CC) (repetor pe emitor)

Schema electrică de principiu precum și cea de curent alternativ se prezintă pe figurile următoare:



Polarizarea tranzistorului bipolar este identică cu cea de la etajul cu emitorul comun, pe schema de curent alternativ toate condensatoarele apar ca scurtcircuitate, amplificările de tensiune și de curent se calculează cu relațiile următoare:

amplificarea în tensiune:
$$A_U = \frac{u_O}{u_{IN}} = \frac{u_O}{h_i i_i + u_O} = \frac{(h_f + 1) \left(\frac{1}{h_o} \times R_E \times R_L \right) i_i}{\left[h_i + (h_f + 1) \left(\frac{1}{h_o} \times R_E \times R_L \right) \right] i_i} \approx 1$$

deci etajul repetor pe emitor de fapt nu amplifică în tensiune.

Amplificarea în curent:

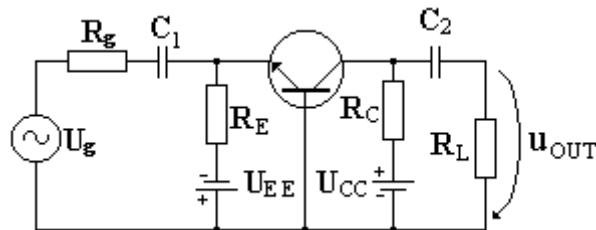
$$A_I = \frac{i_O}{i_{IN}} = \frac{\frac{u_O}{R_L}}{\frac{u_{IN}}{R_B} + i_i} = \frac{\frac{u_O}{R_L}}{\frac{u_{IN} + i_i R_B}{R_B}} = -(h_f + 1) \frac{R_E}{R_E + R_L} \cdot \frac{R_B}{R_B + h_i + (1 + h_f) \frac{R_E R_L}{R_E + R_L}}$$

se observă că o parte din amplificarea în curent a tranzistorului se pierde prin divizarea curentului atât la intrare cât și la ieșirea etajului

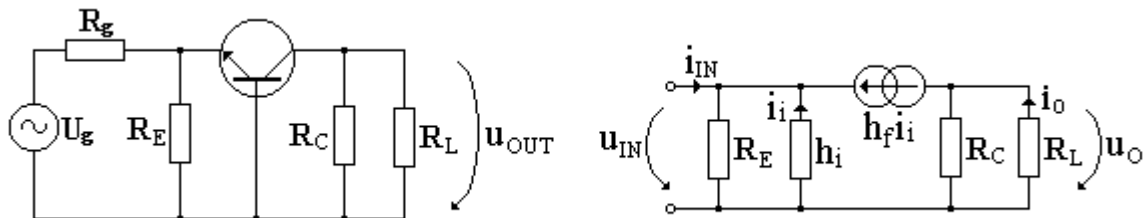
dacă $(1 + h_f) \frac{R_E R_L}{R_E + R_L} \gg R_B$ atunci $A_I \approx -\frac{R_B}{R_L}$

2.1.4.3 Amplificator de semnal mic cu tranzistor bipolar în conexiune bază comună (BC)

Schema unui etaj BC unde tranzistorul este polarizat cu două surse de alimentare se prezintă pe schema de mai jos:



Schema echivalentă de curent alternativ precum și schema echivalentă în care tranzistorul a fost înlocuit cu circuitul echivalent cu parametri hibrizi se prezintă pe figura de mai jos:



În schema echivalentă s-a neglijat parametrul h_o , fapt justificat ulterior prin calcule.

amplificarea în tensiune:

$$A_U = \frac{u_{OUT}}{u_{IN}} = \frac{-h_f i_i (R_C \times R_L)}{-h_i i_i} = \frac{h_f}{h_i} R_O \gg 1, \quad \text{unde } R_O = (R_C \times R_L) = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

amplificarea în curent:

$$A_I = \frac{i_O}{i_i} = \frac{h_f i_i \frac{R_C}{R_C + R_L}}{i_i (1 + h_f) + \frac{i_i h_i}{R_E}} \approx \frac{h_f}{1 + h_f}$$

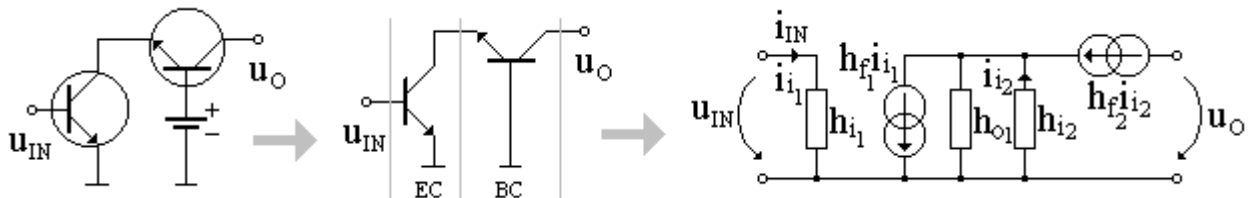
Caracterul “ideal” al etajului amplificator BC constă în independența amplificării în curent (subunitară) de circuitul exterior

2.1.5 Etaje compuse cu tranzistoare bipolare

Există unele configurații de câte două etaje care se utilizează frecvent în schemele de amplificatoare (inclusiv în cele integrate), care pot fi privite ca un etaj compus, deoarece polarizarea celor două tranzistoare este inseparabilă

2.1.5.1 Etajul compus tip EC-BC (cascod)

În figura de mai jos se prezintă schematic etajul compus tip cascod:



Etajul cascod are amplificarea în curent:

$$A_I = \frac{i_O}{i_{IN}} = \frac{h_{f2} i_{i2}}{i_{i1}} \approx \frac{h_{f1} i_{i1}}{i_{i1}} = h_{f1}, \quad \text{unde am neglijat } h_{o1}$$

iar amplificarea în tensiune:

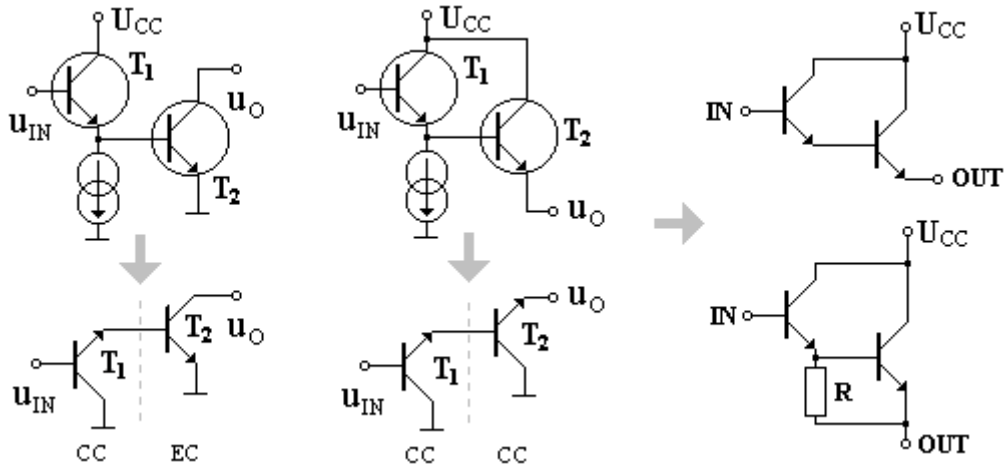
$$A_U = \frac{u_O}{u_{IN}} = \frac{h_{f2} i_{i2}}{h_{i1} i_{i1}} = \frac{-\frac{h_{f2} h_{f1}}{1 + h_{f2}} i_{i1} R_C}{h_{i1} i_{i1}} \approx -\frac{h_f}{h_i} R_C$$

unde pentru simplitate am presupus $h_{i1} = h_{i2} = h_i, h_{f1} = h_{f2} = h_f$, adică tranzistoare identice.

Concluzia ar fi că obținem un amplificator care amplifică în curent ca un etaj EC, la o rezistență de ieșire foarte mare (rezistența de ieșire a tranzistorului în conexiunea BC în gol) și are amplificarea în tensiune de valoare mare în gol ($R_C \rightarrow \infty$)

2.1.5.2 Etaje compuse CC-EC și CC-CC

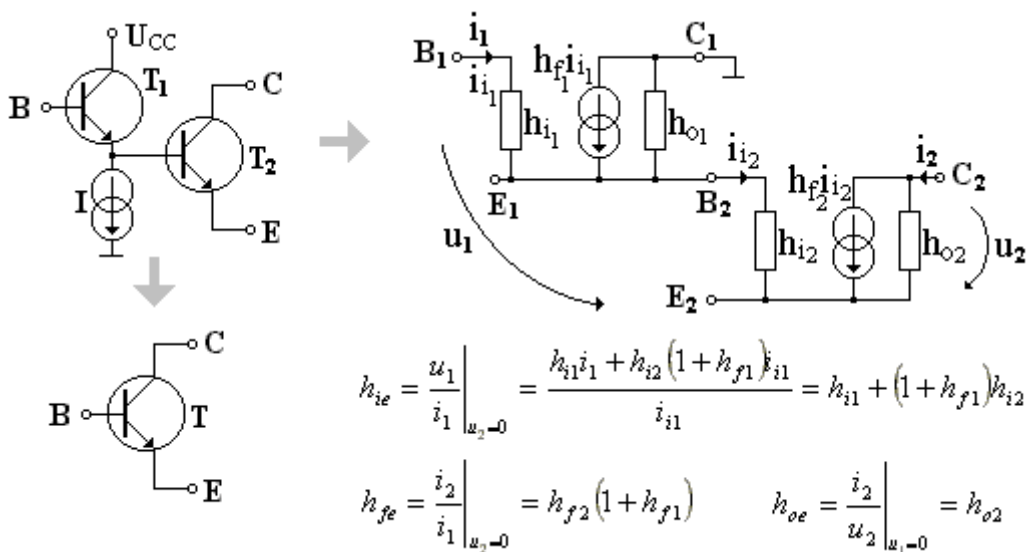
Combi-națiile colector comun-emitor comun și colector comun-colector-comun sunt reprezentate pe figura de mai jos, unde generatorul de curent constant este necesar pentru polarizarea primului tranzistor (în variante simple se poate înlocui cu o rezistență):



Ținând seama de proprietățile etajelor CC și EC, putem afirma că etajul compus CC-EC poate fi privit ca un amplificator transadmitanță, amplificarea fiind dată practic de cel de al doilea etaj.

Combi-nația CC-CC este aproape un amplificator ideal de tensiune, având însă amplificarea subunitară. În schimb etajul compus CC-CC are o amplificare în curent foarte mare. Un caz particular îl constituie etajul numit Darlington.

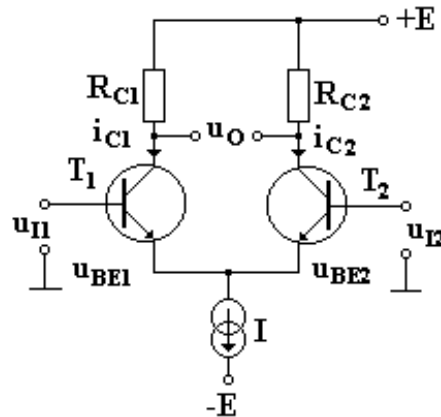
Cazurile acestea pot fi generalizate, așa cum se vede pe figura de mai jos, semnalul de intrare se aplică totdeauna pe bază, iar semnalul de ieșire putând fi colectat atât de pe colectorul cât și de pe emitorul celui de al doilea tranzistor. Prin calculul parametrilor echivalenți se demonstrează că această conexiune se poate înlocui cu un tranzistor echivalent, după cum se vede pe figură:



2.2 Amplificatorul diferențial

Amplificatorul diferențial constituie un tip aparte de etaj elementar de amplificare, atât prin faptul că poate fi excitat simultan de către două surse de semnal, cât și pentru faptul că semnalul de ieșire se poate culege în mai multe moduri (mod diferențial sau mod comun, așa cum vom vedea mai încolo)

Schema de principiu al unui amplificator diferențial este prezentată pe figură:



Scriind relațiile dintre curenții de colector și tensiuni emitor-bază:

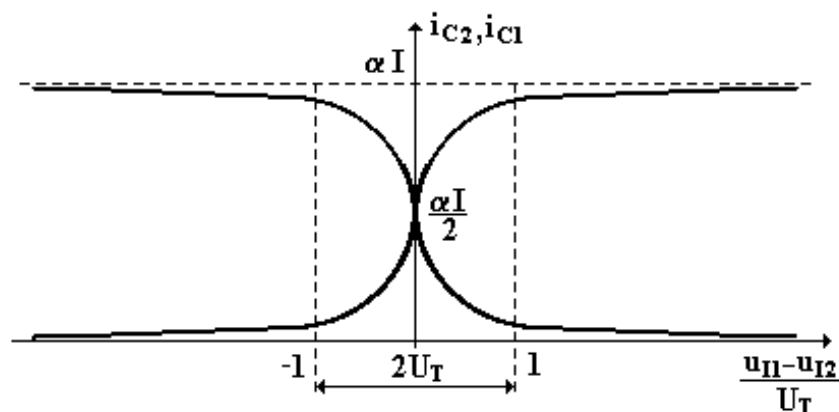
$$i_{E1} = \frac{i_{C1}}{\alpha_1}, i_{E2} = \frac{i_{C2}}{\alpha_2} \quad I = i_{E1} + i_{E2} \quad \text{presupunând} \quad \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$$

$$I = \frac{1}{\alpha} (i_{C1} + i_{C2}) = \frac{1}{\alpha} \left(I_S \cdot e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} + I_S \cdot e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}} \right) = \frac{I_S}{\alpha} \left(e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} + e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}} \right) = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} \left(1 + e^{\frac{u_{BE1} - u_{BE2}}{U_T}} \right)$$

$$u_{I1} = u_{BE1} - u_{BE2} + u_{I2} \rightarrow u_{I1} - u_{I2} = u_{BE1} - u_{BE2} \quad \text{dar} \quad I_S \cdot e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} = i_{C1}$$

$$I = \frac{i_{C1}}{\alpha} \left(1 + e^{\frac{u_{I1} - u_{I2}}{U_T}} \right) \rightarrow i_{C1} = \frac{\alpha I}{1 + e^{\frac{u_{I2} - u_{I1}}{U_T}}} \rightarrow i_{C2} = \frac{\alpha I}{1 + e^{\frac{u_{I1} - u_{I2}}{U_T}}}$$

reprezentând grafic:



Observații

1. există o porțiune de funcționare liniară în jurul lui $u_{I1} - u_{I2} = 0$ la $\pm U_T$

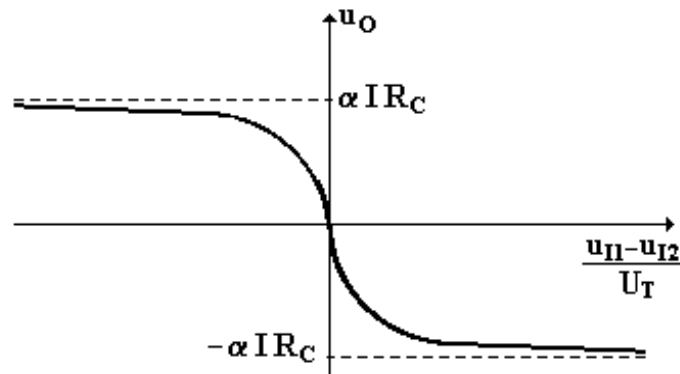
2. transconductanța definită:
$$g_m = \frac{\Delta i_{C1}}{\Delta(u_{I1} - u_{I2})} = \frac{\alpha I}{\left(1 + e^{\frac{u_{I2} - u_{I1}}{U_T}}\right)^2} \cdot e^{\frac{u_{I2} - u_{I1}}{U_T}} \cdot \frac{1}{U_T} = \frac{i_{C1}}{U_T} \cdot \frac{e^{\frac{u_{I2} - u_{I1}}{U_T}}}{1 + e^{\frac{u_{I2} - u_{I1}}{U_T}}}$$

are valoarea maximă pentru $u_{I1} - u_{I2} = 0$ obținând $g_{m_{max}} = \frac{I}{4U_T}$, valoare ce este un sfert din

valoarea transconductanței unui tranzistor bipolar

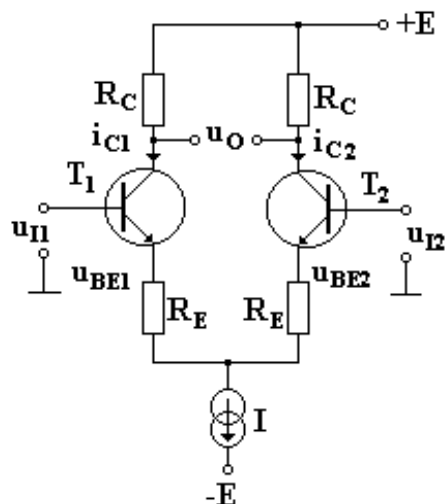
3. tensiunea de ieșire definită ca diferența tensiunilor din colectoarele celor două tranzistoare

$$u_O = u_{O1} - u_{O2} = E - i_{C1} \cdot R_C - E + i_{C2} \cdot R_C = \alpha I \cdot R_C \cdot th\left[\frac{u_{I2} - u_{I1}}{2U_T}\right]$$



Se vede că pentru $u_{I1} - u_{I2} = 0$ avem $u_{O1} - u_{O2} = 0$ ceea ce este un avantaj, deoarece se pot conecta mai multe etaje de acest fel în cascadă

4. Se poate extinde domeniul tensiunilor de intrare cu ajutorul schemei de mai jos:



Rezistențele de emitor permit extinderea domeniului tensiunilor de intrare cu valoarea $I \cdot R_E$ iar transconductanța se va modifica:

$$g_{me} = \frac{g_m}{1 + g_m R_E}$$

La un amplificator diferențial definim următoarele:

tensiunea de intrare diferențială:

$$u_{Id} = \frac{u_{I1} - u_{I2}}{2}$$

tensiunea de ieșire diferențială:

$$u_{Od} = \frac{u_{O1} - u_{O2}}{2}$$

tensiunea de intrare de mod comun:

$$u_{Ic} = \frac{u_{I1} + u_{I2}}{2}$$

tensiunea de ieșire de mod comun:

$$u_{Oc} = \frac{u_{O1} + u_{O2}}{2}$$

amplificarea diferențială pură

$$A_{dd} = \left. \frac{u_{Od}}{u_{Id}} \right|_{u_{Ic}=0}$$

amplificarea de mod comun pură

$$A_{cc} = \left. \frac{u_{Oc}}{u_{Ic}} \right|_{u_{Id}=0}$$

amplificarea pe mod comun a semnalului diferențial

$$A_{cd} = \left. \frac{u_{Oc}}{u_{Id}} \right|_{u_{Ic}=0}$$

amplificarea diferențială a semnalului pe mod comun

$$A_{dc} = \left. \frac{u_{Od}}{u_{Ic}} \right|_{u_{Id}=0}$$

factor de discriminare:

$$F = \frac{A_{dd}}{A_{cc}}$$

factorul de rejecție pe mod comun:

$$CMMR = \frac{A_{dd}}{A_{dc}}$$

factorul de rejecție pe mod diferențial:

$$DMRR = \frac{A_{cc}}{A_{cd}}$$

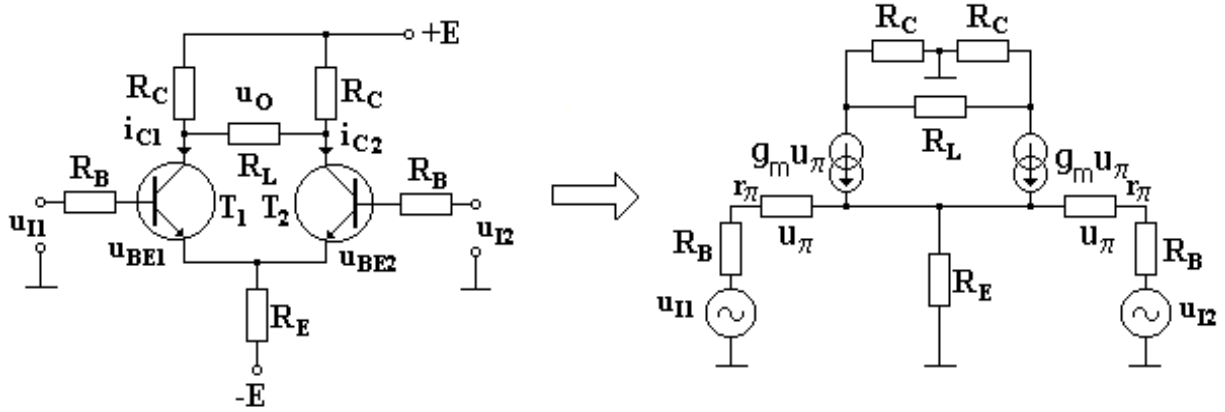
Astfel pentru tensiunile de ieșire avem următoarele relații de calcul:

$$u_{Oc} = A_{cc} \left(u_{Ic} + \frac{1}{DMRR} \cdot u_{Id} \right) = A_{cc} u_{Ic} + A_{cd} u_{Id}$$

$$u_{Od} = A_{dd} \left(u_{Id} + \frac{1}{CMRR} \cdot u_{Ic} \right) = A_{dd} u_{Id} + A_{dc} u_{Ic}$$

2.2.1 Moduri de lucru. Analiza funcționării amplificatoarelor diferențiale

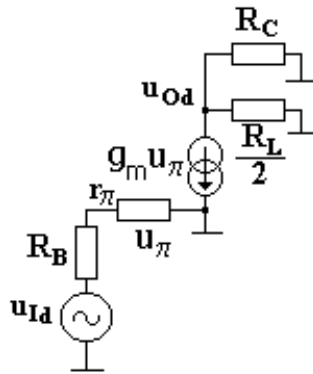
Cea mai simplă variantă a unui amplificator diferențial se obține atunci când în locul generatorului de curent constant din emitor se folosește o rezistență de emitor, ca în figura de mai jos:



În schema echivalentă, tranzistoarele s-au înlocuit cu schemele echivalente naturale (Giacoletto) simplificate.

Prin metoda “disecției” vom obține câte un semicircuit pentru cele două moduri de lucru, mod diferențial, mod comun:

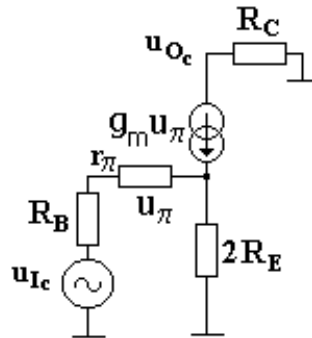
semicircuitul pentru modul diferențial pur se prezintă pe figura de mai jos:



Tensiunea din emitor nu va varia, și nici în punctul mediu al rezistenței de sarcină, modul de lucru este mod diferențial pur :

$$u_{I1} = -u_{I2} = u_{Id} \rightarrow A_{dd} = \frac{u_{Od}}{u_{Id}} = \frac{-g_m u_\pi \left(R_C \times \frac{R_L}{2} \right)}{(R_B + r_\pi) \cdot \frac{u_\pi}{r_\pi}} = -g_m r_\pi \frac{\left(R_C \times \frac{R_L}{2} \right)}{R_B + r_\pi} = \beta \frac{\left(R_C \times \frac{R_L}{2} \right)}{R_B + r_\pi}$$

semicircuitul valabil pentru modul de lucru mod comun se prezintă pe figura de mai jos:



$$u_{I1} = u_{I2} = u_{Ic} \rightarrow A_{cc} = \frac{u_{Oc}}{u_{Ic}} = \frac{-g_m R_C u_\pi}{(R_B + r_\pi) \frac{u_\pi}{r_\pi} + 2R_E \left(\frac{u_\pi}{r_\pi} + g_m u_\pi \right)} = \frac{-g_m R_C r_\pi}{R_B + r_\pi + 2R_E (1 + g_m r_\pi)} =$$

$$= -\frac{\beta R_C}{R_B + r_\pi + (1 + \beta) 2R_E} \approx -\frac{R_C}{2R_E} \leftarrow (\beta + 1) 2R_E \gg R_B + r_\pi$$

Este de remarcat faptul că această amplificare se dorește a fi cât mai mică, lucru ce se realizează ușor dacă în loc de rezistența de emitor se folosește un generator de curent constant, ce are o rezistență dinamică echivalentă foarte mare

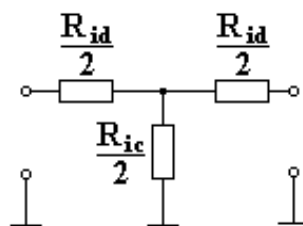
rezistența de intrare diferențială:

$$R_{id} = \frac{u_{I1} - u_{I2}}{i_{Id}} = 2 \frac{u_{Id}}{i_{Id}} = 2(R_B + r_\pi)$$

rezistența de intrare de mod comun:

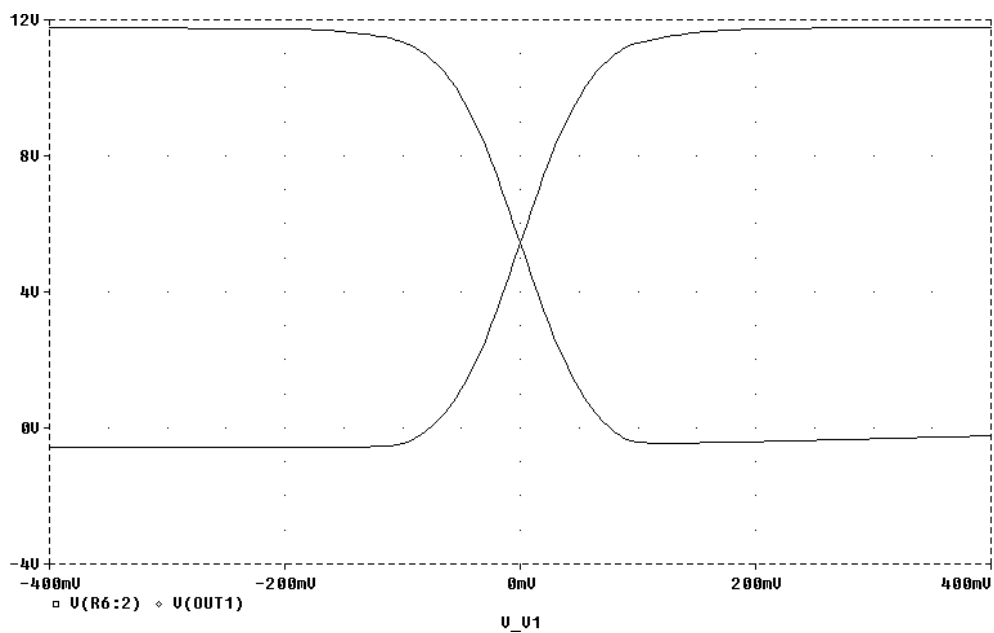
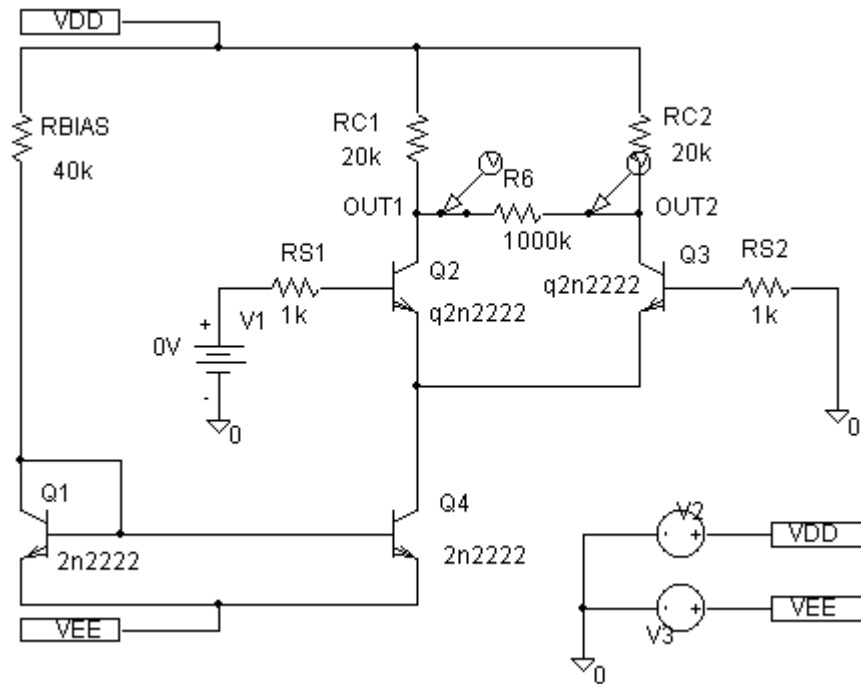
$$R_{ic} = \frac{u_{Ic}}{i_{Ic}} = R_B + r_\pi + (\beta + 1)$$

dacă un amplificator diferențial este comandat de un semnal și de mod comun și de mod diferențial, atunci schema echivalentă pentru acest semnal va fi:



Aplicație

Schema unui amplificator diferențial simulat în Microsim 8, precum și formele de undă rezultate se prezintă pe figura de mai jos:



2.3 Amplificatoare cu reacție

2.3.1 Introducere

Schema bloc a unui amplificator cu reacție este reprezentată în figura de mai jos, unde amplificatorul de bază are amplificarea:

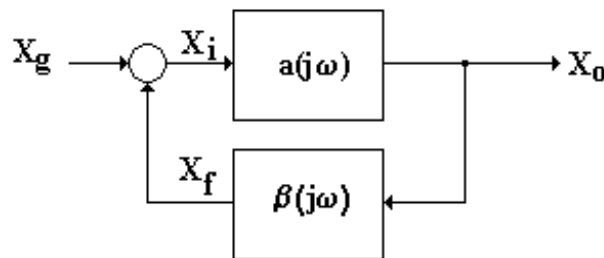
$$X_o = aX_i$$

unde X_o și X_i pot fi fiecare în parte curenți sau tensiuni. Rețeaua de reacție cu funcția de transfer β (feed-back) este realizată de obicei sub forma unui atenuator de precizie :

$$X_f = \beta X_o$$

iar la intrare semnalul de reacție este scăzut din semnalul dat de generator:

$$X_i = X_g - X_f$$



Amplificarea globală (amplificarea incluzând efectul reacției) este:

$$A = \frac{X_o}{X_i} = \frac{a}{1 + a\beta}$$

și ea poate fi în modul mai mare sau mai mică decât cea a amplificatorului de bază

Tipuri de reacție

Definim *reacția pozitivă* pentru $|A| > |a|, |1 + a\beta| < 1$
și *reacția negativă* pentru $|A| < |a|, |1 + a\beta| > 1$

În amplificatoare se folosește reacția negativă care asigură îmbunătățirea unor performanțe în schimbul reducerii amplificării. Un caz particular este cel al reacției negative puternice, care

$$A = \frac{a}{1 + a\beta} \rightarrow \frac{1}{\beta} \text{ pentru } a \rightarrow \infty \text{ (foarte mare)}$$

Se definește transmisia pe buclă, ca fiind $T = \frac{X_f}{X_i} = a\beta$, pentru reacție pozitivă acest raport este pozitiv ($T > 0$), iar pentru reacție negativă este negativ.

2.3.2 Desensibilizarea amplificatorului

Amplificarea amplificatorului de bază a este sensibilă la condițiile de funcționare (variația tensiunilor de alimentare, variația temperaturii), precum și la variațiile parametrilor dispozitivelor electronice. În cazul unei reacții negative puternice amplificarea globală depinde practic numai de rețeaua de reacție, care este realizată de obicei sub forma unui atenuator de precizie. Luând în considerare variațiile lui A în raport cu a , putem scrie

$$\frac{dA}{da} = \frac{d}{da} \left(\frac{a}{1+a\beta} \right) = \frac{1}{(1+a\beta)^2}$$

Din relațiile anterioare, rezultă următoarea expresie:

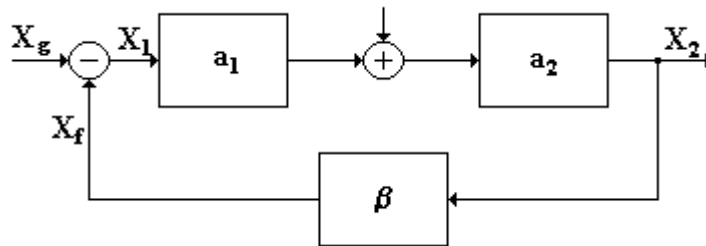
$$\left| \frac{dA}{A} \right| = \frac{1}{|1+a\beta|} \left| \frac{da}{a} \right| = \frac{1}{|F|} \left| \frac{da}{a} \right|$$

unde $F = 1 + a\beta = 1 + T$ este *factorul de reacție* sau *factorul de stabilizare*.

Se poate observa că variația relativă a amplificării scade prin aplicarea reacției negative exact în raportul în care scade amplificarea. Mărirea amplificării poate fi asigurată prin mărirea numărului de etaje, în timp ce reducerea variației relative a amplificării (desensibilizarea amplificării) este un câștig calitativ foarte important.

2.3.3 Efectul reacției negative asupra perturbațiilor

Se examinează situația în care semnalul parazit apare în interiorul amplificatorului și anume se adaugă la intrarea unui al doilea bloc amplificator care intră în compunerea amplificatorului de bază, semnalul parazit poate fi de pildă zgomotul de rețea (brum)



Semnalul util la ieșire: $\frac{a_1 a_2 x_g}{1 + a_1 a_2 \beta}$

Semnalul parazit la ieșire: $\frac{a_2 x_n}{1 + a_1 a_2 \beta}$

Raportul semnal-zgomot: $\left(\frac{S}{N} \right) = a_1 \frac{x_g}{x_n}$

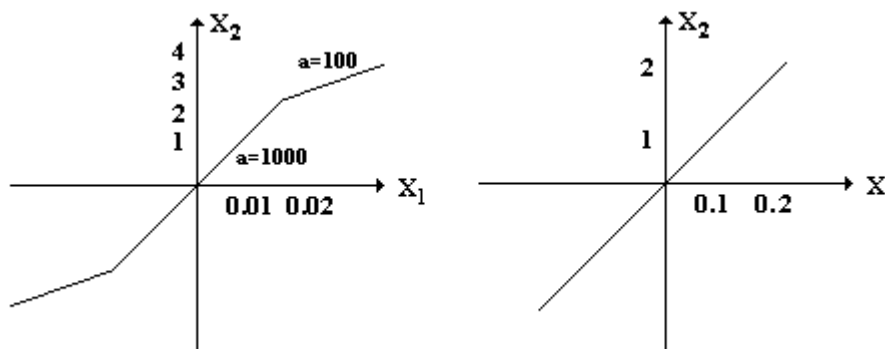
$$a_2 = \frac{a_1 a_2}{1 + a_1 a_2 \beta} \quad a_1 = 1 + \beta a_1 a_2$$

Deci reducerea efectului unui semnal parazit prin reacție negativă revine prin adăugarea unui amplificator de semnal mic care este practic imun la această perturbație

2.3.4 Efectul reacției negative asupra distorsiunilor

Daca amplificatorul de baza are o caracteristică neliniară, ca de exemplu pe figura de mai jos, unde pentru semnale mici la întarare avem $a = 1000$, iar pentru semnale mai mari avem $a = 100$, cu o rețea de reacție, care are $\beta = 0.1$ obținem o amplificare globală:

$$A_{1000} = \frac{1000}{1 + 1000 \cdot 0.1} = \frac{1000}{101} = 9.9 \quad \text{respectiv} \quad A_{100} = \frac{100}{1 + 100 \cdot 0.1} = \frac{100}{11} = 9.09$$



Se observă deci o variație a pantei de la 9.9 la 9.1 față de 1000 la 100, practic s-a “liniarizat” caracteristica neliniară, prețul plătit fiind reducerea amplificării

2.3.5 Ameliorarea răspunsului în frecvență

Fie un amplificator de bază cu răspunsul în frecvență, unde ω_s este frecvența de tăiere

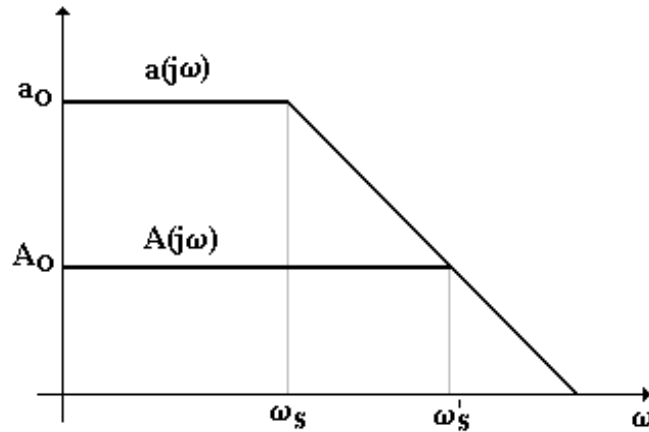
$$a(j\omega) = \frac{a_o}{1 + j \frac{\omega}{\omega_s}}$$

unde a_o este amplificarea la frecvență zero, astfel amplificarea cu reacție negativă se scrie:

$$A(j\omega) = \frac{\frac{a_o}{1 + j \frac{\omega}{\omega_s}}}{1 + \beta \frac{a_o}{1 + j \frac{\omega}{\omega_s}}} = \frac{a_o}{1 + \beta a_o} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_s(1 + \beta a_o)}} = \frac{A_o}{1 + j \frac{\omega}{\omega_s^1}}$$

unde ω_s^1 este frecvența lăteală a amplificatorului cu reacție negativă

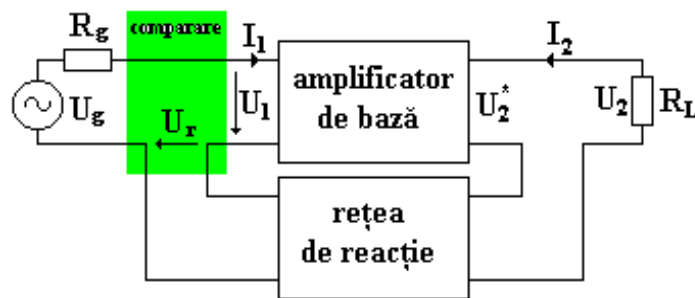
Pe figura de mai jos se reprezintă caracteristicile de frecvență corespunzătoare:



2.3.6 Topologia circuitelor de reacție

În continuare se prezintă cele patru topologii de bază ale circuitelor cu reacție care diferă prin modul de culegere al semnalului de reacție la ieșire (eșantionarea semnalului la ieșire) și prin modul de aplicare al acestuia la intrare (compararea cu semnalul dat de generator).

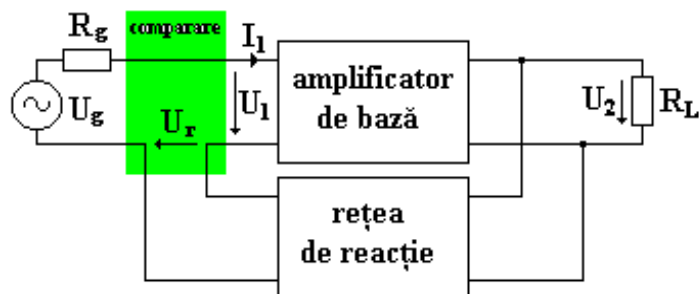
În figura de mai jos se prezintă topologia cu reacție cu eșantionare pe buclă și comparare pe buclă sau reacție serie-serie sau reacție curent-tensiune, vorbind de la ieșirea la intrarea amplificatorului, sau reacție de curent serie



Pe de altă parte avem de a face în acest caz cu un amplificator de bază amplificator transadmitanță și un bloc de reacție de tip transimpedanță:

$$A_y = \frac{a_y}{1 + a_y \beta_z}$$

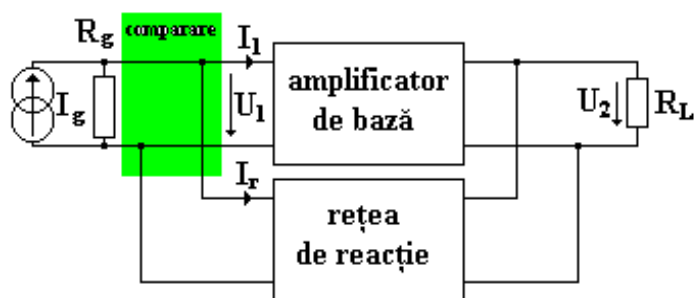
În figura de mai jos se prezintă topologia cu reacție cu eşantionare pe nod și comparare pe buclă sau reacție paralel-serie sau reacție tensiune-tensiune, vorbind de la iesirea la intrarea amplificatorului, sau reacție de tensiune serie



Pe de altă parte avem de a face în acest caz cu un amplificator de bază amplificator de tensiune și un bloc de reacție de tip amplificator de tensiune:

$$A_U = \frac{a_U}{1 + \beta_U a_U}$$

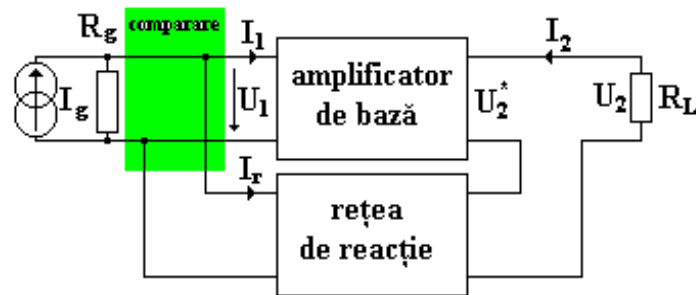
În figura de mai jos se prezintă topologia cu reacție cu eşantionare pe nod și comparare pe nod sau reacție paralel-paralel sau reacție tensiune-curent, vorbind de la ieșirea la intrarea amplificatorului, sau reacție de tensiune paralel.



Pe de altă parte avem de a face în acest caz cu un amplificator de bază amplificator transimpedanță: și un bloc de reacție de tip transadmitanță:

$$A_Z = \frac{a_Z}{1 + a_Z \beta_Y}$$

În figura de mai jos se prezintă topologia cu reacție cu eșantionare pe buclă și comparare pe nod sau reacție serie-paralel sau reacție curent-curent, vorbind de la ieșirea la intrarea amplificatorului, sau reacție de curent paralel.



Pe de altă parte avem de a face în acest caz cu un amplificator de bază amplificator de curent; și un bloc de reacție de tip amplificator de curent:

$$A_y = \frac{a_1}{1 + a_1 \beta_1}$$

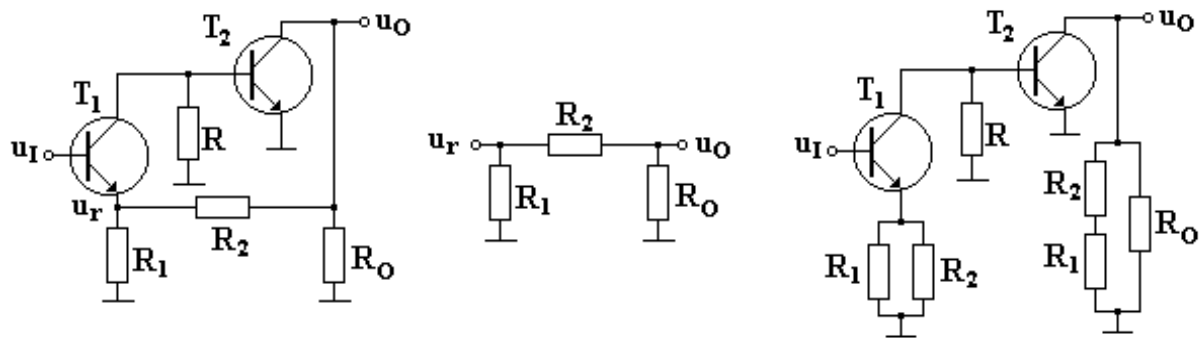
Impedanțele de intrare și de ieșire se modifică astfel datorită reacției negative:

$$\begin{aligned} Z_{IN}^R &= Z_{IN} (1 + T) && \text{pentru reacții tip serie (tensiune)} \\ Z_{IN}^R &= Z_{IN} (1 + T)^{-1} && \text{pentru reacții tip paralel (curent)} \\ Z_{OUT}^R &= Z_{OUT} (1 + T) && \text{pentru reacții tip serie (curent)} \\ Z_{OUT}^R &= Z_{OUT} (1 + T)^{-1} && \text{pentru reacții tip paralel (tensiune)} \end{aligned}$$

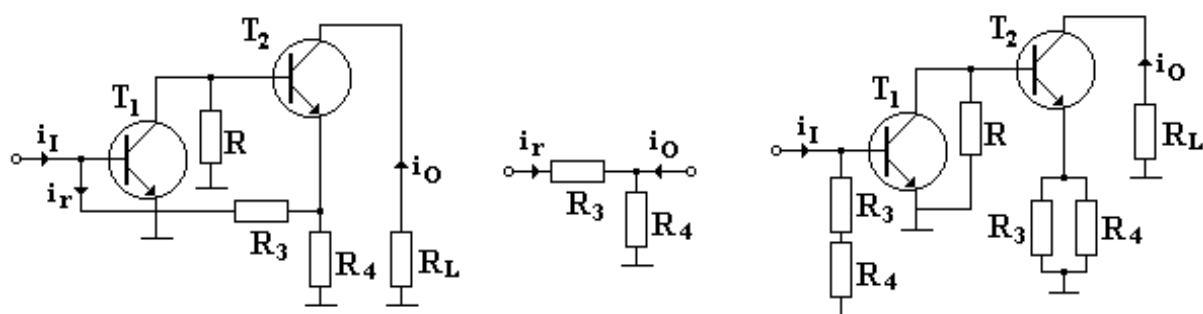
unde Z_{IN}, Z_{OUT} sunt impedanțele de intrare și de ieșire ale amplificatorului de bază, ținând cont de încărcarea introdusă de rețeaua de reacție, iar Z_{IN}^R, Z_{OUT}^R sunt cele asociate amplificatorului cu reacție.

Configurații tipice de amplificatoare cu tranzistoare, asociate celor patru configurații de reacție, sunt reprezentate în figurile ce urmează, unde au fost considerate numai schemele echivalente în regim dinamic:

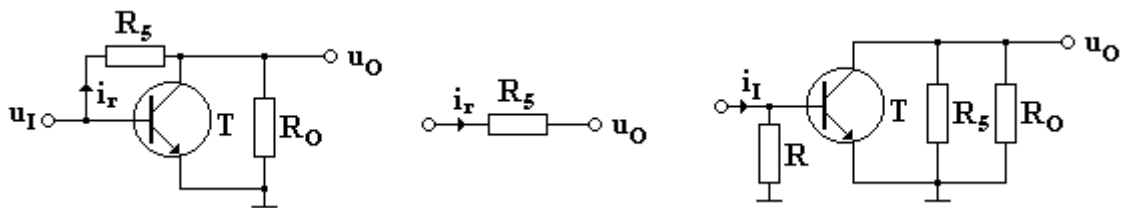
reacția serie de tensiune presupune un amplificator de tensiune neinversor, realizat cu tranzistoarele T_1, T_2 și cuadripolul de reacție R_1, R_2 :



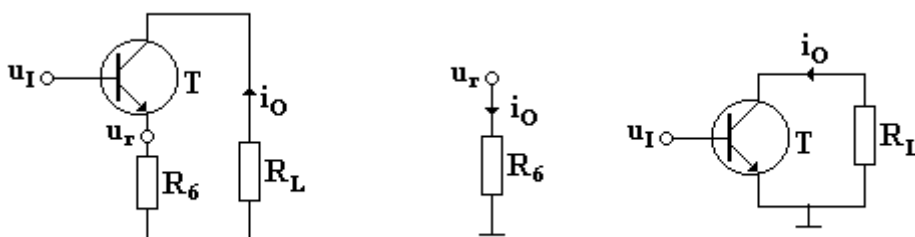
reacția paralel de curent este realizată într-o structură formată dintr-un amplificator de curent realizat cu T_3, T_4 și un divizor de curent R_3, R_4 :



reacția paralel de tensiune necesită un amplificator transimpedanță realizat cu T_5 și un cuadripol transadmitanță R_5 pentru bucla de reacție:



reacția serie de curent este realizată cu un tranzistor ce realizează funcția de transadmitanță T_6 și un cuadripol transimpedanță R_6 pe buclă:



2.4 Amplificatoare de putere de joasă frecvență

2.4.1 Introducere

Amplificatoare de semnale mari, sau de putere trebuie să dezvolte în sarcină o anumită putere, cu un randament cât mai bun și cu distorsiuni cât mai mici. Sarcina unui etaj de putere poate fi un difuzor, o linie de transmisie, un servomotor, etc, iar puterea variază între zeci și sute de wați. Rezistența sarcinii variază de la câțiva ohmi (difuzoare) până la sute de ohmi (servomotoare).

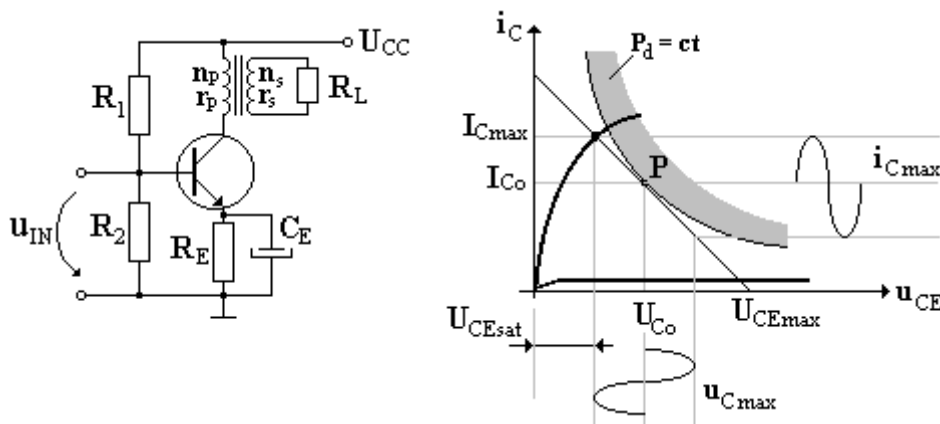
Tranzistoarele din etaje de putere pot lucra în regim liniar în clasele *A*, *B*, *AB*, *C* de amplificare, în oricare din cele trei conexiuni posibile. Alegerea conexiunii se face în funcție de putere utilă, distorsiuni neliniare, caracteristică de frecvență, etc. Clasa *C* este folosită numai la amplificatoare de putere de înaltă frecvență, unde realizarea circuitelor acordate este mult mai simplă ca la frecvențe joase

Tranzistoarele pot lucra în regim de impulsuri când semnalul de comandă este un semnal dreptunghiular cu factorul de umplere variabil în funcție de semnalul de intrare, regimul numindu-se în acest clasă *D* de amplificare.

În conexiune EC se obține cea mai mare amplificare de putere iar în conexiunea CC avem cele mai simple scheme (repetoare pe emitor, fără transformator la ieșire). Conexiunea BC asigură distorsiuni minime.

2.4.2 Amplificatoare în clasă A

Pe figura de mai jos se prezintă schema unui amplificator de putere cu un tranzistor în conexiune EC funcționând în clasa A de amplificare, adică amplifică ambele alternanțe ale unui semnal alternativ:



În absența semnalului de intrare, tranzistorul se găsește în punctul static de funcționare $P(U_{Co}, I_{Co})$, ale cărui coordonate trebuie să satisfacă ecuația dreptei de sarcină în regim static:

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C(R_E + r_P)$$

și să se găsească sub hiperbola de disipație termică a tranzistorului $P_d = \text{constant}$

Pentru a obține excursie maximă a tensiunii din colectorul tranzistorului tensiunea din punctul static de funcționare se alege astfel încât:

$$U_{C0} \leq \frac{U_{CE \max}}{2}$$

unde $U_{CE \max}$ reprezintă valoarea maximă a tensiunii de colector. În regim dinamic, punctul static de funcționare se deplasează pe dreapta de sarcină dinamică, a cărei ecuație este:

$$u_c = -R'_L i_c = -\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L$$

După cum se vede pentru înlăturarea pierderilor s-a înlocuit rezistența de colector cu primarul unui transformator, iar punctul static este astfel ales încât atunci când amplitudinea semnalului crește să se ajungă în același timp la limita de saturație și la cea de tăiere.

Randamentul unui etaj în clasa A este:

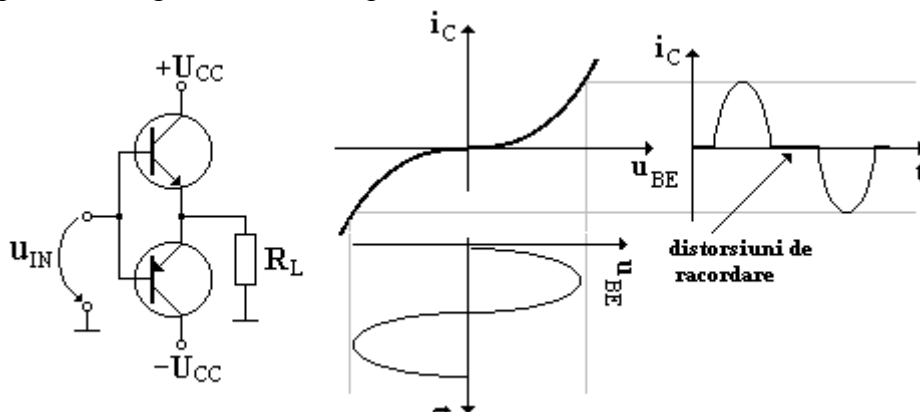
$$\eta = \frac{1}{2} \frac{U_{ce} I_c}{U_{CC} I_{C0}}$$

deoarece $I_{C \max} = I_{C0}$ și $U_{CE \max} = U_{C0} = U_{CC}$ rezultă randamentul maxim $\eta_{\max} = 0.5$, ceea ce înseamnă că mai mult de jumătate din puterea absorbită de la sursa de curent continuu se pierde. Pentru semnale foarte mici acest randament tinde către zero.

2.4.3 Amplificatoare în contratimp (clasele B, AB)

Amplificatoare în contratimp (push-pull) folosesc două tranzistoare, unul amplificând alternanțele pozitive, celălalt alternanțele negative ale semnalului de intrare. Randamentul maxim se obține atunci când tranzistoarele lucrează în clasa B de amplificare.

Pe figura de mai jos este reprezentată schema unui amplificator în clasa B, două rețete pe emitor legate în contratimp:



Dacă tensiunea de intrare este pozitivă tranzistorul T_1 lucrează ca repetor pe emitor, tranzistorul T_2 fiind blocat, iar la tensiune de intrare negativă T_1 va fi blocat și T_2 repetor pe emitor. Dacă tensiunea de intrare este nulă, ambele tranzistoare sunt blocate, nu se consumă energie de la sursa de alimentare, fapt ce duce la un randament mult mai mare.

Tensiunea de ieșire este aproximativ egală cu tensiunea de intrare, deci amplificarea în tensiune este practic unitară, în schimb amplificarea în curent este practic egală cu cea a tranzistorului (β). Curenții consumați de la fiecare sursă în parte sunt egali, iar valoarea maximă a tensiunii de ieșire este foarte apropiată de cea de alimentare (tranzistoare saturate).

Puterea maximă la ieșire la semnal sinusoidal:

$$P_U = \frac{U_{CC}^2}{2R_L}$$

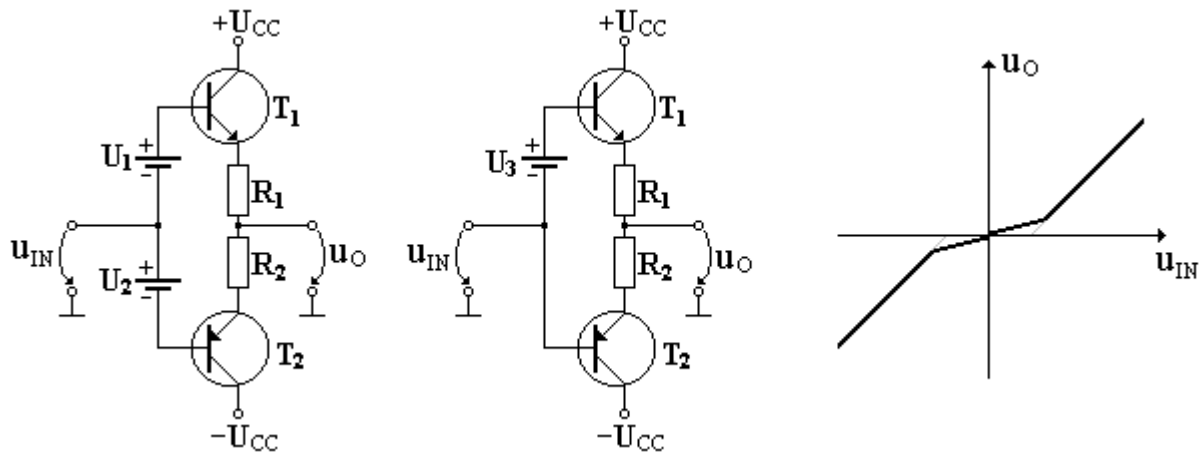
Puterea pierdută pe tranzistorul T_1 , mai exact valoarea medie a acestei puteri:

$$P_{d1} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (U_{CC} - u_o) \frac{u_o}{R_L} dt \xrightarrow{u_o = U_{Omax} \sin \omega t} \frac{1}{R_L} \left(\frac{U_{Omax} U_{CC}}{\pi} - \frac{U_{Omax}^2}{4} \right)$$

astfel randamentul circuitului:

$$\eta = \frac{P_U}{2P_{d1} + P_U} = \frac{\pi U_{Omax}}{4 U_{CC}} \approx 0.785 \frac{U_{Omax}}{U_{CC}} \xrightarrow{U_{Omax} = U_{CC}} 78.5\%$$

După cum se vede pe caracteristica de transfer, curentul este aproape zero în jurul originii, unde avem o așa numită “zonă moartă”, care va cauza distorsiunile neliniare numite “de trecere” (vezi figura), ceea ce este un mare dezavantaj. Acest dezavantaj poate fi înlăturat, dacă bazele tranzistoarelor sunt polarizate (prepolarizate) cu o sursă (respectiv două) de tensiune continuă, cazul clasei AB de amplificare, prezentat pe figura de mai jos:

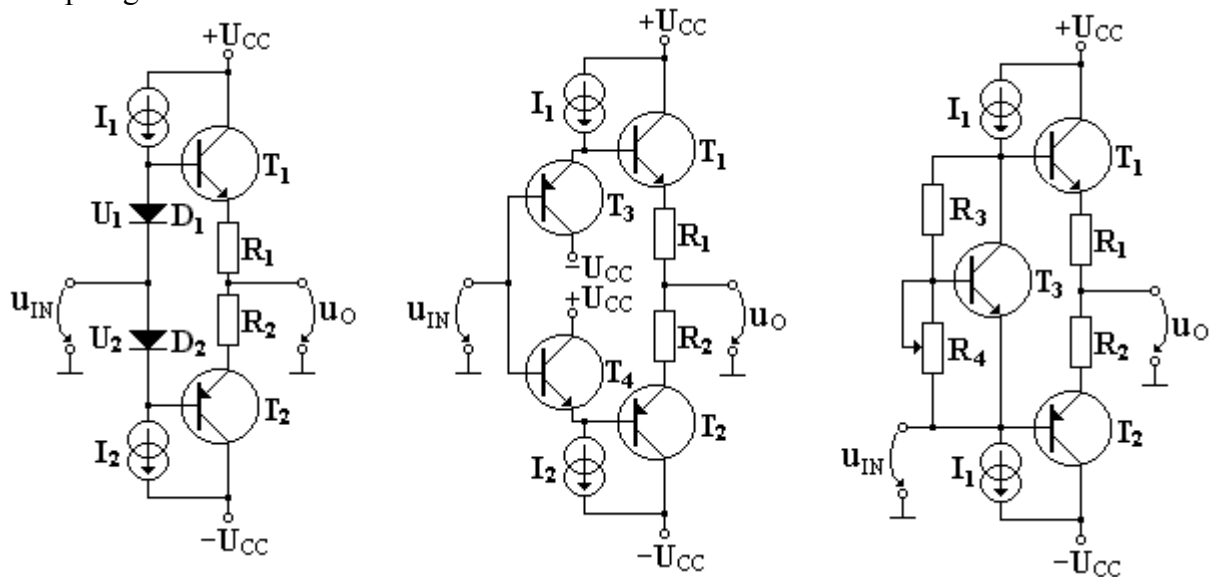


Distorsiunile care totuși apar în urma transferului neliniar pot fi micșorate foarte mult printr-o reacție negativă adecvată, care poate fi realizată de exemplu cu ajutorul rezistențelor de emitor (reacție curent-tensiune).

Rezistențele R_1, R_2 fiind în serie cu sarcina, scade valoarea puterii utile, de dorit fiind valori mici pentru aceste rezistențe.

Totuși, menținerea constantă a tensiunilor de prepolarizare cu variația temperaturii, rămâne problema fundamentală a amplificatoarelor în clasa AB de funcționare. Figurile următoare prezintă câteva exemple de realizarea prepolarizării tranzistoarelor din amplificatoare clasă AB.

Pe diodele D_1, D_2 căderea de tensiune este de aproximativ $0,7V$, tensiune la care prin tranzistoare trece un curent mic de polarizare (de punct static de funcționare). Pentru a obține o rezistență mai mare la intrare, diodele pot fi înlocuite cu repetoare pe emitor, așa cum se vede pe figura a doua:

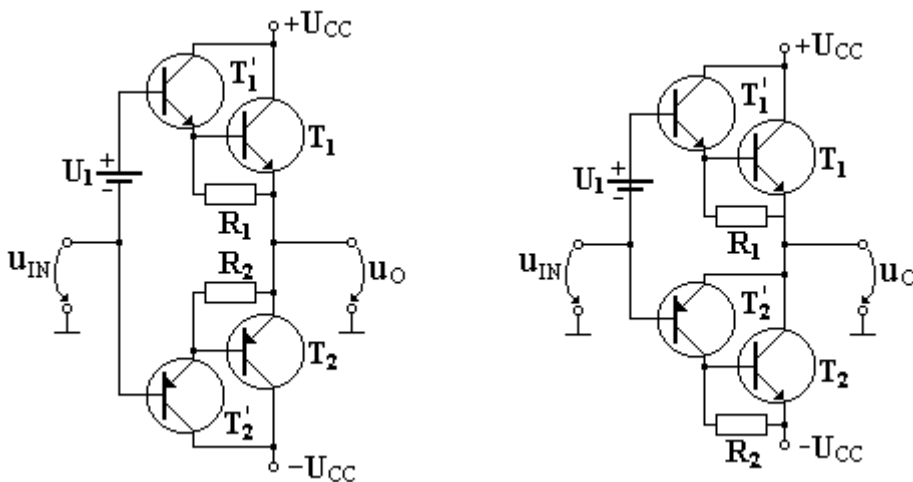


Pe ultima figură se vede un circuit de polarizare numit “diodă multiplicată”, realizat cu tranzistorul T_3 , care funcționează cu reacție negativă prin rezistențele R_3, R_4 :

$$U_{CE} = U_{BE} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

Generatorul de curent I_1 asigură curentul de polarizare pentru tranzistoarele finale, deoarece nu poate trece curent de la intrare spre tranzistoarele finale. Asigurând contactul termic al circuitului de polarizare (R_3 poate fi un termistor NTC în contact cu radiatorul tranzistoarelor finale) se asigură compensarea variației cu temperatura a tensiunii U_{BE} .

Dacă este necesară obținerea unor valori mari pentru curentul de ieșire, tranzistoarele pot fi înlocuite cu conexiuni Darlington, după cum se vede pe figura de mai jos:



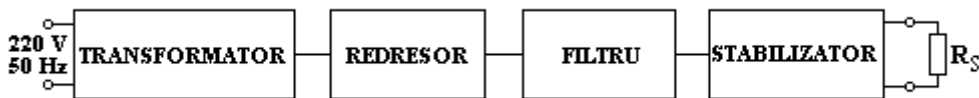
Dacă nu se pot obține tranzistoare npn și pnp de aceeași putere se utilizează schema “cuasicomplementară” de pe ultima figură, unde ansamblul T_2, T_2' se comportă ca un tranzistor pnp.

2.5 Redresoare de tensiune

2.5.1 Introducere

Funcționarea majorității circuitelor electronice se bazează pe utilizarea energiei de la una sau mai multe surse de alimentare de curent continuu, care face conversia tensiunii alternative din rețeaua de distribuție cu frecvența de 50Hz. Această conversie se realizează cu ajutorul redresoarelor de tensiune. Transformarea tensiunii alternative într-o tensiune care are componentă continuă diferită de zero este posibilă datorită elementelor neliniare pe care le conține un redresor, diodele semiconductoare.

Figura de mai jos reprezintă schema bloc a unei surse stabilizate de alimentare de curent continuu:



Transformatorul are rolul de a modifica tensiunea de curent alternativ a rețelei la nivelul necesar obținerii tensiunii continue dorite și de a izola aparatul electronic de la rețeaua de curent alternativ.

Redresorul realizează componenta de curent continuu cu ajutorul diodelor redresoare. Pe lângă componenta continuă la ieșirea redresorului se obține și o componentă variabilă numită ondulație.

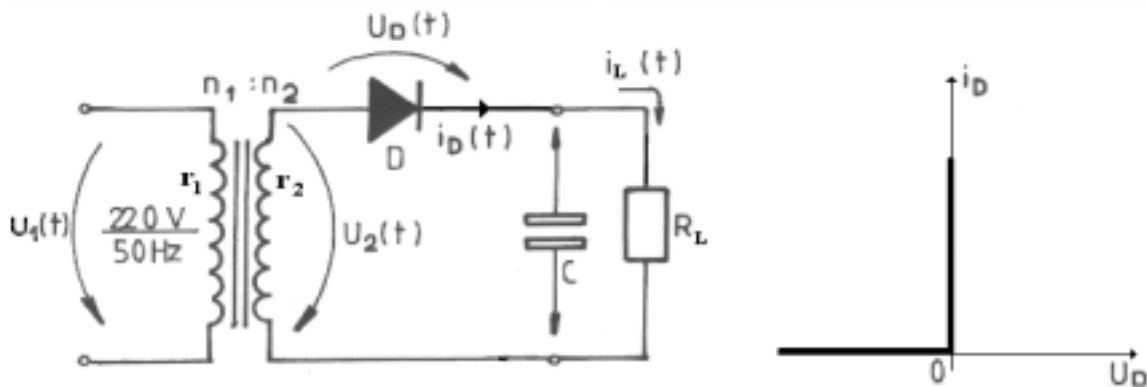
Filtrul are rolul de a atenua ondulațiile tensiunii redresate, deci trebuie să fie un filtru trece-jos, cu frecvența de tăiere foarte joasă

Stabilizatorul are rolul de a face tensiune de ieșire independentă de tensiunea de intrare, de curentul de ieșire (de sarcină) și pe cât posibil de temperatură.

În cele ce urmează vom studia redresoarele monofazate, adică acelea care redresează numai o fază a rețelei, cu și fără filtru, după care în capitolul următor vom studia și stabilizatoarele

2.5.2 Redresor monofazat monoalternanță

În figura de mai jos se prezintă schema unui redresor monofazat, precum și caracteristica ideală a unei diode redresoare, cu care se realizează redresarea:

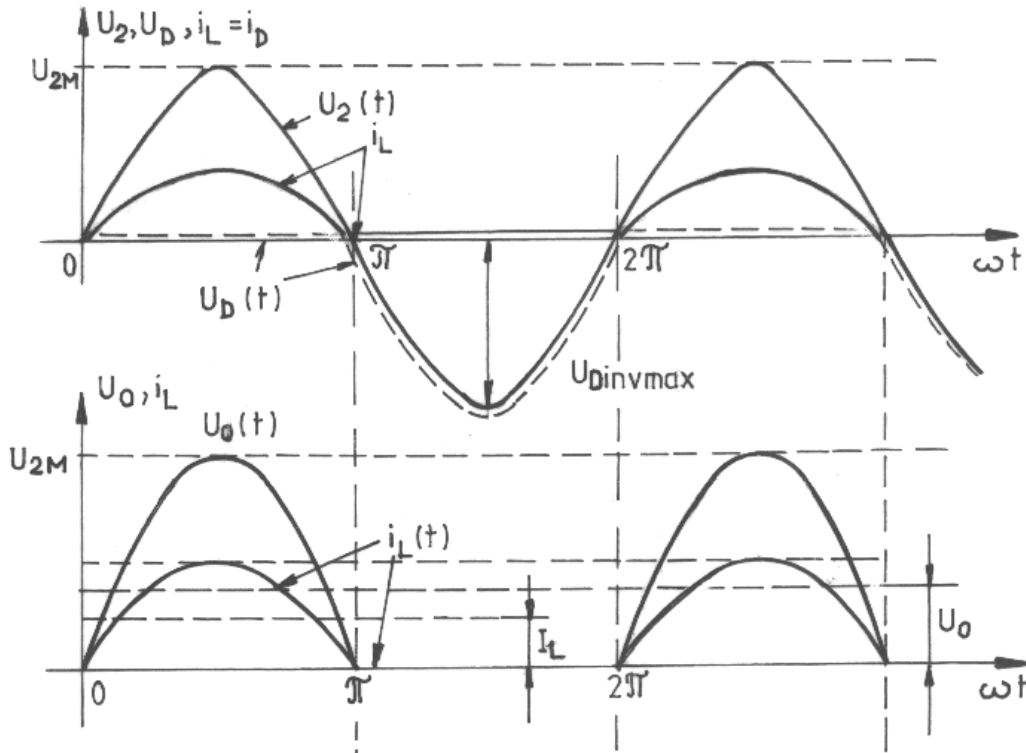


Se consideră un transformator fără pierderi, cu $u_1 = U_1 \sin \omega t$ și $u_2 = U_2 \sin \omega t$, unde n_1 și n_2 respectiv r_1 și r_2 sunt numărul de spire și rezistențele din primar și secundar.

Într-un redresor dispozitivul semiconductor (dioda) lucrează la semnal mare, neliniaritățile dispozitivului producând de fapt *efectul de redresare*. În acest caz, tensiunea de deschidere poate fi neglijată, dioda lasă să treacă doar semialternanța pozitivă, cea negativă fiind tăiată. Expresia curentului prin sarcină este:

$$i_L = \begin{cases} I_M \sin \omega t & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad \text{unde } I_M = \frac{U_2}{R + R_L}, \text{ iar } R \text{ este rezistența totală}$$

Rezistența R înglobează rezistența de pierderi a transformatorului, precum și rezistența r_d a diodei corespunzătoare modului de lucru la semnal mare



dezvoltând în serie Fourier această formă de undă, rezultă:

$$i_L = I_M \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{2}{\pi} \sum_{k=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{\cos k\omega t}{(k+1)(k-1)} \right], \text{ unde tensiunea pe sarcină este: } u_o = R_L i_o$$

Ca urmare curentul și tensiunea medie (redresată) sunt:

$$I_o = \frac{I_M}{\pi}, \quad U_o = R_L \frac{I_M}{\pi} = \frac{R_L}{R + R_L} \cdot \frac{U_2}{\pi}$$

amplitudinea componentei fundamentale a semnalului (ondulației):

$$I_{o1} = \frac{I_M}{2}, \quad U_{o1} = R_L \frac{I_M}{2} = \frac{R_L}{R + R_L} \cdot \frac{U_2}{2}$$

valoarea eficace (efectivă) a curentului total de sarcină:

$$I_{OEF} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_o^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_M^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \frac{I_M}{2}$$

randamentul redresării se definește ca fiind raportul dintre puterea de cc în sarcină și puterea totală:

$$\eta = \frac{R_L I_O^2}{(R_L + R) I_{OEF}^2} = \frac{4}{\pi^2} \frac{1}{1 + \frac{R}{R_L}} < 40\%$$

factorul de ondulație caracterizează calitativ forma de undă obținută după redresare, fiind :

$$\gamma = \frac{U_{o1}}{U_o} = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

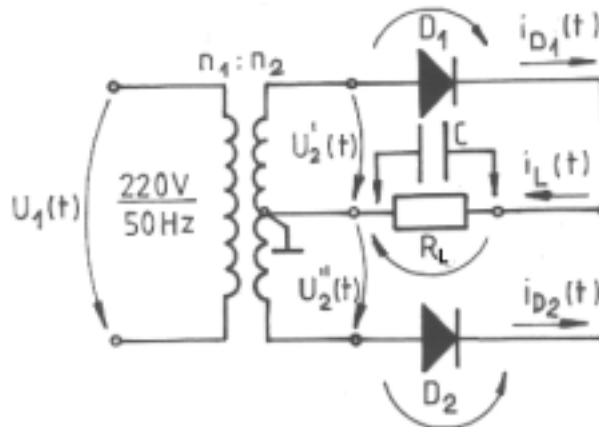
Caracteristica externă a redresorului se obține prin eliminarea lui R_L din expresia tensiunii de ieșire:

$$U_o = \frac{U_2}{\pi} - R I_o$$

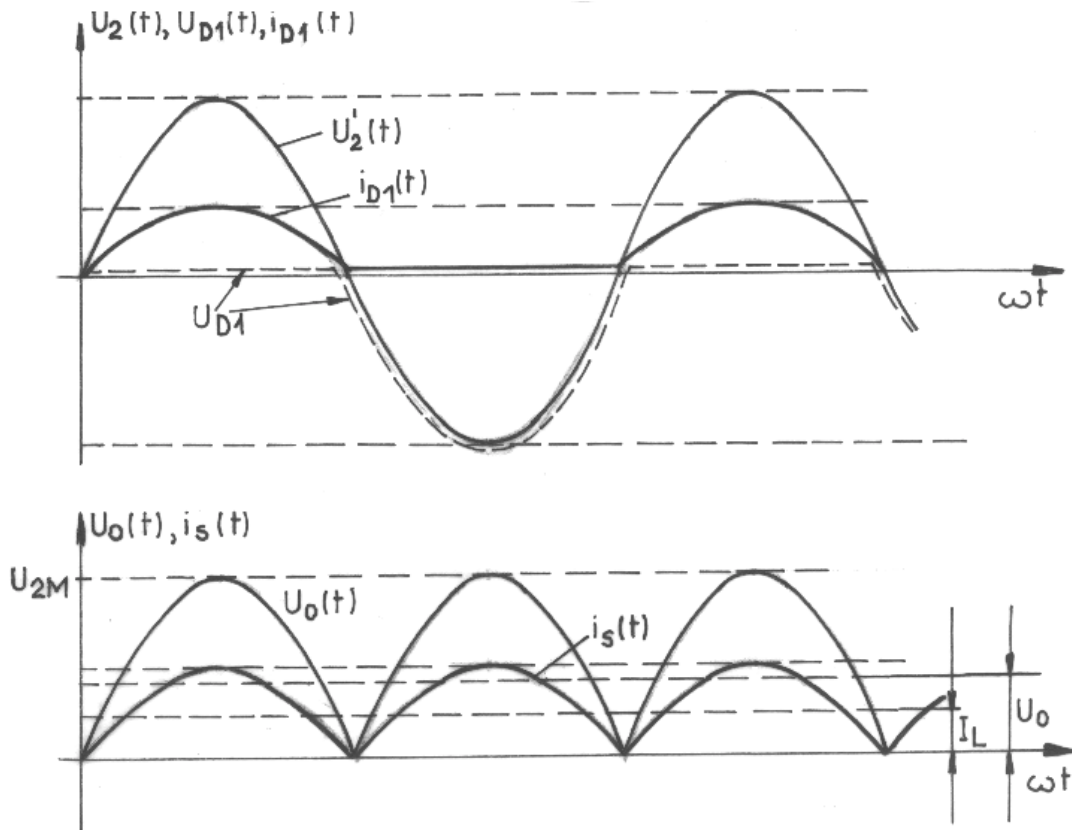
ceea ce ne arată că tensiunea redresată scade pe măsură ce crește curentul de sarcină, datorită pierderilor pe rezistența de pierderi totale

2.5.3 Redresor dublă alternanță cu priză mediană

Pe figura de mai jos se prezintă shema electrică și formele de undă ale unui redresor dublă alternanță cu transformator cu priză mediană:



Se observă că circuitul se compune din două redresoare monoalternanță, astfel conectate încât în alternanța pozitivă conduce dioda D_1 , iar în semialternanța negativă conduce D_2 , curentul prin sarcină fiind suma celor doi curenți prin diode, având același sens în ambele semialternanțe. Se obține o formă de undă “dublă alternanță” cum se vede pe figurile următoare:



Dacă admitem pentru diode caracteristica ideală , curentul prin sarcină va avea expresia:

$$i_L = I_M |\sin \omega t| \xrightarrow{\text{serie Fourier}} I_M \left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \sum_{k=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{\cos k\omega t}{(k+1)(k-1)} \right]$$

Curentul și tensiunea redresată sunt:

$$I_O = \frac{2I_M}{\pi} \quad U_O = \frac{R_L}{R+R_L} \frac{2U_2}{\pi}$$

Se observă că frecvența minimă a unduțiilor este dublul frecvenței tensiunii din secundar, iar amplitudinile fundamentale în sarcină sunt:

$$I_{O2} = \frac{4I_M}{3\pi} \rightarrow U_{O2} = \frac{R_L}{R+R_L} \frac{4U_2}{3\pi}, \text{ valoarea eficace a curentului de sarcină: } I_{OEF} = \frac{I_M}{\sqrt{2}}$$

randamentul redresării:

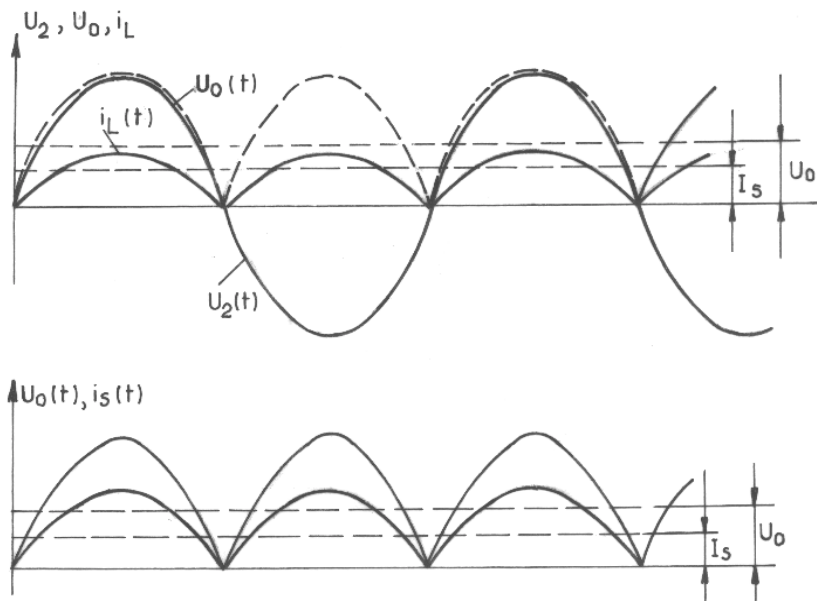
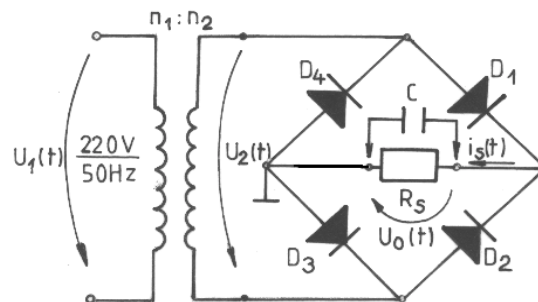
$$\eta = \frac{R_L I_O^2}{(R+R_L) I_{OEF}^2} = \left(\frac{I_O}{I_{OEF}} \right)^2 \frac{1}{1 + \frac{R}{R_L}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{1 + \frac{R}{R_L}} < 80\%$$

factorul de ondulație: $\gamma = \frac{U_{o2}}{U_o} = \frac{2}{3}$, deci subunitar față de redresarea monoalternanță

caracteristica externă: $U_o = \frac{2U_2}{U_o} - RI_o$

2.5.4 Redresor bialternanță în punte

În figura de mai jos se prezintă un redresor bialternanță în punte care utilizează patru diode: în semialternanța pozitivă conduc diodele D_1, D_3 , iar în semialternanța negativă conduc diodele D_2, D_4 , se obțin aceleași forme de undă ca și în cazul redresorului bialternanță cu punct median:



Observație

Întrucât la un moment dat conduc două diode, rezistența totală va fi modificată (ambele diode vor contribui cu rezistența proprie la rezistența totală), în rest toate relațiile obținute la redresorul anterior se păstrează.

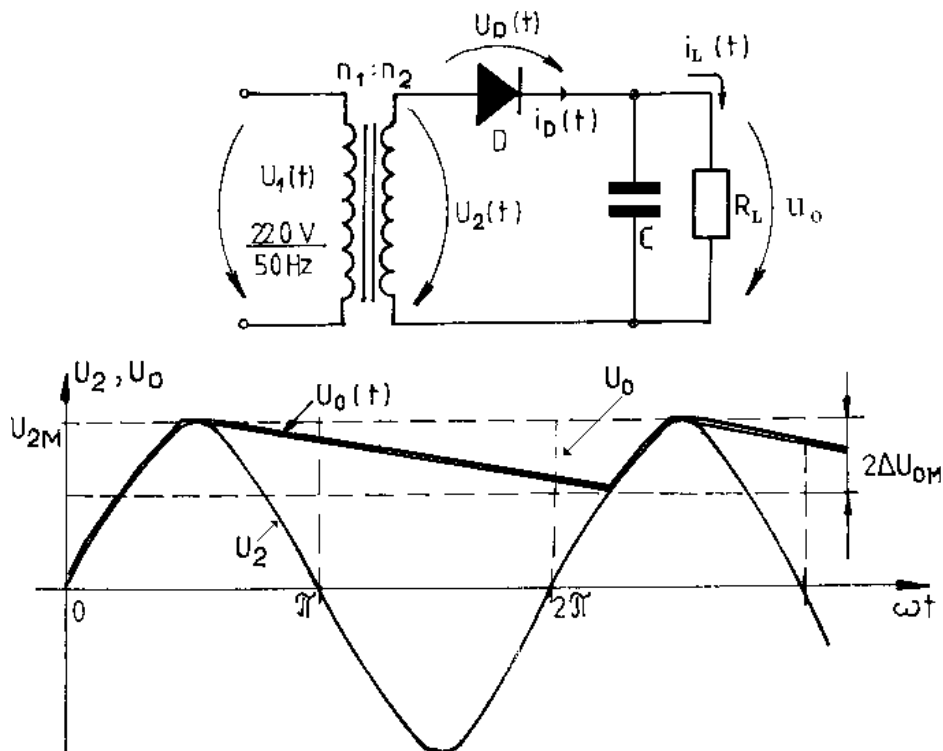
Avantajul redresorului în punte constă în faptul că tensiunea inversă maximă pe diode la aceeași tensiune redresată este jumătate din valoarea corespunzătoare redresorului cu priză mediană, precum și faptul că transformatorul nu are nevoie de priză mediană

2.5.5 Redresor cu filtru capacitiv

Tensiunile și curenții rezultați prin redresare monofazată sunt funcții periodice (nesinusoidale). Ele se descompun în serii Fourier, așa cum am văzut mai înainte, astfel se pun în evidență armonicile care apar în urma redresării. Forma de undă a tensiunii redresate se caracterizează prin factorul de ondulație definit ca fiind raportul dintre amplitudinea armonicii și valoarea tensiunii continue obținute în urma redresării.

În cazul redresorului monofazat monoalternanță armonică cea mai importantă este componenta alternativă de 50 Hz, iar în cazul redresorului bialternanță este cea de 100 Hz.

Pe figura de mai jos se prezintă un redresor monoalternanță cu un filtru capacitiv, cel mai des folosit. Condensatorul înmagazinează energie în intervalul când dioda conduce, energie debitată în sarcină atunci când dioda este blocată, ca urmare timpul cât curentul trece prin sarcină crește (ca și valoarea medie a curentului), iar ondulațiile se reduc.



Presupunând condensator de valoare foarte mare, se obține un factor de ondulație:

$$\gamma = \frac{\Delta U_o}{U_o} = \frac{\pi}{\omega R_L C}$$

În general se pot utiliza multe tipuri de filtre de netezire (filtre inductive, capacitive, compuse) în multe configurații (în T, în π), dintre acestea filtrul capacitiv fiind el mai răspândit

2.6 Stabilizatoare de tensiune

Tensiunea obținută la ieșirea unui redresor cu filtru are pe lângă componenta continuă și o componentă variabilă, numită ondulație, în plus componenta continuă este dependentă de curentul de sarcină, de temperatură, precum și de tensiunea de rețea.

Stabilizatorul de tensiune este un circuit care în caz ideal asigură la ieșire o tensiune independentă de tensiunea de intrare, de curentul de sarcină și de temperatură

2.6.1 Clasificarea stabilizatoarelor de tensiune

În funcție de principiul de funcționare, avem:

-*stabilizatoare parametric* care își bazează funcționarea pe neliniaritatea caracteristicii

curent-tensiune a dispozitivului electronic folosit (în general diodă stabilizatoare)

-*stabilizatoare cu reacție negativă* care sunt circuite electronice liniare, funcția de stabilizare realizându-se printr-o reacție negativă

-*stabilizatoare în regim de comutație* la care elementul regulator al tensiunii de ieșire lucrează în regim de comutație, crescând astfel mult randamentul stabilizatorului

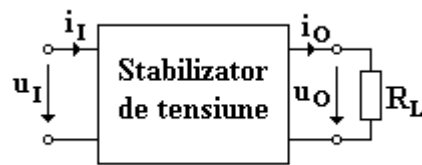
În funcție de poziția elementului regulator față de ieșirea stabilizatorului

-*stabilizatoare serie*

-*stabilizatoare paralel (în derivație)*

2.6.2 Parametrii stabilizatoarelor

Vom defini pe schema de mai jos cei mai importanți parametri:



$$u_o = u_o(u_i, i_o, T)$$

Diferențind și trecând la variații finite (presupunând variații mici):

$$du_o = \frac{\delta u_o}{\delta u_i} du_i + \frac{\delta u_o}{\delta i_o} di_o + \frac{\delta u_o}{\delta T} dT \rightarrow \Delta u_o = \frac{1}{S} \Delta u_i - R_o \Delta i_o + S_T \Delta T$$

$$\frac{1}{S} = \left. \frac{\Delta u_o}{\Delta u_i} \right|_{i_o, T=ct} \quad \text{-coeficient de stabilizare} \quad R_o = - \left. \frac{\Delta u_o}{\Delta i_o} \right|_{u_i, T=ct} \quad \text{-rezistența de ieșire}$$

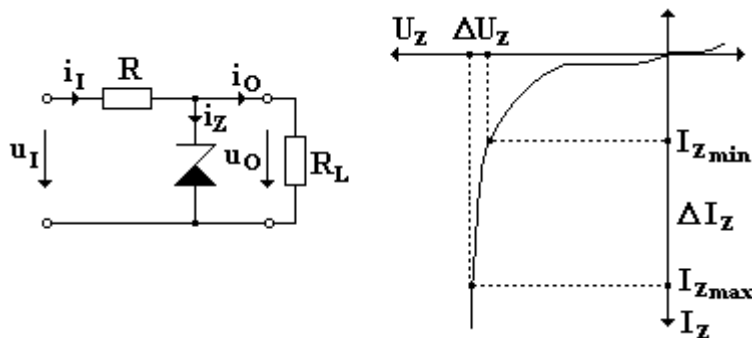
$$S_T = \left. \frac{\Delta u_o}{\Delta T} \right|_{u_i, i_o=ct} \quad \text{- coeficient de temperatură}$$

Pe figurile de mai jos sunt reprezentate variațiile $u_o = u_o(u_i)$, respectiv $u_o = u_o(i_o)$ pentru un stabilizator de tensiune real:

$$\frac{\delta u_o}{u_o} = \frac{\delta u_i}{u_i} \frac{d u_o}{d u_i} + \frac{\delta i_o}{i_o} \frac{d u_o}{d i_o} = \frac{1}{S} \left(\frac{R_L}{R+R_L} \frac{\delta u_i}{u_i} + \frac{R}{R+R_L} \frac{\delta i_o}{i_o} \right)$$

2.6.3 Stabilizator parametric cu diodă stabilizatoare

În figura de mai jos se prezintă schema unui stabilizator parametric cu diodă stabilizatoare. Funcționarea schemei se bazează pe caracteristica neliniară a diodei stabilizatoare care admite variații mari de curent la variații mici ale tensiunii pe diodă. Tensiunea de ieșire este chiar tensiunea pe diodă și este de dorit ca dioda să fie alimentată la un curent constant în plaja de stabilizare.



$I_{Z \max}$ este determinată din considerente de putere, adică $P_{Z \max} = I_{Z \max} U_Z$, iar $I_{Z \min}$ de ieșirea din regiunea de stabilizare. În plaja de stabilizare caracteristica neliniară a diodei poate fi liniarizată (aproximată liniar).

$$i_I = i_Z + i_O \quad u_I = R i_I + u_O \quad R = \frac{u_I - u_O}{i_Z + i_O} \approx \frac{u_I - U_Z}{i_Z + i_O}$$

Dimensionarea rezistenței R stă la baza proiectării stabilizatorului parametric:

$$R_{MAX} = \frac{u_{I \max} - U_Z}{I_{Z \min} - I_{O \max}} \quad R_{\min} = \frac{u_{I \max} - U_Z}{I_{Z \max} - I_{O \min}}$$

Pentru a obține performanțe mai bune, tensiuni stabilizate mai mari, se pot conecta mai multe stabilizatoare parametrică în cascadă

Relațiile de mai sus determină plaja (R_{\min}, R_{MAX}) corespunzătoare curenților și tensiunilor maxime pe dioda stabilizatoare. Pentru un factor de stabilizare ridicat alegem rezistența de valoare mai mare.

2.6.4 Stabilizatoare de tensiune cu reacție

În stabilizatoarele electronice cu reacție efectul de stabilizare a tensiunii de ieșire este realizat printr-o reacție negativă. Tensiunea de ieșire este eșantionată cu circuitul (elementul) de eșantionare EE și este comparată în circuitul comparator C cu referința internă R . Semnalul de eroare obținut, ε este amplificat de amplificatorul de eroare AE și aplicat elementului de control EC .

În stabilizatoarele de tip serie elementul de control este în serie cu sarcina, deci suportă întregul curent de ieșire, în cazul stabilizatoarelor de tip paralel, elementul de control este în paralel cu sarcina, suportând toată tensiunea de ieșire.

Schemele bloc a celor două tipuri de stabilizatoare sunt prezentate pe figurile de mai jos:

$$\frac{1}{S} = \frac{\Delta u_O}{\Delta u_I} \Big|_{i_O, T = ct}$$

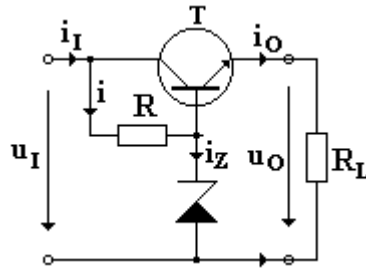
La stabilizatoarele de tip serie, creșterea tensiunii de ieșire (datorită creșterii tensiunii de intrare sau scăderii curentului de sarcină) produce o scădere a curentului în elementul de control, deci a creșterii tensiunii pe acesta, care reduce din creșterea inițială a tensiunii de ieșire.

La stabilizatoarele tip paralel semnalul de eroare produce creșterea curentului elementului de control, deci creșterea tensiunii pe rezistența R (de balast) deci se reduce creșterea inițială a tensiunii de ieșire.

Datorită pierderilor pe rezistența R , stabilizatoarele de tip paralel au un randament mai scăzut față de cele de tip serie, motiv pentru care sunt utilizate mai puțin.

2.6.4.1 Stabilizator serie fără amplificator de eroare

Pe figura de mai jos se prezintă schema cea mai simplă de stabilizator serie fără amplificator de eroare:



Tensiunea de ieșire este comparată cu tensiunea de referință dată de dioda Zener direct pe baza tranzistorului T care este elmenmtul de control:

$$i = i_Z + i_B \quad ; \quad u_I = Ri + U_Z \quad ; \quad i_O = (\beta_F + 1)i_B$$

În proiectarea de curent continuu cea mai esențială este dimensionarea rezistenței R, ca și la stabilizatorul parametric. Din relațiile de mai sus se obține:

$$R = \frac{u_I - U_Z}{i_Z + \frac{i_O}{(\beta_F + 1)}}$$

Admițând plaje de variaând plaje de variație pentru u_I, i_O, i_Z, β_F rezultă domeniul pentru rezistența R:

$$R_{\max} = \frac{U_{\text{lm in}} - U_Z}{I_{Z \min} + \frac{I_{O \max}}{(\beta_{F \min} + 1)}} \quad ; \quad R_{\min} = \frac{U_{\text{lm ax}} - U_Z}{I_{Z \max} + \frac{I_{O \min}}{(\beta_{F \max} + 1)}}$$

Aceste relații pot fi folosite în proiectare, dar trebuie să se țină cont de limitările tranzistorului în ceea ce privește tensiunea colector-emitor și curentul de colector maxime, care trebuie să fie mai mare ca tensiunea de intrare, respectiv curentul de ieșire maxim

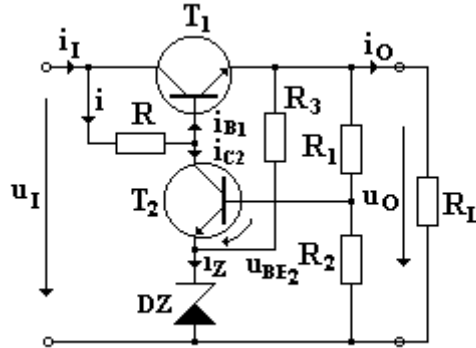
$$U_{CE \max} = U_{\text{lm ax}} - U_Z \leq U_{CEM} \quad (\text{din catalog})$$

$$I_{C \max} \cong I_{O \max} \leq I_{CM}$$

$$P_{\max} = (U_{\text{lm ax}} - U_Z)I_{O \max} \leq P_M$$

2.6.4.2 Stabilizator serie cu amplificator de eroare

Pe figura de mai jos este prezentată o variantă de stabilizator serie cu amplificator de eroare, unde tranzistorul T_2 are funcția de comparator și de amplificator de eroare



$$u_O = (U_Z + u_{BE2}) \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad ; \quad i = i_{B1} + i_{C2} \quad i_{C2} \approx I_S \exp \frac{u_{BE2}}{U_T}$$

Semnalul de eroare $u_{BE2} = U_Z - \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_O$ este amplificat de tranzistorul T_2 și aplicat în antifază pe baza tranzistorului T_1 , care este elementul de control. Deci componentele variabile ale curenților de colector și de bază ale tranzistorului T_1 sunt în antifază.

Rezistența R_3 asigură curentul de polarizare diodei de referință și trebuie dimensionată astfel ca valoarea curentului variabil i_{C2} să nu afecteze tensiunea de referință ($i_3 \gg i_{C2}$)

Ea trebuie să satisfacă următoarele relații:

$$R_{3\max} = \frac{U_{O\max} - U_Z}{I_{Z\min}} \quad R_{3\min} = \frac{U_{O\min} - U_Z}{I_{Z\max}}$$

Rezistența R asigură curentul de polarizare pentru baza tranzistorului T_1 și colectorul tranzistorului T_2 . Fiind conectată la tensiunea nestabilizată, poate transmite la ieșire variațiile tensiunii de intrare, prin jonțiunea bază-emitor a tranzistorului T_1 , astfel scade factorul de stabilizare. Rezistența R nu poate avea valori mici, deoarece transmite variațiile tensiunii de intrare, dar nici foarte mare pentru că în acest caz nu poate polariza tranzistoarele. Ea trebuie să fie totuși cât mai mare:

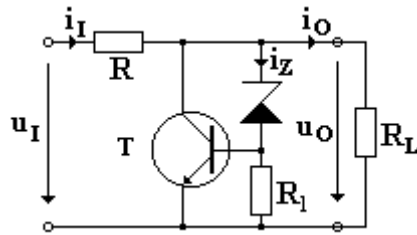
$$R_{\max} = \frac{U_{\text{in}} - u_{BE} - u_O}{i_{C2\min} + i_{B\max}}$$

Rezistențele R_1, R_2 ale circuitului de eșantionare trebuie să fie alese astfel încât curentul prin ele să fie mult mai mare decât curentul de bază al tranzistorului T_2

2.6.4.3 Stabilizator paralel fără amplificator de eroare

Pe figura de mai jos se prezintă un stabilizator paralel fără amplificator de eroare, unde tranzistorul este elementul de control și comparatorul. Întreaga tensiune de ieșire este comparată cu tensiunea de referință dată de dioda stabilizatoare:

$$u_{BE} = u_O - U_Z \quad u_I = Ri_I + u_O \quad i_I = i_C + i_Z + i_O \quad i_Z = i_B + \frac{u_{BE}}{R_1}$$



Proiectarea în curent continuu se reduce la dimensionarea rezistenței R, neglijând curentul prin dioda stabilizatoare, obținem relațiile:

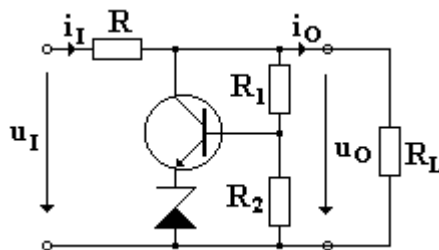
$$R = \frac{u_I - U_Z - u_{BE}}{i_C + i_O + i_Z} \approx \frac{u_I - U_Z}{i_C + i_O}$$

admițând plaje de variație pentru i_O, u_I, i_C rezultă domeniul pentru rezistența R :

$$R_{\max} = \frac{U_{\text{Im in}} - U_Z}{I_{C \min} + I_{O \max}} \quad R_{\min} = \frac{U_{\text{Im ax}} - U_Z}{I_{C \max} + I_{O \min}}$$

Rezistența R_1 se dimensionează astfel ca să permită trecerea curentului minim necesar diodei satbilizatoare atunci când tranzistorul este blocat. Evident se ține cont de limitările tranzistorului privitoare la curenții și tensiuni maxime admise.

Pentru a obține tensiuni de ieșire mai mari ca tensiunea diodei stabilizatoare se poate utiliza schema din figura următoare:

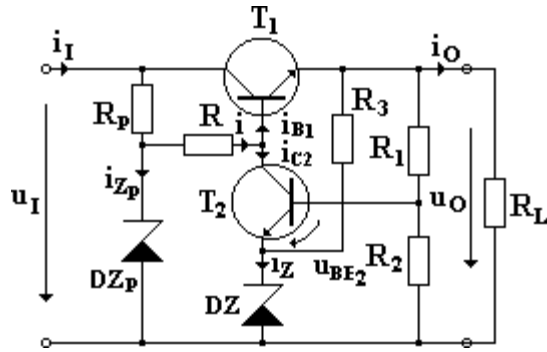


$$u_O = \frac{u_{BE} + U_Z}{R_1} (R_2 + R_1)$$

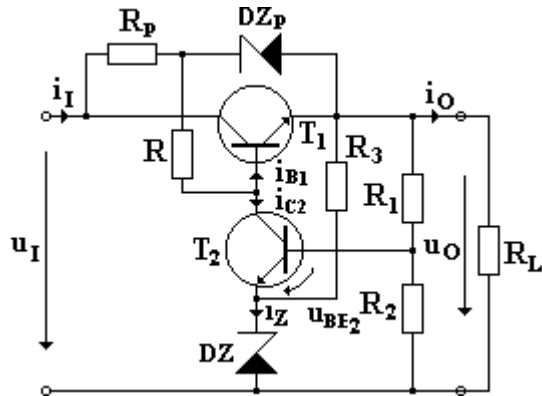
2.6.5 Stabilizatoare de tensiune de tip serie perfecționate

2.6.5.1 Stabilizator de tensiune cu prestabilizator

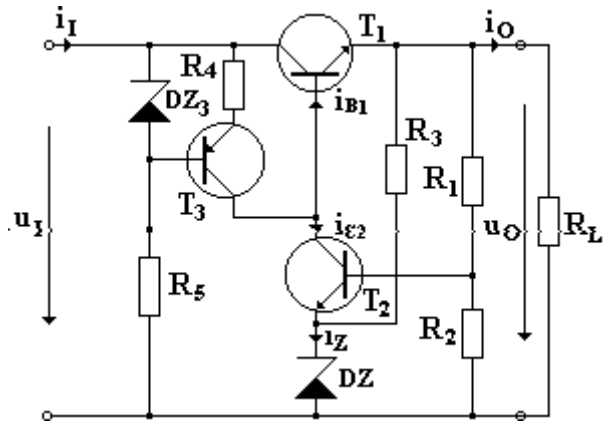
Pentru ca ondulațiile tensiunii de intrare să nu se transmită la ieșire prin rezistența R , aceasta poate fi alimentată de la o tensiune stabilizată utoilizând un stabilizator parametric având rolul prestabilizatorului. Prin acest procedeu se îmbunătățește factorul de stabilizare și rezistență de ieșire:



Pe figura de mai jos se prezintă un alt stabilizator cu prestabilizator, dar în acest caz prestabilizarea se face față de tensiunea stabilizată:



Dacă înlocuim rezistența printr-un generator de curent constant, rezistența de sarcină a amplificatorului de eroare crește, ceea ce duce la creșterea factorului de stabilizare. Pe schema din figura următoare generatorul de curent constant este realizat cu tranzistorul T_3 , dioda Zener DZ_3 , rezistența R_4 .

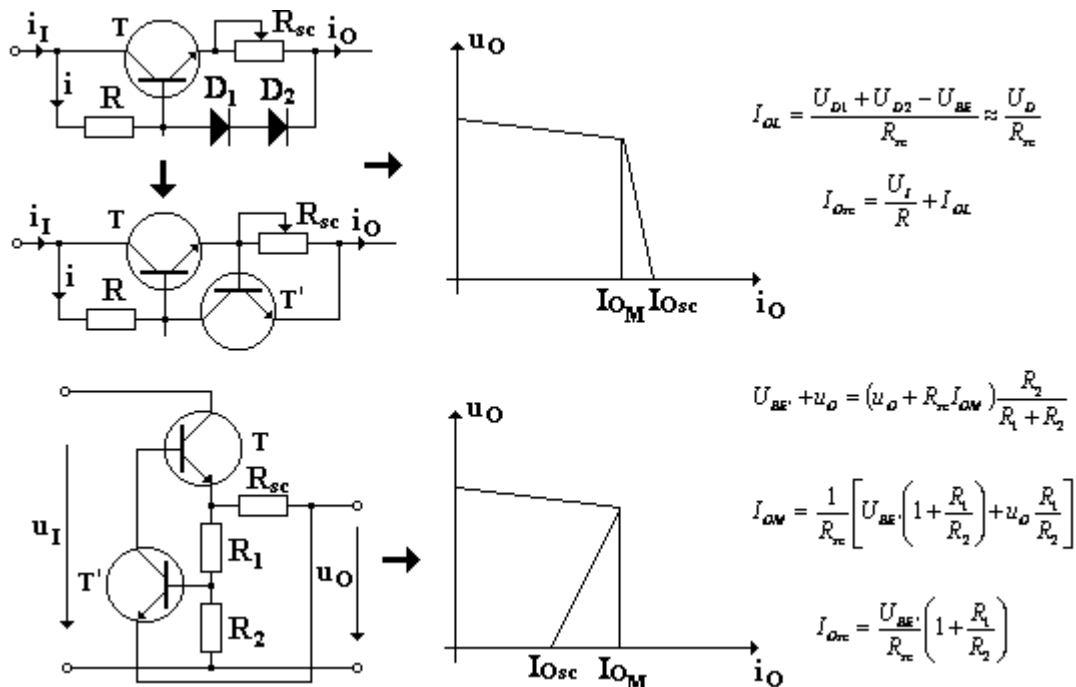


Stabilizatoarele serie pot fi îmbunătățite și prin perfecționarea amplificatorului de eroare, de exemplu utilizând un amplificator diferențial

2.6.6 Protecția stabilizatoarelor

În caz de suprasarcină sau de scurtcircuit accidental, curentul prin tranzistorul serie crește mult, apare pericolul distrugerii acestuia. Pentru a preveni distrugerea tranzistorului serie se folosesc circuite ce limitează curentul maxim prin sarcină.

În general se aplică două tipuri de protecție la suprasarcină, limitarea la curentul de scurtcircuit și limitarea prin întoarcerea caracteristicii, după cum se vede pe figurile de mai jos



2.7 Oscilatoare armonice

2.7.1 Introducere

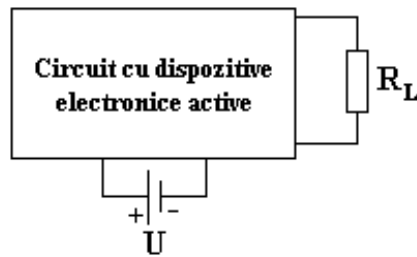
Oscilatorul armonic este un circuit electronic care generează un semnal de formă sinusoidală:

$$u(t) = U \sin \omega t$$

Semnalul $u(t)$ apare la bornele unei rezistențe de sarcină R_L . Oscilatorul cedează deci sarcinii o putere de curent alternativ, care se poate scrie în forma:

$$P_s = \frac{1}{2} \frac{U^2}{R_s}$$

Sursa primară a puterii este bateria de alimentare în curent continuu, pusă în evidență pe figura de mai jos:



Circuitul trebuie să conțină dispozitive electronice active, capabile să transforme puterea de curent continuu absorbită de la sursa de alimentare în putere de semnal. Astfel de dispozitive sunt de pildă tranzistoarele bipolare sau cu efect de câmp.

Observațiile de mai sus se leagă de aspectul energetic al problemei existenței oscilatoarelor. Din punctul de vedere al teoriei circuitelor electrice, trebuie lămurite și alte aspecte: cum se explică existența oscilațiilor într-un circuit care nu este excitat din exterior de nici o sursă de semnal și de ce aceste oscilații sunt de forma sinusoidală?

O înțelegere mai bună a fenomenelor care au loc în oscilator o putem căpăta privind circuitul ca un amplificator cu reacție pozitivă.

2.7.2 Oscilatorul armonic ca un amplificator cu reacție pozitivă. Relația Barkhausen

Considerăm amplificatorul cu reacție din figura de mai jos, care funcționează în regim de curent alternativ. Semnalele notate cu \underline{X} pot fi, după caz, tensiuni sau curenți. Amplificatorul și rețeaua de reacție sunt circuite liniare descrise de ecuațiile:

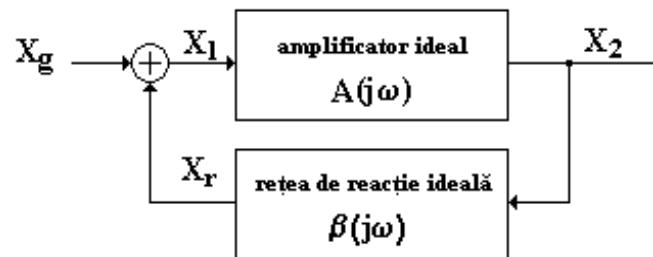
$$\begin{aligned}\underline{X}_2 &= A \underline{X}_1 \\ \underline{X}_r &= \beta \underline{X}_2\end{aligned}$$

Prima relație, valabilă indiferent de circuitul exterior amplificatorului, definește un amplificator ideal. Considerații similare se aplică rețelei de reacție definită de funcția de transfer β . Utilizând și ecuația sumatorului

$$\underline{X}_1 = \underline{X}_g + \underline{X}_r$$

obținem amplificarea cu reacție

$$\underline{A}_r = \frac{\underline{X}_2}{\underline{X}_g} = \frac{A}{1 - \beta A}$$

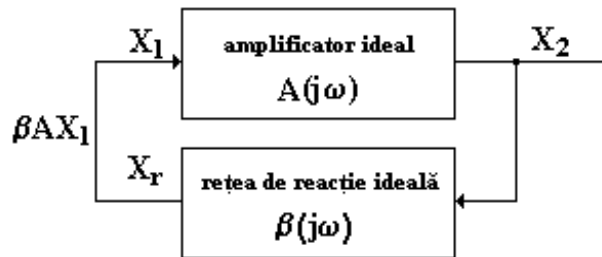


Circuitul din figura de mai sus devine un oscilator, dacă îndepărtând semnalul de excitație ($\underline{X}_g = 0$) obținem totuși un semnal de ieșire ($\underline{X}_2 = \text{finit}, \neq 0$). Aceasta echivalează cu

$$\underline{A}_r = \frac{\underline{X}_2}{\underline{X}_g} \rightarrow \infty$$

și utilizând formula reacției pozitive obținem condiția de oscilație $A\beta = 1$, denumită și *relația lui Barkhausen*.

Această condiție semnifică în fond reproducerea semnalului pe bucla de reacție pozitivă, așa cum se arată în figura de mai jos:



În general $\underline{A} = \underline{A}(j\omega)$ și $\underline{\beta} = \underline{\beta}(j\omega)$, deoarece circuitul conține elemente reactive. Punând în evidență amplitudinea și faza acestor numere complexe avem

$$\underline{A} = |\underline{A}| \exp j\varphi_A, j = \sqrt{-1}$$

$$\underline{\beta} = |\underline{\beta}| \exp j\varphi_\beta$$

și relația Barkhausen este echivalentă cu două condiții reale:

$$|\underline{A}| |\underline{\beta}| = 1 \text{ (condiția de amplitudine)}$$

$$\varphi_A + \varphi_\beta = 0, 2\pi, 4\pi, \dots \text{ (condiția de fază)}$$

Reamintim că semnalul sinusoidal este unicul semnal care își reproduce forma după ce parcurge un circuit (liniar) cu elemente reactive. Aceasta este și motivul pentru care circuitul generează un semnal sinusoidal și nu de altă formă.

Semnalul $\underline{X}_r = \underline{X}_i \underline{A}(j\omega) \underline{\beta}(j\omega)$ care rezultă după parcurgerea buclei de reacție este evident de aceeași frecvență cu \underline{X}_i . Condițiile de oscilație cer ca amplitudinea și respectiv faza semnalului să se reproducă.

În multe situații practice, putem presupune $A = \text{număr real}$. Atunci $\varphi_A = 0$ sau π , după caz. Condiția de fază devine

$$\varphi_A + \varphi_B(\omega) = 0, 2\pi, \dots$$

și determină frecvența de oscilație, ω_{osc} .

Rezultă concluzia importantă: rețeaua de reacție este aceea care determină frecvența de oscilație. Nu numai mărimea acestei frecvențe, dar și posibilitatea reglajului frecvenței într-o anumită bandă, precum și stabilitatea acestei frecvențe sunt influențate de tipul rețelei de reacție și de realizarea concretă a acesteia.

2.7.3 Clasificarea oscilatoarelor armonice

Oscilatoarele armonice de tip amplificator cu reacție pozitivă se clasifică după natura rețelei de reacție astfel:

- oscilatoare RC (rețea de reacție cu rezistențe și capacități);
- oscilatoare LC (rețea de reacție cu inductanțe și capacități);

Oscilatoarele pot lucra pe frecvență fixă sau variabilă. După gama de frecvență pe care o acoperă, oscilatoarele sunt:

- de audiofrecvență, cu frecvența de la câțiva Hz până la circa 20 KHz;
- de radiofrecvență (sute de KHz până la 1 GHz);
- de microunde (frecvențe peste 1 GHz);

Ca regulă generală, oscilatoarele de audiofrecvență sunt de tip RC iar cele de radiofrecvență de tip LC.

Oscilatoarele pot fi clasificate și după dispozitivele active pe care le conțin:

- oscilatoare cu tranzistoare bipolare
- cu tranzistoare cu efect de câmp;

Nu toate oscilatoarele sunt de tip amplificator cu reacție pozitivă. O altă categorie o formează oscilatoarele cu dispozitive cu rezistență negativă. Un astfel de dispozitiv generează putere dacă este polarizat convenabil în curent continuu.

Plasând dispozitivul într-un circuit rezonant, se pot obține autooscilații neamortizate dacă rezistența negativă a dispozitivului compensează pierderile.

2.7.4 Probleme ale analizei funcționării oscilatoarelor

Pentru caracterizarea unui oscilator trebuie să se determine în principal:

- condiția de amorsare a oscilațiilor;
- frecvența de oscilație, $f_{osc} = \omega_{osc} / 2\pi$;
- amplitudinea de oscilație, de pildă U_{osc} ;
- condiția de stabilitate dinamică a oscilațiilor;

Mai prezintă interes: stabilitatea amplitudinii și frecvenței de oscilație, forma exactă a semnalului generat (evaluarea distorsiunilor, etc).

Teoria liniară a oscilatoarelor se bazează pe modelarea dispozitivelor electronice cu circuite echivalente de semnal mic. Celelalte elemente de circuit au caracteristici liniare și parametrii independenți de mărimea semnalului aplicat. În cadrul acestei teorii nu se pot stabili decât condiția de amorsare, frecvența de oscilație și stabilitatea acesteia. De fapt, f_{osc} va fi afectată de neliniarități, dacă circuitul este neliniar și se comportă ca atare.

Presupunem $A = A = real$ (independent de frecvență). Din relația Barkhausen

$$A\beta(j\omega) = 1$$

rezultă că $\beta(j\omega)$ trebuie să fie real la frecvența de oscilație, adică

$$\text{Im } \beta(j\omega) \Big|_{\omega=\omega_{osc}} = 0$$

Ecuția de mai sus determină ω_{osc} . Din relația precedentă rezultă

$$A = \frac{1}{\beta(j\omega_{osc})},$$

adică valoarea pe care trebuie să aibă amplificarea pentru a susține autooscilațiile. În mod intuitiv ne dăm seama că relația de mai sus furnizează valoarea minimă a modulului amplificării.

Aici apare o dificultate. În sensul că din punct de vedere experimental A nu poate fi realizată exact la valoarea calculată cu o relație de tipul celei de sus..

Chiar dacă un reglaj fin în circuit ar permite îndeplinirea precisă a condiției de mai sus, această funcționare nu ar fi stabilă. Cea mai mică modificare a parametrilor unor elemente din circuit ar putea modifica amplificarea A și ca urmare ar apărea una din următoarele situații:

- dacă $|A|$ devine mai mic decât valoarea impusă de relația de mai sus, atunci oscilațiile se sting ;
- dacă $|A|$ este mai mare decât aceeași valoare, atunci amplitudinea oscilațiilor va crește la infinit, fără ca teoria să poată prevedea valoarea la care oscilațiile vor trebui totuși să se limiteze.

De fapt, tocmai acesta este marele dezavantaj al teoriei liniare: ea nu permite determinarea amplitudinii de oscilație.

Teoria cvasiliniară se mai numește și metoda primei armonici. Se admite că funcționarea amplificatorului este neliniară și se deduce o amplificare pe fundamentală. Această amplificare va depinde de amplitudinea semnalului, notată cu U . În cazul oscilațiilor în regim permanent, va trebui ca:

$$A_{U=U_{osc}} = \frac{1}{\beta(j\omega_{osc})}.$$

Această condiție determină deci amplitudinea oscilației. Se va arăta că ea permite și aprecierea stabilității dinamice a funcționării oscilatorului. Metoda este aproximativă deoarece nu ia în considerare armonicile semnalului .

Teoria neliniară permite în principiu determinarea formei de undă exacte. Din punct de vedere matematic, este necesară rezolvarea ecuației diferențiale neliniare a circuitului, problemă pentru care nu există metode standard. O soluție analitică este cel mai adesea imposibilă, chiar cu prețul unor simplificări în schema analizată și în caracteristicile dispozitivelor electronice folosite.

2.7.5 Limitarea amplitudinii de oscilație

Limitarea se poate face prin:

- a). elemente de control cu inerție termică (termistor)

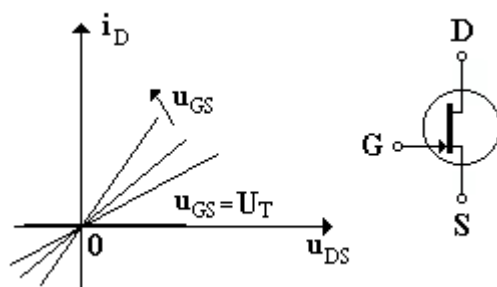
Termistorul este un rezistor a cărui rezistență are un coeficient de temperatură negativ și foarte mare în valoare absolută. În timp ce rezistența metalelor pure crește cu circa 0,4 % pe grad (Celsius, Kelvin), rezistența termistorului poate scădea cu 3 până la 5,5 % pe grad.

Dependența de temperatură a rezistenței termistorului poate fi aproximată prin:

$$R_T = R_{T_0} \exp(\alpha_{T_0} \Delta T \frac{T_0}{T}), \quad T_0 = \frac{B}{T_0^2}$$

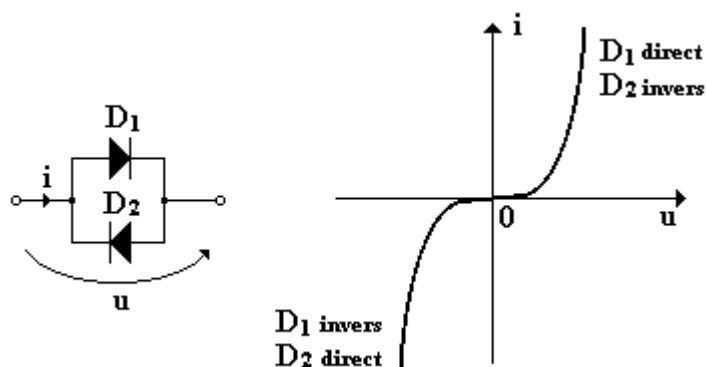
b). rezistențe controlate electric (TEC)

Figura de mai jos reprezintă caracteristicile de drenă ale tranzistorului TEC cu poartă joncțiune la curenți mici. Caracteristicile sunt practic liniare: între drenă și sursă tranzistorul se comportă ca o rezistență a cărei mărime este controlată de tensiunea continuă aplicată între poartă și sursă, u_{GS} .



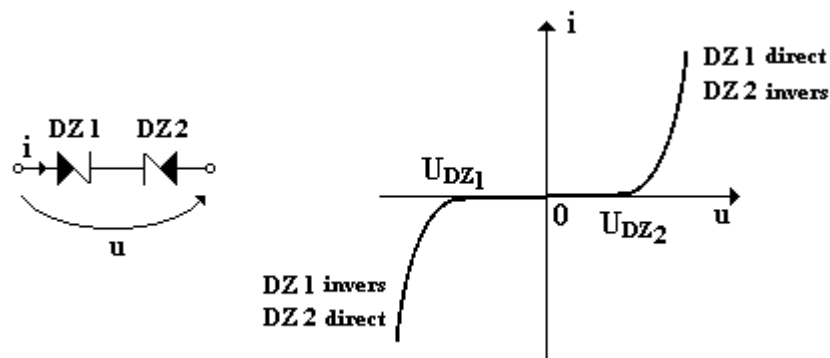
c). dipoli de limitare cu diode;

În figura următoare se arată două diode așezate în antiparalel și caracteristica curent-tensiune a dipolului respectiv. Dacă la bornele dipolului se aplică o tensiune sinusoidală de amplitudine U , atunci prin dipol trece un curent apreciabil abia după depășirea tensiunii prag. Curentul curge sub formă de impulsuri. În context prezintă interes rezistența pe care o oferă dipolul pentru fundamentală curentului. Această rezistență scade rapid cu creșterea amplitudinii semnalului după ce amplitudinea depășește tensiune de prag a diodelor ($\sim 0,6$ V).

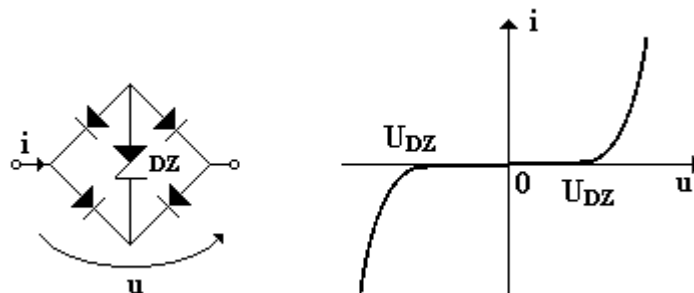


O comportare similară o are dipolul format din diode Zener în serie și în opoziție. Aici deschiderea dipolului are loc abia după depășirea tensiunii U_Z , dacă se neglijează tensiunea pe diodă deschisă. Deoarece rezistența dipolului scade brusc, amplitudinea semnalului se va limita la o valoare practic egală cu U_Z . Această tensiune este mai mare decât cea din cazul precedent și poate fi aleasă după dorință. Ar fi de dorit ca cele două diode să aibă caracteristici identice pentru ca $I=I(u)$ să fie perfect simetrică: în acest caz lipsesc armonicile de ordin par ale curentului.

Această situație este deosebit de favorabilă deoarece de regulă armonica a doua este cea mai mare și mai greu de filtrat.



Circuitul în punte permite obținerea unei caracteristici simetrice. Neglijând tensiunea pe diodele deschise, dipolul se deschide pentru o amplitudine de semnal ce depășește tensiunea de străoungere a diodei Zener (U_Z). Rezistența de intrare în punte variază cu amplitudinea semnalului aplicat.



În toate cazurile prezentate până aici dipolul a cărui rezistență variază cu nivelul semnalului se poate introduce într-o rețea de reacție suplimentară care controlează amplificarea amplificatorului. Ca urmare, amplificarea variază cu amplitudinea oscilației de circuit.

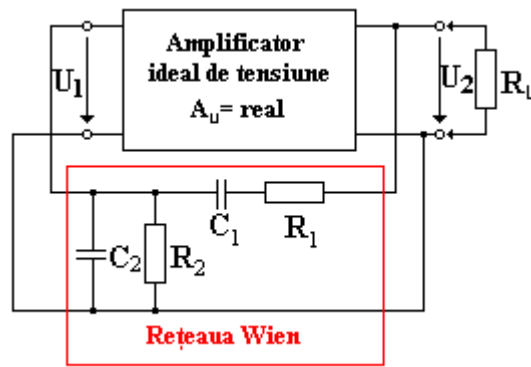
d). caracteristica neliniară a tranzistorului sau, în general, a dispozitivului electronic activ.

O altă posibilitate este ca limitarea amplitudinii de oscilație să se facă pe seama elementului amplificator. Dacă curentul de intrare este sinusoidal atunci atât timp cât nu părăsim regiunea activă normală, curentul de colector și tensiunea de colector au o variație tot sinusoidală. O limitare a oscilației apare atunci când amplificarea scade datorită intrării în tăiere sau în saturație.

2.7.6 Oscilatoare RC

2.7.6.1 Oscilatoare Wien

Figura de mai jos reprezintă schema generală a unui oscilator cu amplificator ideal de tensiune și rețea Wien.



Funcția de transfer a rețelei Wien lucrând în gol (impedanța de intrare a amplificatorului este infinită) are expresia:

$$\beta_W(j\omega) = \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)}$$

Condiția Barkhausen se scrie:

$$\underline{A_U} \cdot \beta(j\omega) = 1$$

și admițând $\underline{A_U} = real$, rezultă

$$\beta_W(j\omega_{osc}) = real \rightarrow f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

iar amplificarea necesară pentru susținerea oscilațiilor este :

$$A_U = \frac{1}{\beta_W(j\omega_{osc})} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

Acest tip de oscilator se folosește în generatoare de audiofrecvență cu frecvență variabilă în limite largi. Pentru a putea regla frecvența rapoartele din relația de mai sus trebuie menținute constante, iar pentru cazul particular $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$ avem frecvența:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC}$$

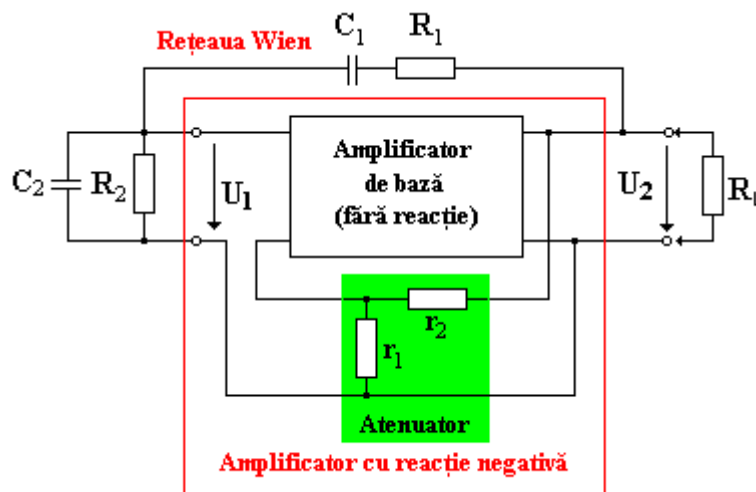
iar amplificarea în tensiune trebuie să fie egală cu 3, ca să fie satisfăcută condiția de oscilație.

Amplificatorul de tensiune trebuie să satisfacă deci următoarele condiții:

- amplificare pozitivă, egală cu 3 pentru rețeaua cu elemente egale
- impedanță de intrare practic infinită
- impedanță de ieșire neglijabilă

Pentru a îndeplini aceste condiții, se poate folosi *un amplificator cu reacție negativă de tensiune serie*, reacție care stabilizează amplificarea și o face ușor controlabilă, crește impedanța de intrare și o reduce pe cea de la ieșire.

Figura de mai jos prezintă un oscilator cu două bucle de reacție :una pozitivă selectivă (dependentă de frecvență) prin rețeaua Wien și o reacție negativă neselectivă prin atenuatorul format din rezistențele r_1, r_2 .



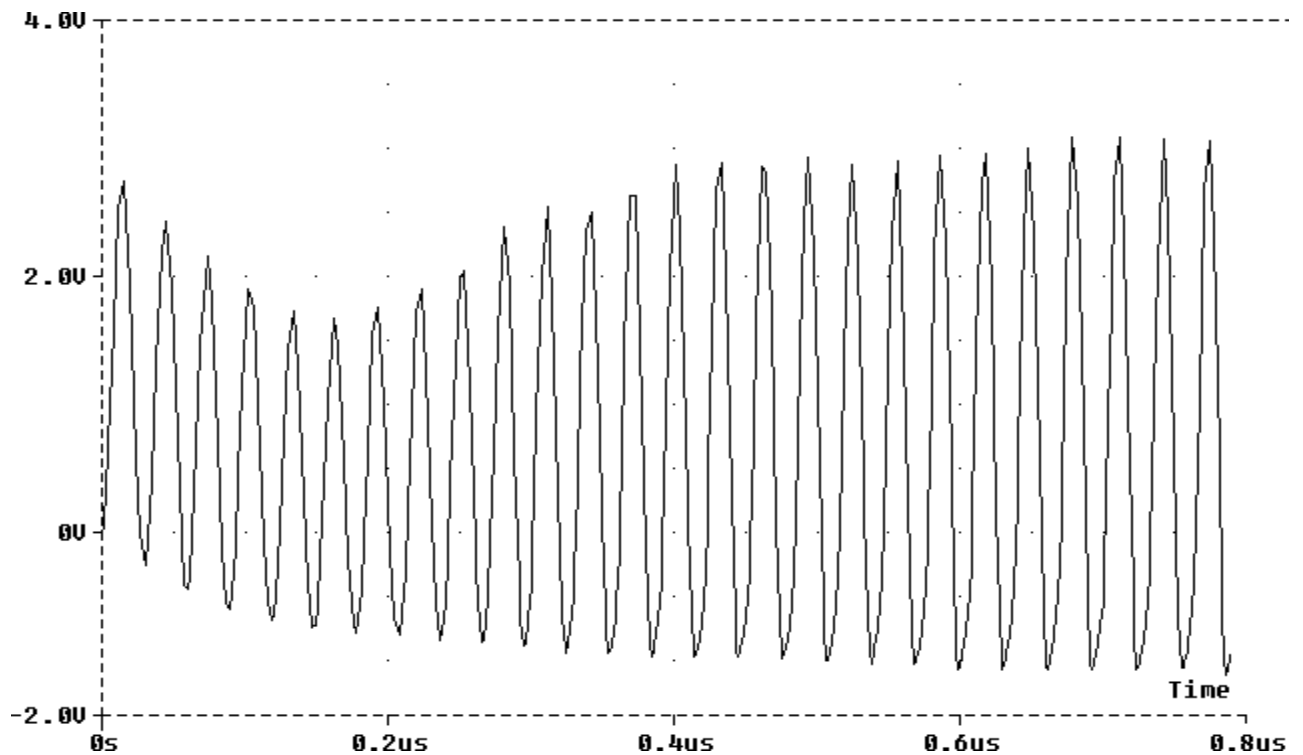
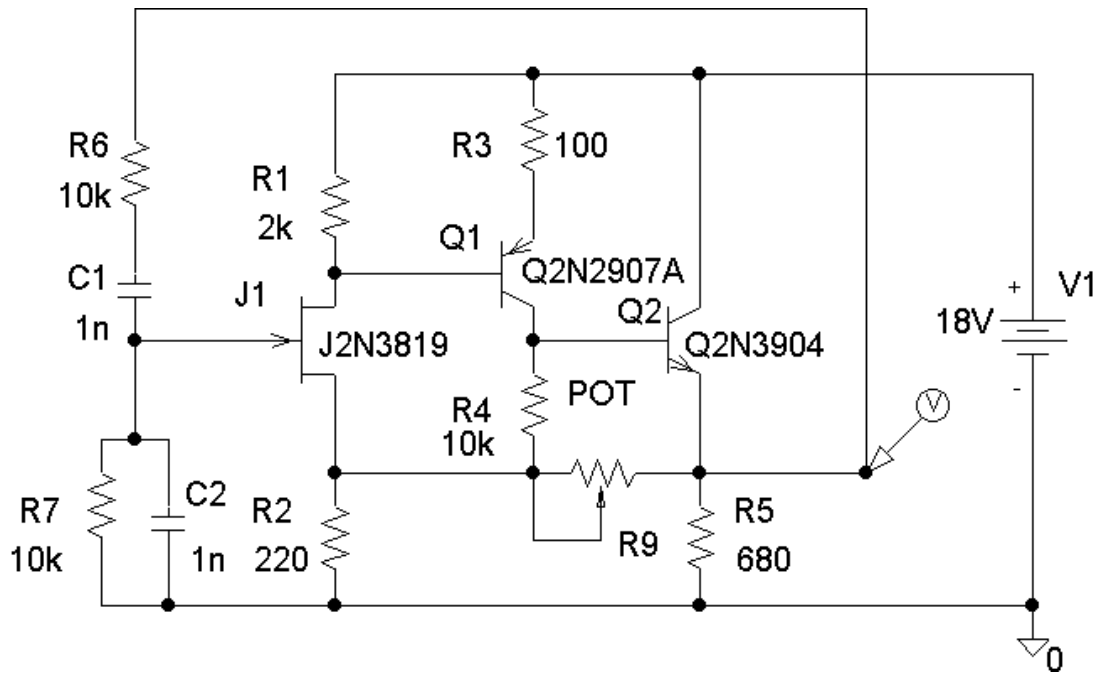
Dacă amplificarea amplificatorului de bază este suficient de mare, atunci amplificarea cu reacție negativă este:

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} \approx \frac{r_1 + r_2}{r_1} = 1 + \frac{r_2}{r_1} = real$$

În cazul $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$, $A_U = 3$ trebuie să luăm $r_2 = 2r_1$, unde r_2 trebuie să fie sensibilă la amplitudinea oscilației din circuit (uzual termistor).

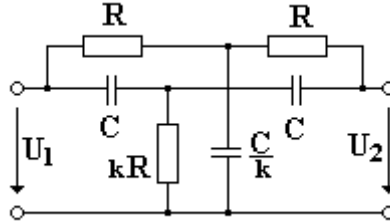
Aplicație

Se prezintă un oscilator Wien, simulat cu ajutorul programului Microsim8



2.7.6.2 Oscilatoare cu rețea dublu T și amplificatoare de tensiune

Rețeaua dublu T este o rețea cu o selectivitate mai bună ca rețeaua Wien. Dacă se presupune că rețeaua se comandă în tensiune și că lucrează în gol, funcția de transfer este:



$$F_{2T}(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{2k - \omega_0^2 + j\left(2k\omega_0 - \frac{1}{\omega_0}\right)}{2 + 2k + \frac{1}{k} - \omega_0^2 + j\left[\left(2 + 2k + \frac{1}{k}\right)\omega_0 - \frac{1}{\omega_0}\right]}$$

unde $\omega_0 = \frac{\omega}{\omega_k}$, unde $\omega_k = \frac{1}{CR}$ este frecvența caracteristică. Este ușor de verificat că $F_{2T} = 1$

atât pentru $\omega \rightarrow 0$ cât și pentru $\omega \rightarrow \infty$, indiferent de valoarea lui k . Modulul funcției de transfer are cel puțin o valoare extremă atunci când a variază de la 0 la 1. La frecvența caracteristică ω_k funcția de transfer în tensiune este reală :

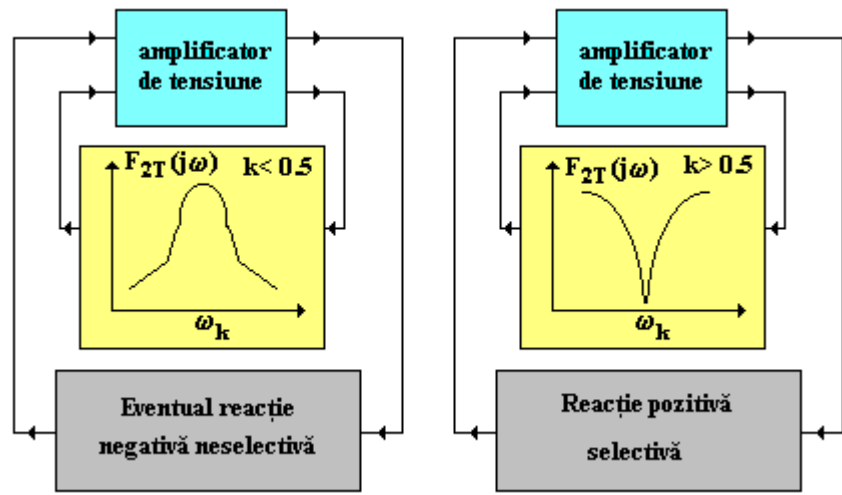
$$F_{2T}(j\omega_0) = \frac{k(2k-1)}{2k^2+k+1}$$

fiind pozitivă pentru $k > 0.5$, negativă pentru $k < 0.5$ și zero pentru $k = 0.5$. În acest ultim caz, la frecvența caracteristică are loc o rejecție totală a semnalului. Cele trei cazuri sunt sintetizate în tabelul următor:

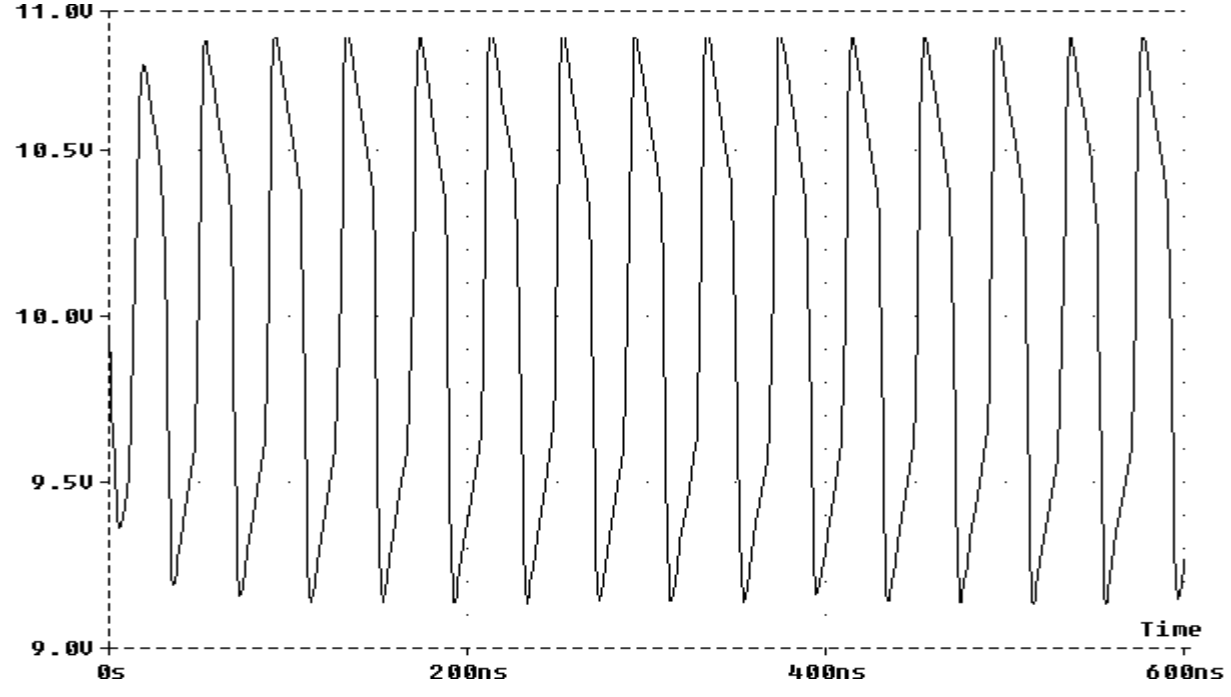
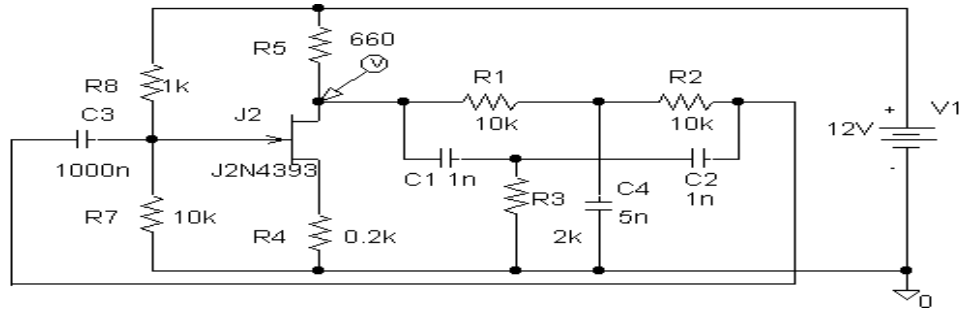
utilizarea rețelei dublu T

k	< 0.5	= 0.5	> 0.5
$F_{2T}(j\omega)$	Real, negativ	zero	Real, pozitiv
$F_{2T}(j\omega_0)$	maxim	Minim egal cu zero	minim
Circuitul se comportă ca un	Filtru trece bandă în jurul lui ω_0	Circuit de rejecție a frecvenței ω_0	Filtru oprește bandă în jurul lui ω_0

Dacă rețeaua operează ca un filtru trece bandă ($k < 0.5$), atunci ea poate fi utilizată în bucla de reacție pozitivă a unui oscilator, iar când lucrează ca un filtru oprește bandă ($k > 0.5$), atunci ea trebuie inclusă în bucla de reacție negativă, așa cum se arată în figura următoare:

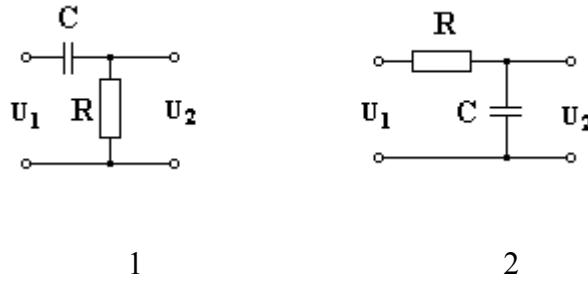


Un astfel de oscilator se poate realiza cu un TEC-J , limitarea amplitudinii oscilațiilor se poate face pe seama neliniarității tranzistorului (rețeaua de reacție pozitivă are o selectivitate relativ ridicată, reducând efectul armonicilor):



2.7.6.3 Oscilatoare RC cu rețea de defazare

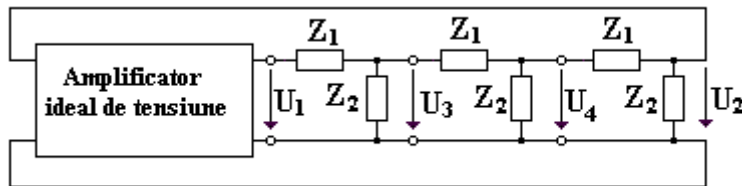
Oscilatoarele RC cu rețea de defazare sunt de fapt amplificatoare cu reacție pozitivă care utilizează rețele defazoare RC, trece-sus sau trece-jos, ca în figura următoare:



$$F_1(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad |F_1(j\omega)| = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad \phi_1 = \arg F_1(j\omega) = \arctg \frac{1}{\omega RC}$$

$$F_2(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad |F_2(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad \phi_2 = \arg F_2(j\omega) = -\arctg \omega RC$$

Figura de mai jos reprezintă un oscilator cu amplificator ideal de tensiune și rețea de defazare:



Calculul funcției de transfer indică:

$$\beta(j\omega) = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{U_4} \cdot \frac{U_4}{U_3} \cdot \frac{U_3}{U_2} = \frac{1}{1 + 6\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right) + 5\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 + \left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^3}$$

Pentru o rețea de tip trece-sus obținem:

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C}; Z_2 = R \rightarrow \beta(j\omega) \rightarrow \beta(\alpha_1) = \frac{1}{1 - 5\alpha_1^2 + j(\alpha_1^3 - 6\alpha_1)}; \leftarrow \alpha_1 = \frac{1}{\omega RC}$$

Condiția de oscilație se scrie:

$$A_U \beta(j\omega) = 1$$

presupunând amplificarea reală condiția devine: $\beta(j\omega_{osc}) = real$, obținem:

$$\alpha_1^2 = 6 \rightarrow \omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot RC} \quad (\text{rețeaua trece-sus})$$

$$A_U(j\omega_{osc}) = \frac{1}{\beta(j\omega_{osc})} = -29$$

Este evident că rețeaua defazază cu 180 de grade.

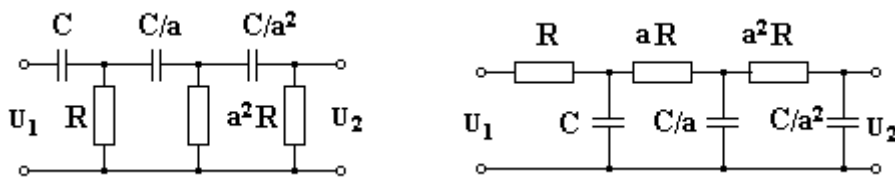
Celula de tip trece-jos se obține pentru

$$Z_1 = R \rightarrow Z_2 = \frac{1}{j\omega C} \Rightarrow \omega_{osc} = \frac{\sqrt{6}}{RC} \rightarrow A_U = -29$$

deci la aceleași valori ale lui R și C, frecvența oscilatorului cu celule trece-jos este de 6 ori mai mare decât cea a oscilatorului cu celule trece-sus, în plus un alt avantaj ar fi faptul că rețeaua trece-jos atenuează armonicile oscilației din circuit (practic nesinusoidale din cauza distorsiunilor).

Amplificarea negativă este realizabilă cu un singur etaj (de pildă sursă comună), mărimea amplificării este însă relativ ridicată (pentru un singur etaj, de pildă).

Atenuarea rețelei poate fi însă micșorată *utilizând mai mult de trei celule în cascadă* sau *utilizând celule neidentice* ca în figura de mai jos:

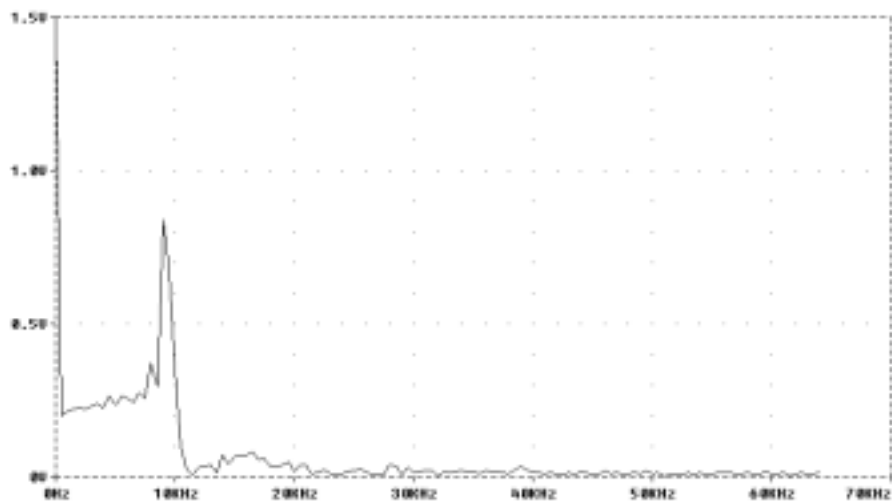
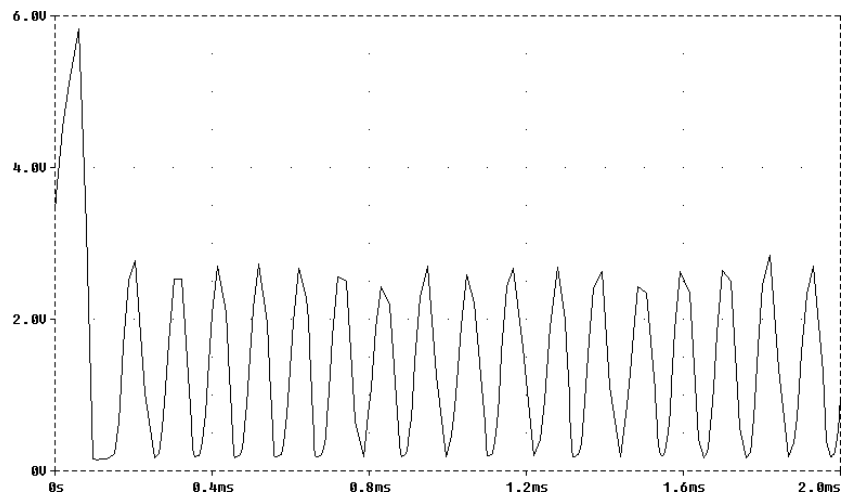
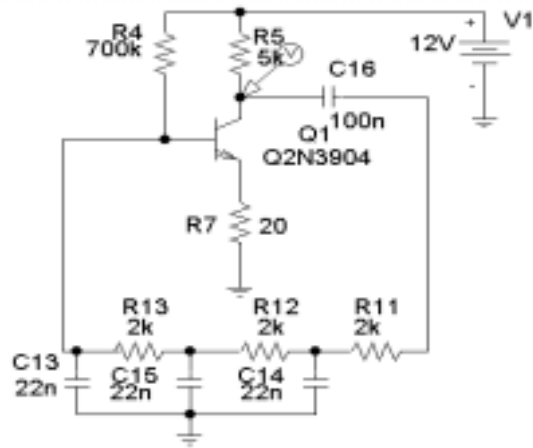


$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC} \frac{1}{\sqrt{3 + \frac{2}{a} + \frac{1}{a^2}}}$$

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{3 + \frac{2}{a} + \frac{1}{a^2}}$$

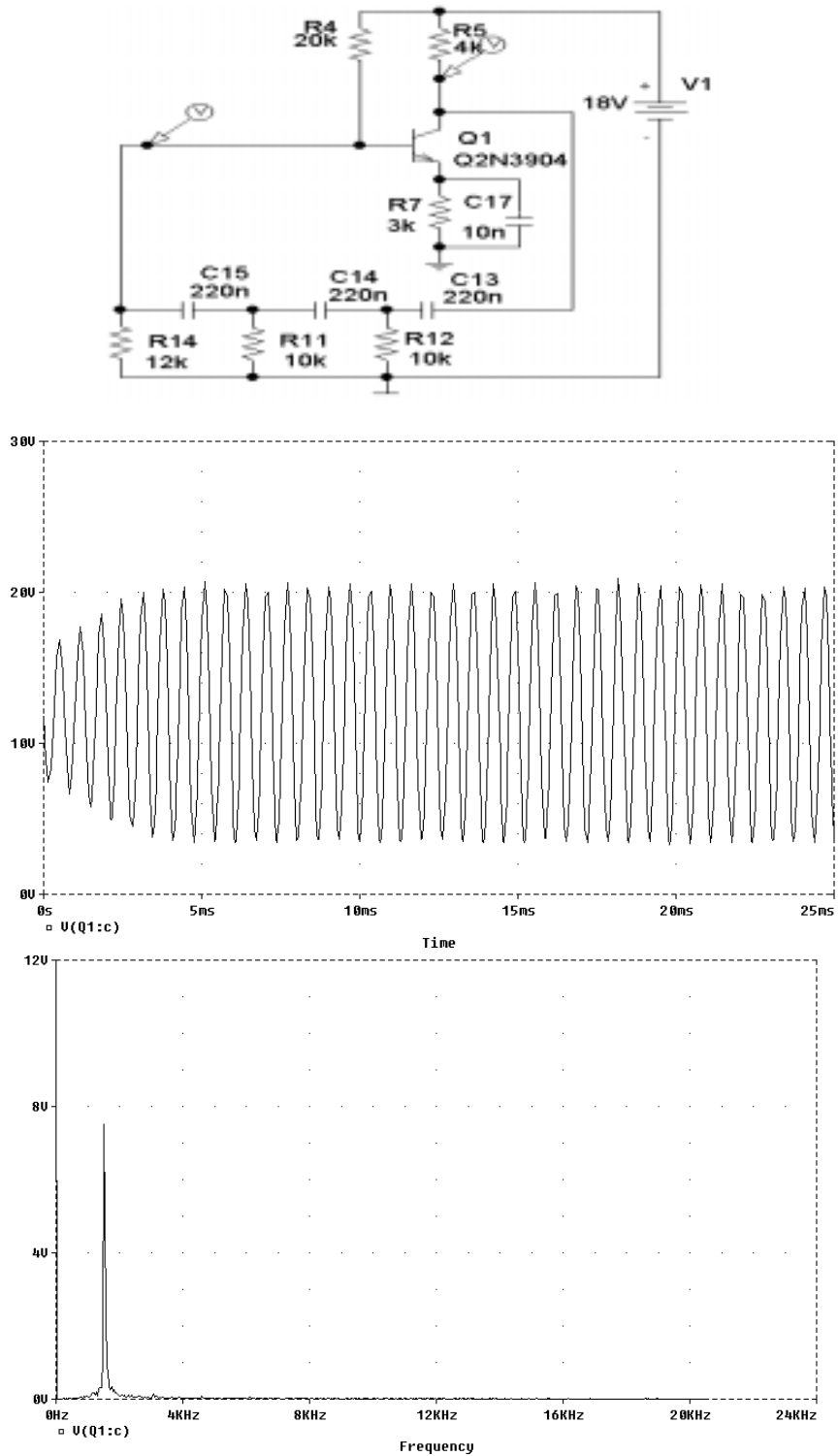
Aplicație

Pe figura de mai jos se prezintă un oscilator RC cu rețea de defazare tip "trece-jos" precum și forma de undă a semnalului de ieșire și spectrul de frecvențe simulat cu ajutorul programului didactic "Microsim":



Aplicație

Pe figura de mai jos se prezintă un oscilator RC cu rețea de defazare tip "trece-sus" precum și forma de undă a semnalului de ieșire și spectrul de frecvențe simulat cu ajutorul programului didactic "Microsim":

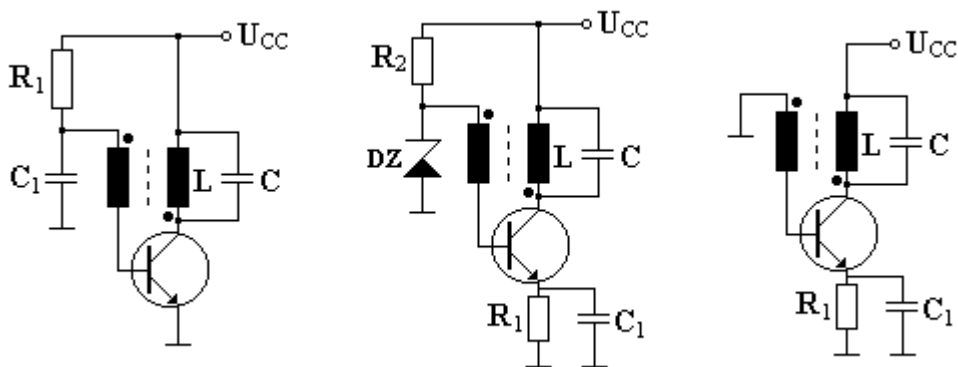


2.7.7 Oscilatoare LC

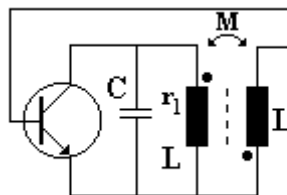
2.7.7.1 Oscilatoare LC cu circuit acordat în colector și reacție magnetică spre bază

Aceste oscilatoare introduc o reacție pozitivă prin transformator în etajul de amplificare, ele se mai numesc și *oscilatoare Meissner*. În figurile de mai jos se prezintă trei oscilatoare cu circuit acordat cu tranzistor bipolar în conexiune emitor-comun, amplitudinea maximă cu deplasarea de fază de 180 grade apare la frecvența de rezonanță a circuitului acordat:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$



O parte din tensiunea de ieșire este adusă în circuitul de bază cu un defazaj care asigură reacția pozitivă, calcule se pot face pe schema echivalentă de curent alternativ:

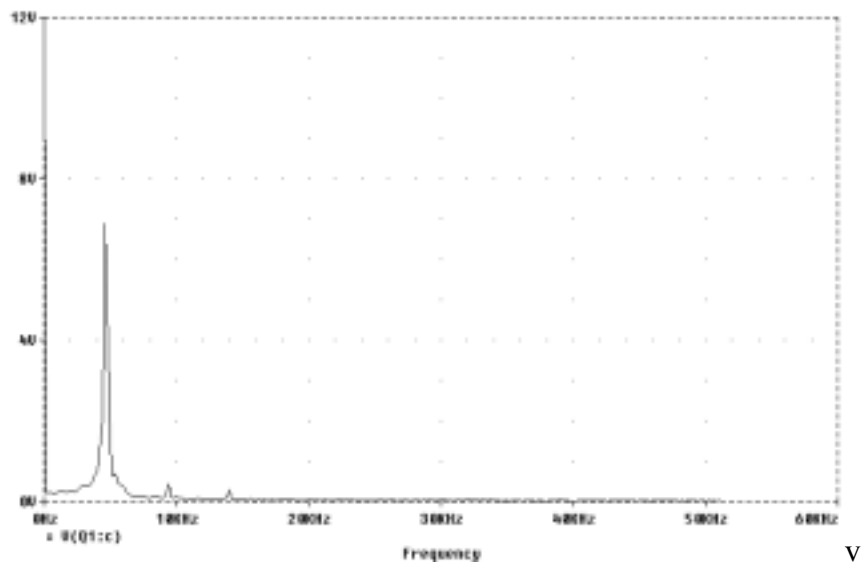
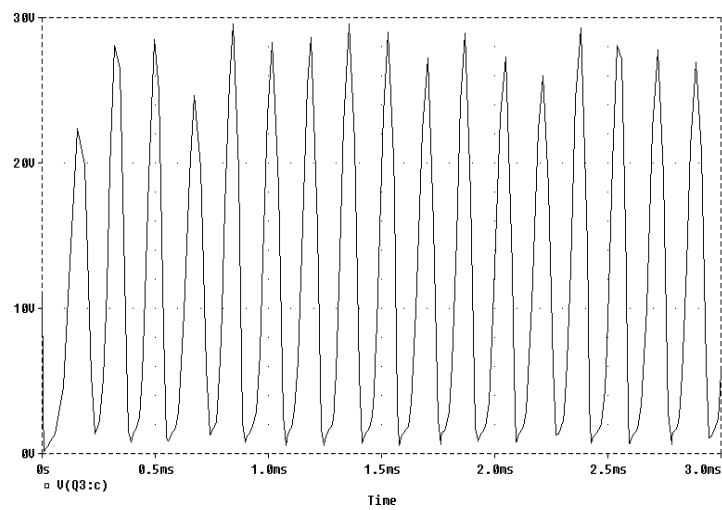
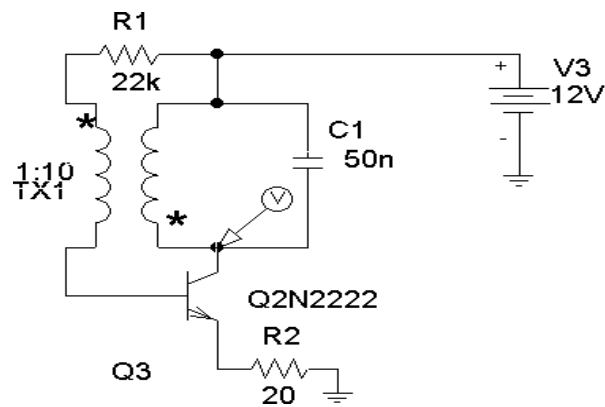


condiția de amorsare este:

$$g_m = \frac{qI_{C0}}{kT} > \frac{r_1 C}{M}$$

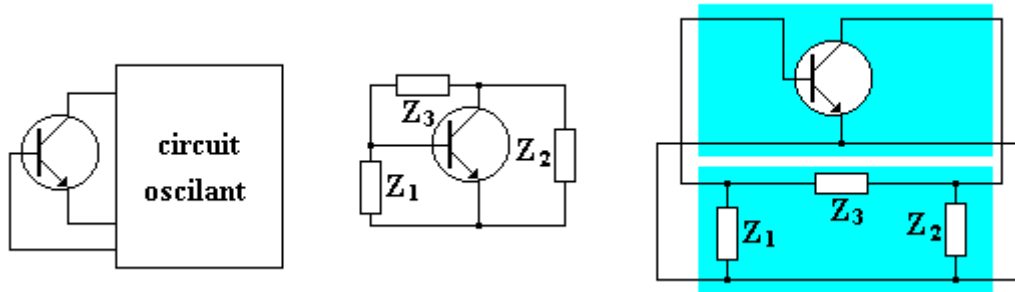
amorsarea poate fi forțată mărind cuplajul magnetic M sau crescând curentul de polarizare al tranzistorului, I_{C0} . Pentru ca amorsarea să fie posibilă este necesar ca rezistența de pierderi r_1 să nu fie prea mare.

În continuare se prezintă un oscilator LC cu cuplaj magnetic, simulat cu ajutorul programului didactic Microsim8:



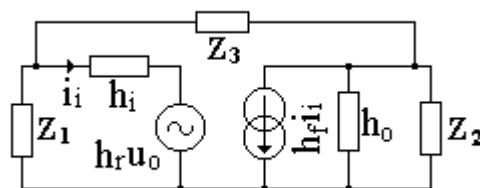
2.7.7.2 Oscilatoare în trei puncte

Schema generală a unui oscilator în trei puncte se prezintă în figura următoare:



Se observă dispunerea celor trei impedanțe între cele trei terminale ale tranzistorului bipolar de unde și denumirea de “oscilator în trei puncte”.

Schema echivalentă de curent alternativ pentru studiul acestui circuit este reprezentată în figura de mai jos:



Dacă admitem $h_r = 0$ și $h_o = 0$ și aplicăm condiția lui Barkhausen, rezultă condiția de oscilație:

$$h_i(Z_1 + Z_2 + Z_3) + h_f Z_1 Z_2 + Z_1(Z_2 + Z_3) = 0$$

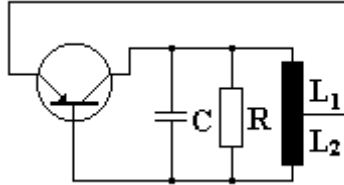
Admitem pentru început că impedanțele Z_1, Z_2, Z_3 sunt reactanțe pure. Înlocuind $Z_k = jX_k$ în relația de mai sus și obținem:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad h_f = \frac{X_1}{X_2} \Big|_{\omega=\omega_{osc}}$$

Relațiile de mai sus permit determinarea frecvenței de oscilație, precum și valoarea minimă pentru h_f necesară pentru amorsarea oscilațiilor.

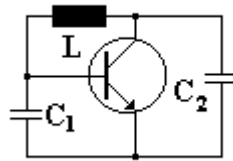
Având în vedere acestea, observăm că X_1, X_2 sunt de același semn în timp ce X_3 este de semn opus primelor două, rezultă deci existența a două tipuri principale de oscilatoare în trei puncte, oscilatorul Hartley cu $X_3 < 0; X_1, X_2 > 0$ și oscilatorul Colpitts cu $X_3 > 0; X_1, X_2 < 0$.

Pentru **oscilatorul Hartley**, cu schema de curent alternativ de pe figura de mai jos:



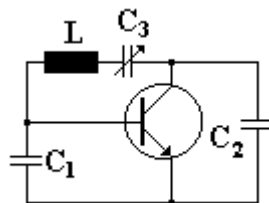
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C}} \quad \text{condiția de amorsare} \quad Rg_m = \frac{qI_{C0}}{kT} > \frac{1}{R} \cdot \frac{L_1}{L_2}$$

Pentru **oscilatorul Colpitts** cu schema de curent alternativ de pe figură:



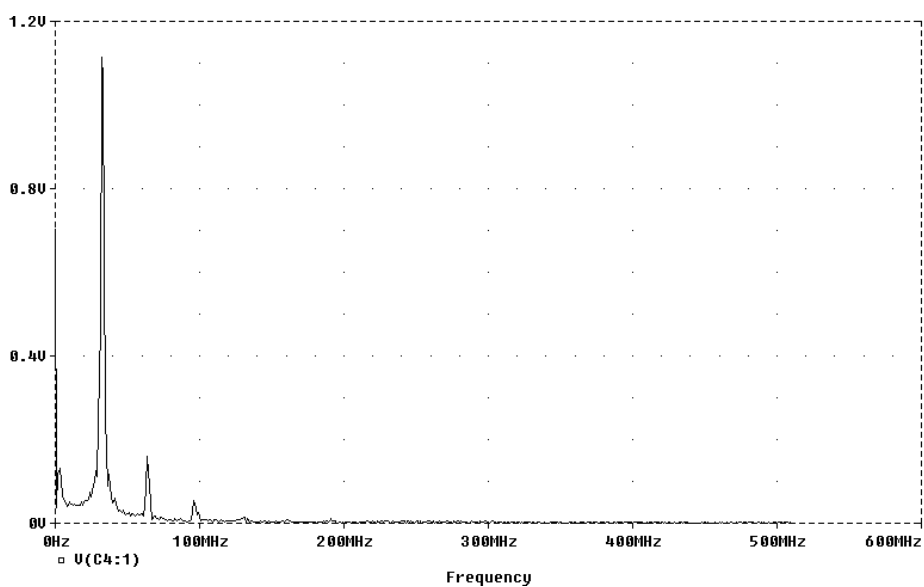
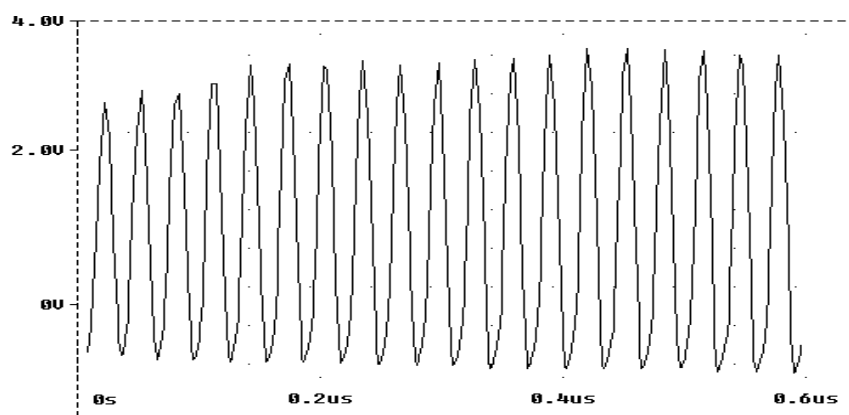
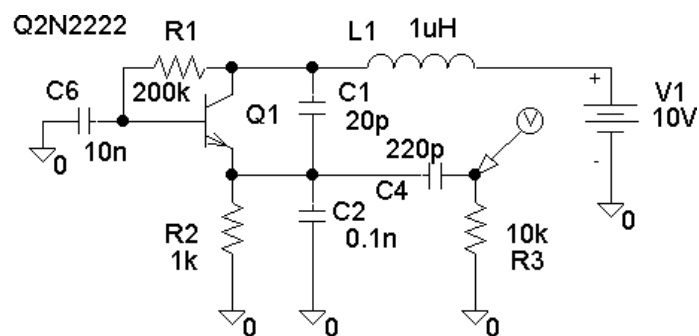
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

Oscilatorul Clapp este o variantă de oscilator Colpitts pentru frecvențe foarte înalte (sute de MHz) care utilizează capacități foarte mici a căror valoare devine comparabilă cu capacitățile parazite ale tranzistorului:



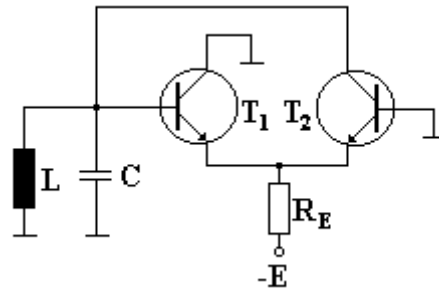
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}; \frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

În continuare se prezintă un oscilator Colpitts realizat și simulat în Microsim8:



2.7.7.3 Oscilator LC cu cuplaj în emitor

Cea mai simplă realizare pentru un astfel de oscilator este prezentată pe figura de mai jos:



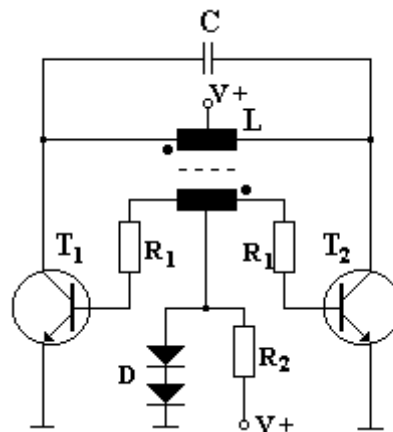
Deoarece semnalul din baza tranzistorului 1 este de aceeași fază ca semnalul din colectorul tranzistorului 2, reacția pozitivă se realizează prin simpla conectare a acestor terminale.

Amplificarea este proporțională cu transconductanța (panta) tranzistoarelor. Deoarece $u_{CB1} = 0$ amplitudinea semnalului de ieșire nu prea depășește 0.5 V.

Acest tip de oscilator completat cu etaj final și stabilizator de amplitudine se găsește realizat sub formă de circuit integrat al firmei Motorola, MC 1648 și funcționează până la frecvența de 200 MHz

2.7.7.4 Oscilatoare LC în contratimp

Ca și în cazul amplificatoarelor și la oscilatoare se folosesc scheme în contratimp pentru a obține puteri mai mari și randament ridicat. Schema de mai jos conține două oscilatoare cu circuit oscilant în colector, tranzistoarele conducând pe rând.



3.AMPLIFICATORUL OPERATIONAL

Amplificatoarele operationale constituie principala clasa de circuite integrate liniare, în esenta ele sunt circuite cu câstig foarte mare în tensiune, destinate lucrului în bucla de reactie, în care functiile de transfer sunt univoc determinate de proprietatile retelelor de reactie.

Proiectate initial pentru a îndeplini functii de operator analogic de calcul (scadere, adunare, integrare, etc), amplificatoarele operationale se utilizeaza în prezent în cele mai diverse aplicatii ca: filtre active, stabilizatoare de tensiune, oscilatoare, convertoare analog-numeric, etc. Practic pot fi folosite la orice.

Dezvoltarea intensiva a acestei familii de circuite integrate a condus la dispozitive care aproximeaza foarte bine caracteristicile elementului ideal (câstig în tensiune infinit, rezistenta de intrare infinita, rezistenta de iesire nula), în conditii de pret redus. Acest lucru a facut posibila utilizarea amplificatoarelor operationale ca simple componente în aplicatii. Accesibilitatea si performantele acestor dispozitive permit realizarea de echipamente net superioare celor realizate cu componente discrete din punctul de vedere al raportului performanta/pret. Regulile de proiectare sunt simple si aplicabile cu erori minime.

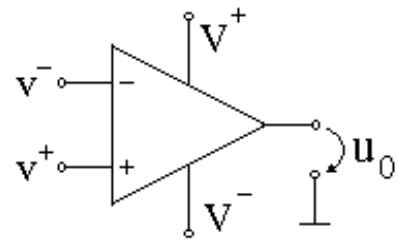
Schematic un amplificator operational consta din trei blocuri cu functii distincte, fiecare dintre ele poate fi constituit din unul sau mai multe etaje amplificatoare realizate cu tranzistoare integrate.



Blocul de intrare este un amplificator diferential, numit astfel deoarece amplifica diferenta dintre cele doua tensiuni de intrare v^+ si v^- . Blocul intermediar preia tensiunea furnizata de blocul de intrare si o prelucreaza pentru a corespunde cerintelor blocului de iesire. Ultimul bloc asigura curentul de iesire necesar (uzual de ordinul a 10 mA).

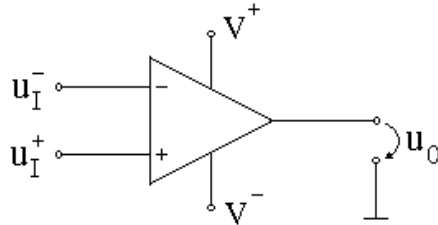
- Observatie**
1. Proprietatile intrarilor inversoare si neinversoare de a inversa semnul tensiunii, respectiv de a-l pastra neschimbat, decurg din modul în care este construit amplificatorul operational.
 2. Semnele minus si plus notate în dreptul bornelor de intrare nu au nici o legatura cu semnele (polaritatile) tensiunilor v^+ si v^- aplicate respectiv la intrarea inversoare si la cea neinversoare; oricare din aceste tensiuni poate fi negativa sau pozitiva

Simbolul grafic se prezinta în figura urmatoare:



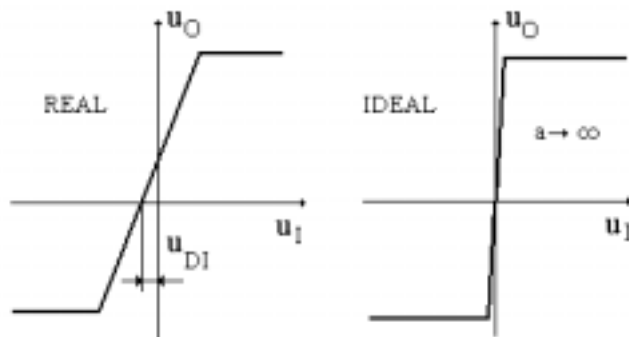
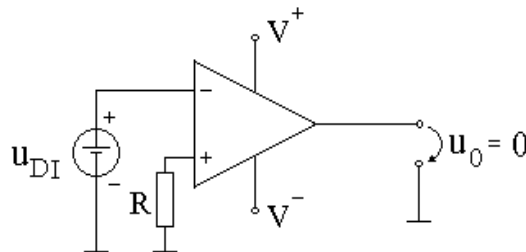
3.1 Parametri de baza ai amplificatoarelor operationale

a. câștigul diferential în bucla deschisa a reprezinta raportul dintre variatia tensiunii de iesire u_o și tensiunea diferentiala de intrare $u_{ID} = v^+ - v^- = u_1^+ - u_1^-$

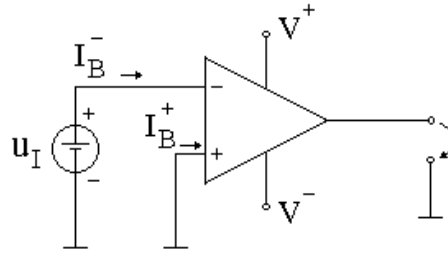


$$a = \frac{u_o}{u_{ID}} = \frac{u_o}{u_1^+ - u_1^-} \quad \text{unde } u_{ID} = v^+ - v^- = u_1^+ - u_1^-$$

b. tensiunea de decalaj (offset) de la intrare ($u_{offset} = u_{DI}$) reprezinta tensiunea continua a unui generator aplicat la una din intrarile circuitului (cealalta fiind la masa) pentru care potentialul de iesire u_o este nul. Acest parametru se reprezinta pe caracteristica de transfer, ca în figura:



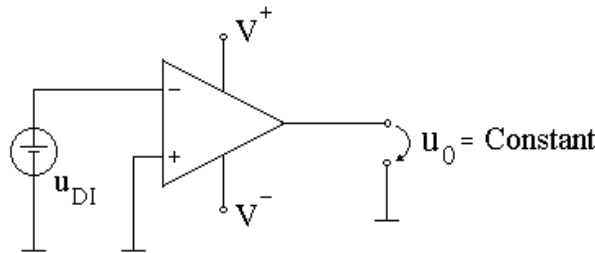
c. curentul de polarizare de la intrare I_B este valoarea medie a celor doi curenti de intrare (vezi figura)



$$I_B = \frac{I_B^+ + I_B^-}{2} \quad I_{DI} = I_B^+ - I_B^-$$

d. curentul de decalaj (offset) de la intrare (I_{DI}) reprezintă diferența dintre cei doi curenti de intrare (vezi figura)

e. factorul de rejecție al tensiunilor de alimentare SVR^+ , SVR^- (Supply Voltage Rejection) este raportul dintre variația tensiunii de decalaj de la intrare și variația surselor de alimentare, care conduc la aceeași deplasare a tensiunii de ieșire. Se pot defini separat pentru fiecare sursă de alimentare (SVR^+ , SVR^-) sau se poate lua în considerare efectul combinat al variațiilor tensiunilor de alimentare

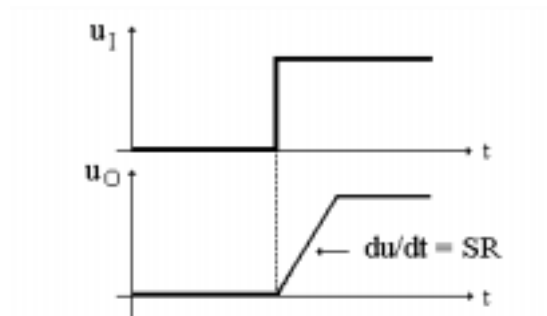


$$SVR^+ = \frac{\Delta U_{DI}}{\Delta V^+} \quad SVR^- = \frac{\Delta U_{DI}}{\Delta V^-}$$

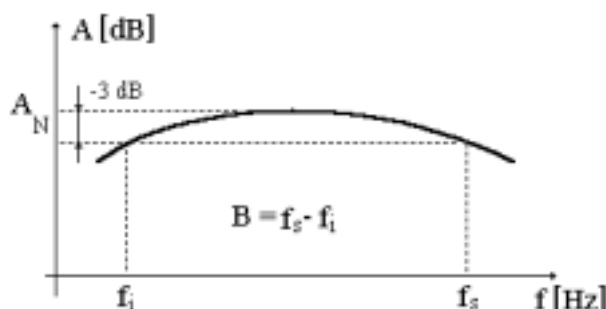
f. factorul de rejecție pe mod comun (CMRR - common mode rejection rate) este raportul dintre câștigul diferențial în bucla deschisă a și câștigul pe mod comun în bucla deschisă a_{CC} :

$$CMRR = \frac{a}{a_{CC}}$$

g. viteza de variație a semnalului de ieșire ($SR = \text{Slew Rate}$) reprezintă viteza maximă de variație a semnalului de ieșire pentru un semnal treaptă la intrare (pentru o reacție și rețea de compensare date)



h. banda de trecere la câștig unitar reprezintă banda la 3 dB în montaj repetor



Definiție. Pe baza acestor parametri putem defini amplificatorul operațional (AO) ca un circuit electronic care reunește următoarele proprietăți:

- câștig în tensiune foarte mare a
- rezistență de intrare foarte mare R_i
- rezistență de ieșire foarte mică R_o
- spectru de frecvențe transmise fără distorsiuni, foarte mare
- posibilitatea de a fi utilizat într-o buclă de reacție negativă în care să fie necondiționat stabil
- factor de respingere pe mod comun foarte mare

Amplificatorul operațional ideal

Un amplificator operațional ideal se caracterizează prin următoarele proprietăți de bază:

$$a = \frac{U_o}{(v_I^+ - v_I^-)} \rightarrow \infty \quad \text{sau} \quad v_I^+ - v_I^- = 0$$

$$R_i \rightarrow \infty \quad \text{sau} \quad I_B^+, I_B^- \rightarrow 0$$

$$R_o = 0$$

$$\text{tensiune de decalaj } U_{DI} = 0 \quad \text{sau} \quad v_I^+ - v_I^- = 0 \text{ pentru } U_o = 0$$

răspuns în frecvență perfect plat pe o bandă de frecvență infinită

timp de răspuns nul în condiții de nivel mare de semnal de intrare

Amplificator operațional real

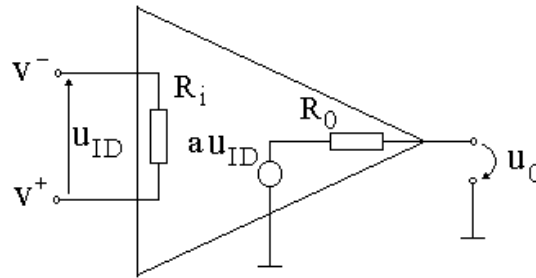
Din condițiile enumerate pentru elementul ideal, rezultă reguli practice de proiectare care sunt utilizate de obicei în analiza și calculul circuitelor electronice cu amplificator operațional, cele mai folosite fiind:

$$U_{DI} = 0; \quad I_B^+, I_B^- = 0; \quad v_I^+ - v_I^- = 0$$

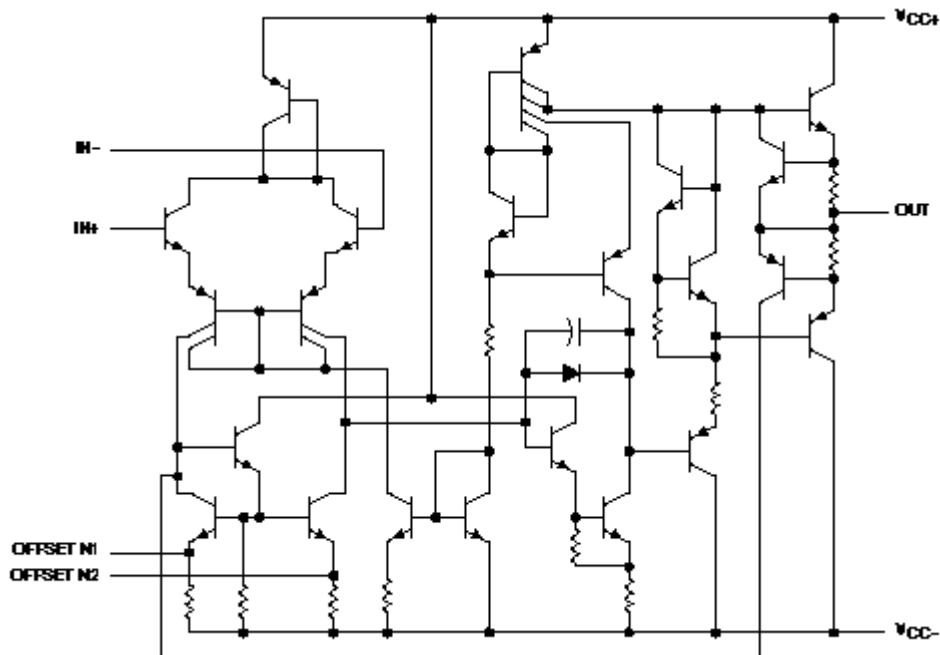
Utilizarea acestor reguli de proiectare implică cunoașterea condițiilor în care se pot aplica. Abaterea de la situația reală (eroarea) poate fi:

- eroare de calcul (afectând R_i , R_0 , a , caracteristica de transfer)
- eroare statică (modificarea nivelelor de curent continuu)
- eroare dinamică (erori de regim tranzitoriu, influența zgomotului)

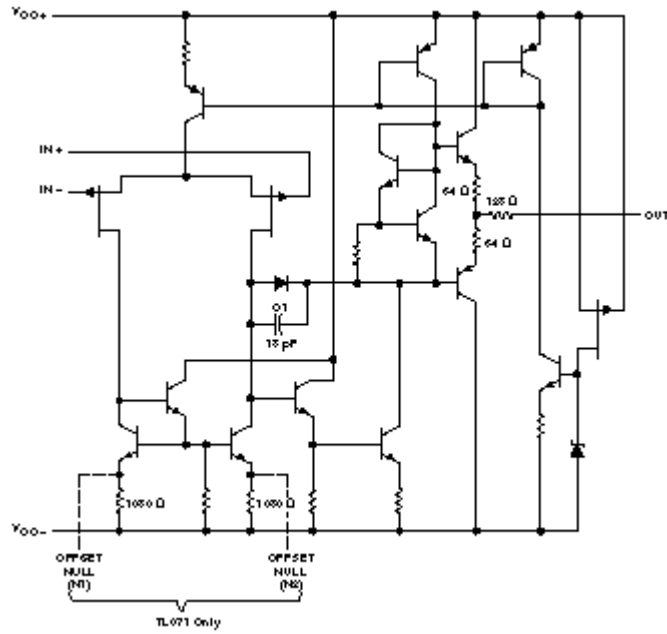
Pe baza definițiilor anterioare, precum și parametrilor definiți o *schemă echivalentă* pentru amplificatorul operațional ar fi:



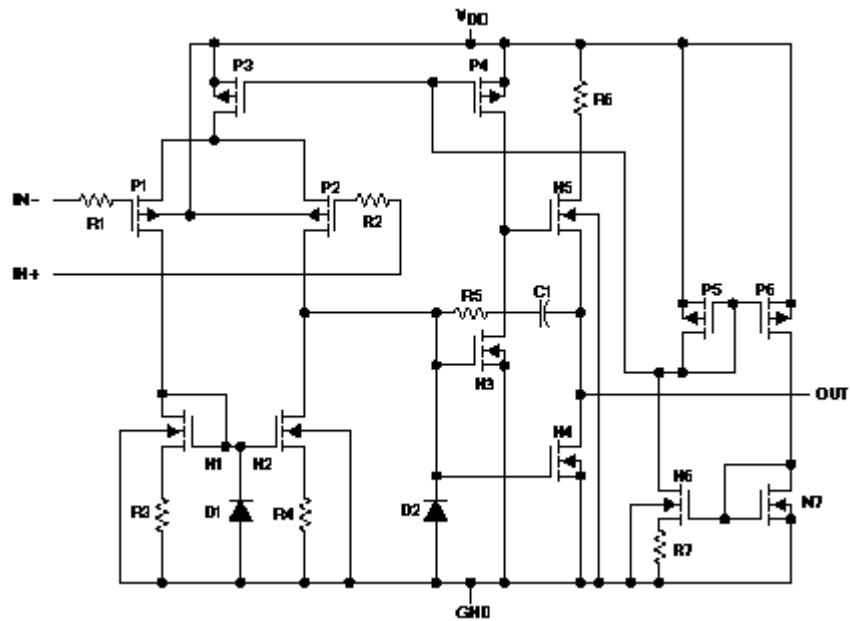
un exemplu de structură internă pentru un amplificator operațional, de exemplu $\mu A 741$ se prezintă în figura următoare:



un alt exemplu de structura interna a unui amplificator operational cu intrare cu tranzistoare cu efect de câmp cu jonctiune (TEC-J) ar fi **TL 074**:

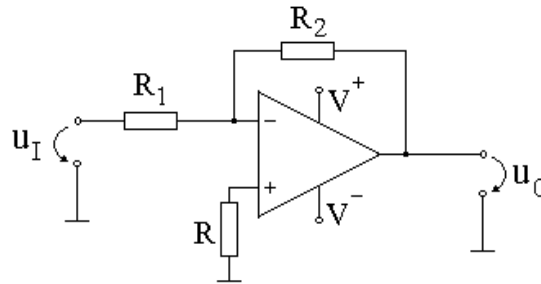


În figura de mai jos se prezinta structura interna a unui amplificator operational de putere foarte mica, de precizie mare, realizata cu tranzistoare MOS, **TLV 2322**:



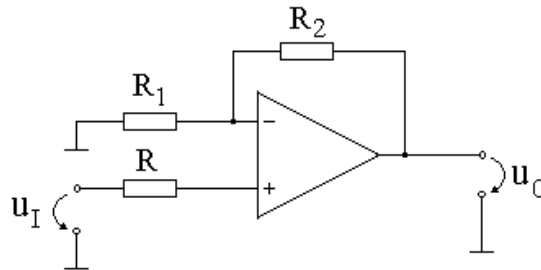
3.2 Circuite liniare realizate cu amplificatoare operaționale

3.2.1 amplificator inversor



$$v^- = \frac{\frac{u_I}{R_1} + \frac{u_O}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = v^+ = 0 \rightarrow u_O = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_I \quad A_{INV} = -\frac{R_2}{R_1}$$

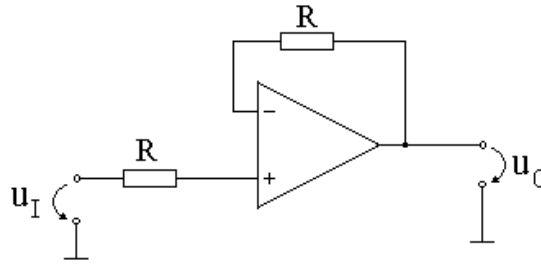
3.2.2 amplificator neinversor



$$v^- = \frac{\frac{0}{R_1} + \frac{u_O}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = v^+ = u_I \rightarrow u_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot u_I$$

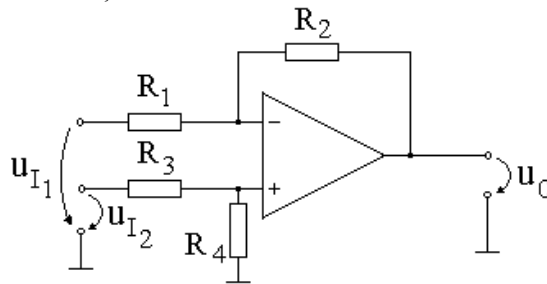
$$A_{NINV} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

3.2.3 repetor



$$u_o = u_i; R_i \rightarrow \infty; R_o \rightarrow 0$$

3.2.4 amplificator diferențial

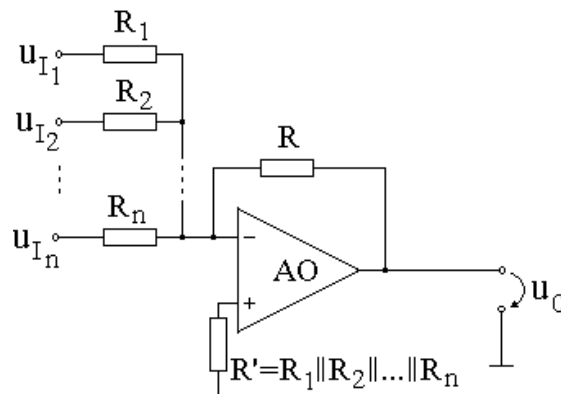


$$v^- = \frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_O}{R_2} = v^+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot u_{I2} \rightarrow u_{I1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_O \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot u_{I2}$$

$$\rightarrow u_O = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot u_{I2} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{I1} \right]$$

alegând convenabil valorile $R_1 = R_3; R_2 = R_4$ obținem $u_O = \frac{R_2}{R_1} \cdot (u_{I2} - u_{I1})$, de unde și denumirea de "amplificator diferențial".

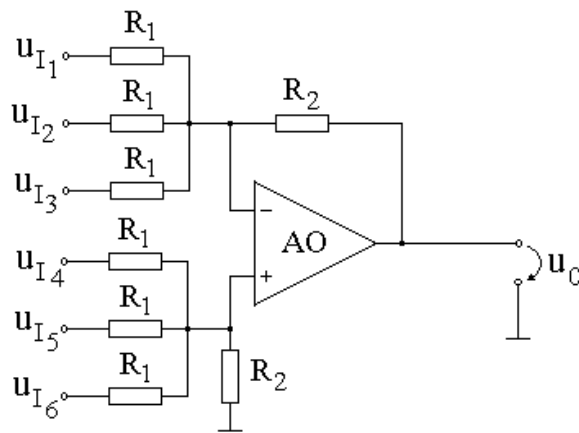
3.2.5 amplificator sumator



$$v^- = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{u_{I_i}}{R_i} + \frac{u_O}{R}}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R}} = v^+ = 0 \rightarrow u_O = -R \cdot \sum_{i=1}^n \frac{u_{I_i}}{R_i}$$

Observație Rezistența $R' = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}}$ compensează eroarea introdusă de curentul de polarizare

3.2.6 amplificator sumator-extractor



$$u_O = \frac{R_2}{R_1} \cdot (u_{I4} + u_{I5} + u_{I6} - u_{I1} - u_{I2} - u_{I3}) \quad \text{deoarece}$$

$$v^- = \frac{\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_1} + \frac{u_{I3}}{R_1} + \frac{u_O}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = v^+ = \frac{\frac{u_{I4}}{R_1} + \frac{u_{I5}}{R_1} + \frac{u_{I6}}{R_1} + \frac{0}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$