

Capitolul V

CIRCUITELE ELECTRONICE CA SURSE DE SEMNAL

Circuitele electrice care folosesc dispozitive electronice se numesc circuite electronice. Scopul lor este de a contribui prin funcții electronice specifice la realizarea unor aplicații cum ar fi:

- *controlul și conversia energiei electrice*
- *generarea semnalelor electrice*
- *prelucrarea analogică sau numerică a semnalelor electrice*
- *transmiterea la distanță a semnalelor electrice*

Funcțiile electronice uzuale sunt:

- *amplificarea*
- *generarea de oscilații*
- *redresarea*
- *stabilizarea*
- *modularea*
- *demodularea*

De exemplu pentru conversia energiei electrice de curent alternativ în energie electrică de curent continuu se folosesc funcțiile de redresare și stabilizare.

1. SEMNALE ELECTRICE

Un semnal electric este o tensiune sau un curent electric, de amplitudine, frecvență și / sau fază variabilă în timp. În figura 84 este prezentat un semnal cu o variație sinusoidală în timp a amplitudinii. În figură se pot observa unele reguli de notare:

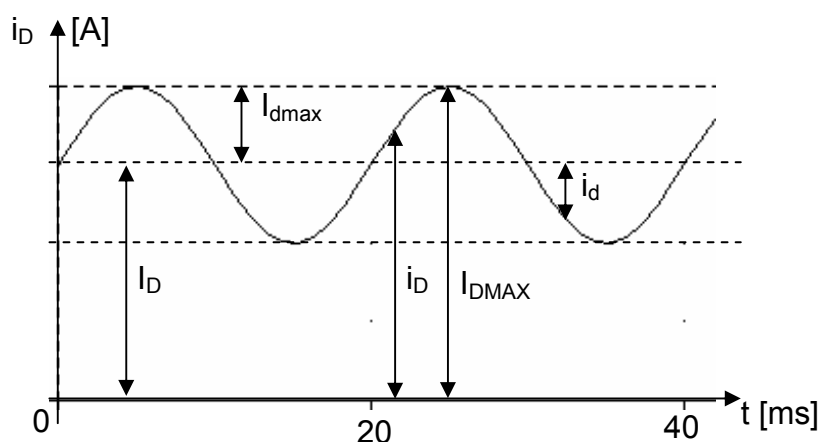


figura 84. Ilustrarea unor reguli de notare a semnalelor electrice

- *valoarea medie (minimă, maximă, efectivă) totală a semnalului se notează cu literă mare indice mare (I_D , $I_{D\max}$).*
- *valoarea maximă (minimă, efectivă) a componentei alternative se notează cu literă mare indice mic ($I_{d\max}$)*

- valoarea instantanee totală a semnalului se notează cu literă mică indice mare (i_D)
- valoarea instantanee a componentei variabile se notează cu literă mică indice mic (i_d)

2. SURSE DE SEMNAL

Circuitele care generează semnale se numesc surse de semnal. O sursă ideală de tensiune nu-și modifică tensiunea indiferent de sarcina pe care lucrează, (exceptând scurtcircuitul). O sursă de curent ideală, generează același curent, indiferent de sarcina pe care lucrează (dar nu poate lucra în gol) (figura 85).

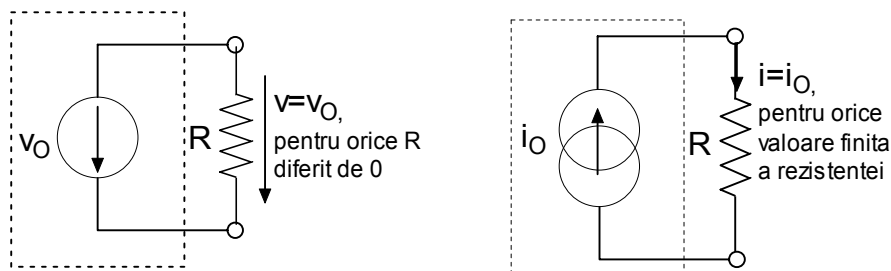


figura 85.

a. Sursa ideală de tensiune

b. Sursa ideală de curent

Sursele reale modifică amplitudinea semnalului pe care îl generează în funcție de sarcina pe care lucrează. Acest efect se poate modela prin adăugarea unei rezistențe (rezistența internă) la schema echivalentă a sursei ideale (figura 86).

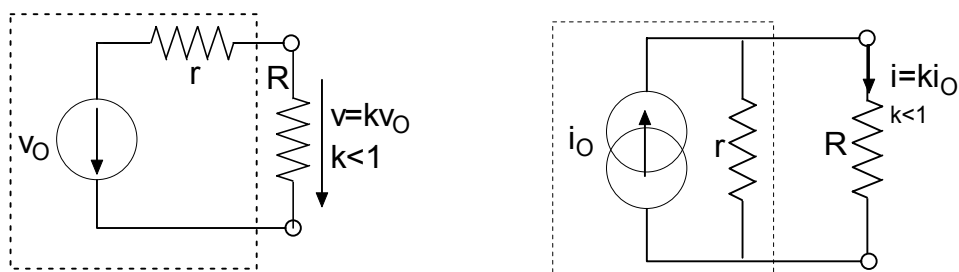


figura 86.

a. Sursa reală de tensiune

b. Sursa reală de curent

Se poate determina cu ușurință că:

$$k = \frac{R}{R + r} \quad \text{în cazul sursei de tensiune,}$$

$$k = \frac{r}{R + r} \quad \text{în cazul sursei de curent.}$$

Prin urmare:

- O sursă reală de tensiune este cu atât mai apropiată de modelul ideal cu cât rezistența ei internă, r , este mai mică.

- O sursă reală de curent este cu atât mai apropiată de modelul ideal cu cât rezistența ei internă, r , este mai mare.

Dacă r are o valoare finită și diferită de 0 sursa reală poate fi privită ca:

- sursă ideală de tensiune în serie cu o rezistență (modelul Thevenin)(figura 86.a)
- sursă ideală de curent în paralel cu o rezistență (modelul Norton)(figura 86.b)

De exemplu, un divizor de tensiune (figura 87) poate fi înlocuit cu unul din modelele din figura 86. Se obține o schemă echivalentă care se comportă la borne ca și schema inițială.

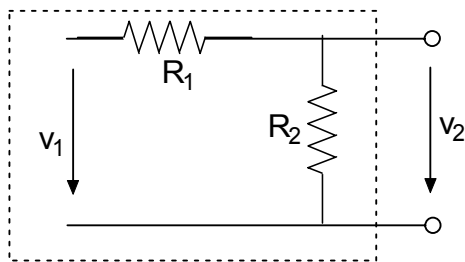
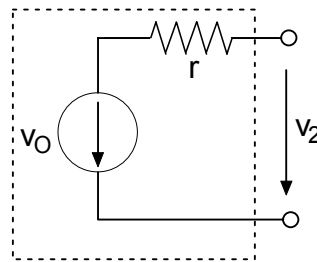
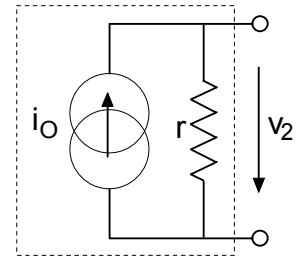


figura 87. a. divizorul de tensiune



b. modelul Thevenin



c. modelul Norton

Pentru determinarea parametrilor (v_0 , r) ai modelului Thevenin se procedează în felul următor:

- se calculează tensiunea de mers în gol, v_2 , a divizorului de tensiune, aceasta fiind și valoarea sursei ideale de tensiune, v_0 , din modelul Thevenin:

$$v_0 = v_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_1 \quad (115)$$

- se determină rezistența internă, r , ca fiind rezistența văzută de o sursă de semnal amplasată în locul v_2 , dacă v_1 se înlocuiește cu un scurtcircuit:

$$r = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (116)$$

- valorile date de relațiile (115) și (116) sunt parametrii din modelul Thevenin al divizorului de tensiune (figura 87.b.).

Pentru același circuit (figura 87.a.) parametrii (i_0 , r) ai modelului Norton se determină în felul următor:

- se calculează curentul de scurtcircuit ($R_2=0$), i_0 , al divizorului de tensiune, acesta fiind și curentul sursei ideale de curent, i_0 , din modelul Norton:

$$i_0 = \frac{v_1}{R_1} \quad (117)$$

- se determină rezistența internă, r , cu aceeași metodă ca în cazul modelului Thevenin.
- valorile date de relațiile (116) și (117) sunt parametrii din modelul Norton al divizorului de tensiune (figura 87.c.).

Pentru a verifica echivalența celor două modele putem calcula v_2 pentru circuitul din figura 87.c.

$$v_2 = i_0 r = \frac{v_1}{R_1} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_1$$

deci o valoare identică cu cea calculată pentru figura 87.a. sau 87.b.

Dacă conectăm o rezistență de sarcină R_S la bornele de ieșire ale circuitelor din figura 87 a., b., sau c., vom constata calculând curentul prin R_S respectiv tensiunea pe R_S că obținem aceleași valori, indiferent de modelul de circuit. Prin urmare cele trei circuite sunt echivalente. În analiza circuitelor electronice, se folosește modelul Thevenin sau Norton pentru sursele de semnal în funcție de obiectivele urmărite și de topologia circuitului.

3. SURSE COMANDATE

Alte modele folosite în analiza circuitelor electronice sunt sursele comandate de semnal. În cazul ideal, semnalul lor de ieșire nu depinde de sarcina pe care lucrează ci de valoarea unui semnal de intrare sau de comandă. Avem patru tipuri de astfel de surse:

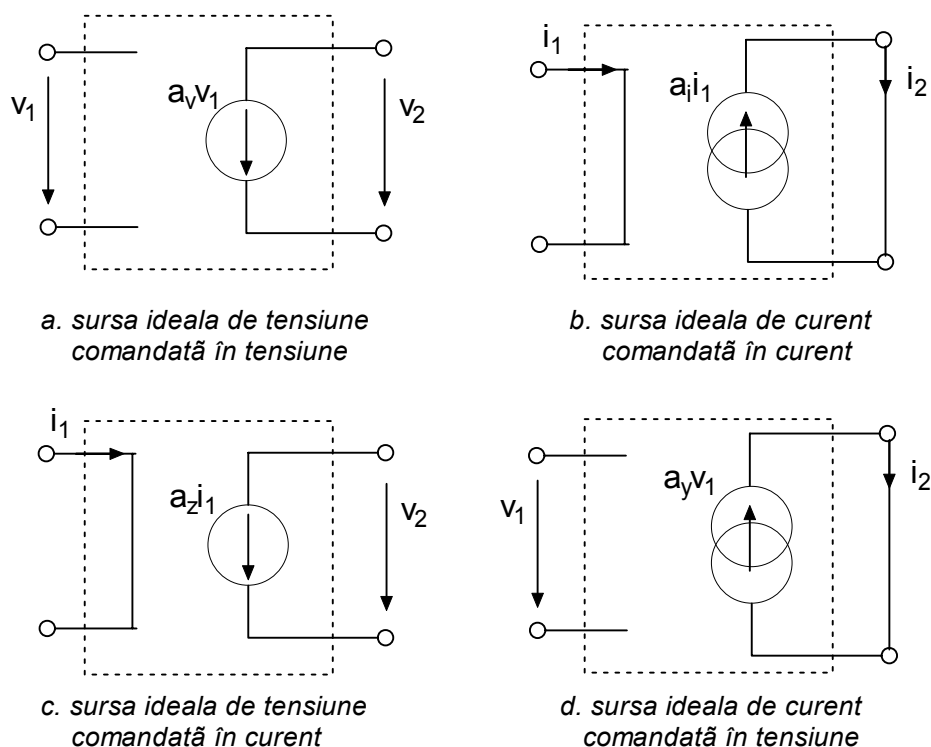


figura 88.

- surse de tensiune comandate în tensiune
- surse de tensiune comandate în curent
- surse de curent comandate în tensiune
- surse de curent comandate în curent

Figura 88 prezintă simbolurile acestor surse în cazul ideal.

Pentru sursa din figura 88.a avem:

$$v_2 = a_v v_1 \Rightarrow a_v = \frac{v_2}{v_1} \quad (118)$$

a_v este o mărime adimensională și reprezintă **amplificarea în tensiune** a circuitului. Sursa de tensiune comandată în tensiune este deci o schemă echivalentă pentru un amplificator ideal de tensiune.

Pentru sursa din figura 88.b. avem:

$$i_2 = a_i i_1 \Rightarrow a_i = \frac{i_2}{i_1} \quad (119)$$

a_i este o mărime adimensională și reprezintă **amplificarea în curent** a circuitului. Sursa de curent comandată în curent este deci o schemă echivalentă pentru un amplificator ideal de curent.

Pentru sursa din figura 88.c. avem:

$$v_2 = a_z i_1 \Rightarrow a_z = \frac{v_2}{i_1} \quad (120)$$

a_z este din punct de vedere dimensional o impedanță și reprezintă impedanța de transfer sau **transimpedanța** circuitului. Acest circuit reprezintă o schemă echivalentă pentru un amplificator transimpedanță.

Pentru sursa din figura 88.d. avem:

$$i_2 = a_y v_1 \Rightarrow a_y = \frac{i_2}{v_1} \quad (121)$$

a_y este din punct de vedere dimensional o admitanță și reprezintă admitanța de transfer sau **transadmitanța** circuitului. Acest circuit reprezintă o schemă echivalentă pentru un amplificator transadmitanță.

Sursele comandate ideale au, după cum se vede în figura 88 rezistențele de intrare și / sau ieșire fie egale cu 0 fie infinite. Sursele comandate reale au valori finite pentru acești parametri. Modelul lor este prezentat în figura 89.

Circuitul din figura 89a este o sursă de tensiune comandată. Dacă r_i este de valoare mare, circuitul este comandat în tensiune, dacă r_i este de valoare mică ea poate fi privită ca o sursă comandată în curent. Cu cât r_o este mai mică, cu atât sursa de tensiune este mai apropiată de o sursă ideală

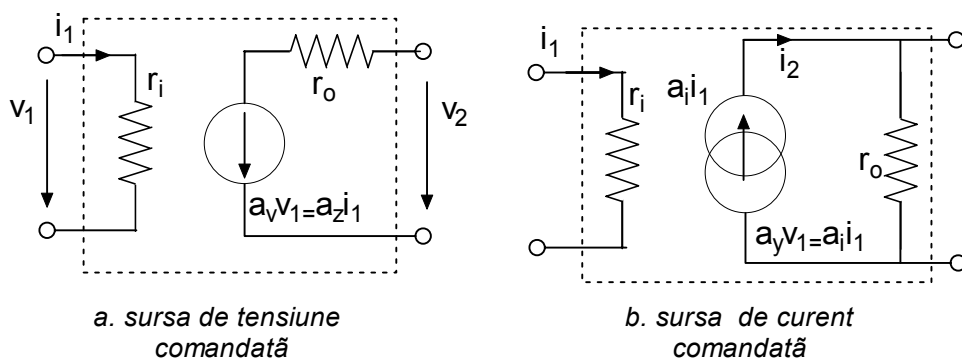


figura 89

Circuitul din figura 89.b. este o sursă de curent comandată. Dacă r_i este mare ea este comandată în tensiune iar dacă r_i este mică, sursa este comandată în curent. Cu cât r_o este mai mare cu atât sursa de curent este mai apropiată de modelul ideal.

Se poate observa că circuitul din figura 89.b., pentru $r_i \rightarrow \infty$ și $r_o \rightarrow \infty$ reprezintă modelul de semnal mic pentru TEC, iar pentru $r_i = r_{be}$ și $r_o \rightarrow \infty$ corespunde modelului de semnal mic pentru TB. Circuitul din figura 89.a. este foarte des folosit ca model pentru amplificatoarele de tensiune.

4. INTERCONECTAREA ETAJELOR

Un circuit electronic poate fi descompus în scopul analizei în mai multe etaje care realizează fiecare, funcții specifice. Un etaj poate fi privit ca sursă pentru etajul următor, care este sarcină pentru primul. Distingem 2 cazuri:

- Etajul sursă este o sursă de tensiune
- Etajul sursă este o sursă de curent

Figura 90. ilustrează primul caz. Se poate observa că r_{o1} și r_{i2} formează un divizor de tensiune, astfel tensiunea de ieșire a etajului sursă ajunge la intrarea etajului sarcină atenuat.

$$v_{i2} = \frac{r_{i2}}{r_{o1} + r_{i2}} a_v v_{i1}$$

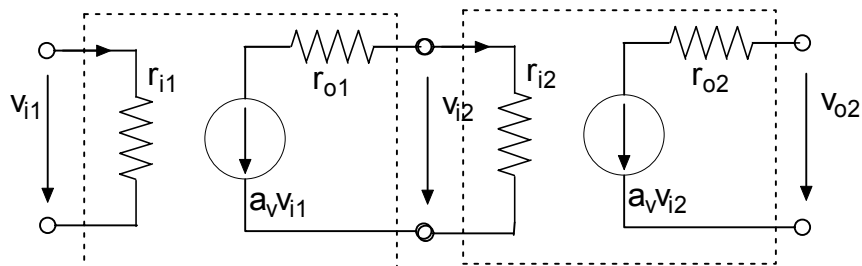


figura 90. Interconectarea etajelor în tensiune

Atenuarea este cu atât mai mare cu cât r_{i2} este mai mică și r_{o1} mai mare. Prin urmare pentru un transfer maxim de tensiune de la un etaj la altul trebuie ca rezistența de ieșire a etajului sursă să fie mică în raport cu rezistența de intrare a etajului sarcină. În cazul ideal $r_{o1} = 0$ iar $r_{i2} \rightarrow \infty$.

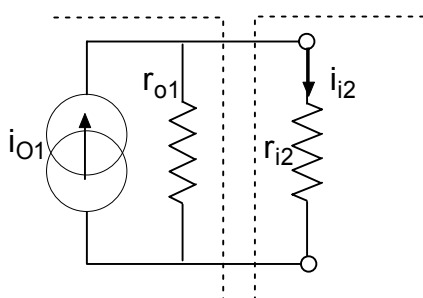


figura 91. Interconectarea etajelor in curent

În figura 91 este ilustrat cazul în care sursa de semnal este o sursă de curent. Pentru simplitate a fost reprezentată numai ieșirea etajului sursă și intrarea etajului sarcină. Rezistența de ieșire a etajului sursă și rezistența de intrare în etajul sarcină formează un divizor de curent, astfel încât numai o parte din curentul sursei ajunge la sarcină.

$$i_{i2} = \frac{r_{o1}}{r_{o1} + r_{i2}} i_{o1}$$

Prin urmare pentru un transfer maxim de curent de la un etaj la altul trebuie ca rezistența de ieșire a etajului sursă să fie mare în raport cu rezistența de intrare a etajului sarcină. În cazul ideal: $r_{o1} \rightarrow \infty$ iar $r_{i2} = 0$.

În concluzie se poate afirma că interconectarea etajelor duce la atenuări ale semnalului. Efectul lor poate fi diminuat, prin adaptarea corespunzătoare a impedanțelor:

- *Rezistență de ieșire mică – rezistență de intrare mare* pentru transfer maxim de tensiune.
- *Rezistență de ieșire mare – rezistență de intrare mică* pentru transfer maxim de curent.

Capitolul VI

AMPLIFICATOARE DE SEMNAL MIC

Amplificatoarele de semnal mic sunt poate cele mai des întâlnite circuite electronice. Etaje de amplificare apar în majoritatea circuitelor electronice analogice.

Un amplificator este descris de o funcție de transfer de forma:

$$s_o(t) = A \times s_i(t - \tau) \quad (122)$$

unde s_o este semnalul de ieșire, s_i este semnalul de intrare, A este amplificarea și τ întârzierea dintre semnalul de ieșire și cel de intrare. Pentru un amplificator ideal A și τ sunt constante și nu depind de amplitudinea sau frecvența semnalului de intrare. Pentru amplificatoarele reale această condiție este îndeplinită numai pentru un domeniu finit al amplitudinii semnalului de intrare și numai pentru o bandă mai largă sau mai îngustă de frecvențe ale semnalului de intrare.

Semnalele de intrare și ieșire pot fi independent unele de altele tensiuni sau curenți. Avem patru situații posibile:

s_i	s_o	amplificator
<i>tensiune</i>	<i>tensiune</i>	<i>de tensiune</i>
<i>tensiune</i>	<i>curent</i>	<i>transconductanță</i>
<i>curent</i>	<i>tensiune</i>	<i>transimpedanță</i>
<i>curent</i>	<i>curent</i>	<i>de curent</i>

Comparând acest tabel cu sursele comandate discutate în capitolul introductiv se poate constata că amplificatoarele pot fi modelate prin surse de semnal comandate.

Funcția de amplificare este realizată cu ajutorul tranzistoarelor. Așa cum am văzut la studiul dispozitivelor electronice, în condiții de semnal mic acestea se comportă aproximativ liniar. Liniarizarea caracteristicii de transfer se mai poate obține și prin tehnici speciale de circuit (de exemplu reacția negativă).

Amplificatoarele pentru care este respectată condiția de semnal mic, se numesc amplificatoare de semnal mic. Cele care nu respectă această condiție se numesc amplificatoare de semnal mare. Amplificatoarele de semnal mic sunt de obicei amplificatoare de tensiune. În cazul lor valoarea amplificării și liniaritatea caracteristicii de transfer sunt cerințele cele mai importante.

Amplificatoarele de semnal mare sunt de obicei amplificatoare transconductanță. În cazul lor mărimea randamentului cu care se poate transfera puterea de la sursa de alimentare la sarcină, cu menținerea distorsiunilor în limite rezonabile, este principalul parametru urmărit.

Având scopuri diferite și tehnicile de circuit folosite pentru realizarea acestor amplificatoare diferă. Vom analiza în cele ce urmează amplificatoarele de semnal mic.

1. DISTORSIUNI

În cazul amplificatoarelor reale forma semnalului de ieșire nu este absolut identică cu forma semnalului de intrare, deci amplificatorul **distorsionează** semnalul de intrare. Distorsiunile au două cauze principale:

- *Neliniaritatea caracteristicii dispozitivelor electronice, caz în care vorbim despre **distorsiuni neliniare***
- *Dependența factorului de amplificare de frecvența semnalului de intrare, caz în care vorbim despre **distorsiuni liniare***

Distorsiunile neliniare se datorează modificării factorului de amplificare în funcție de amplitudinea semnalului de intrare. Ele pot fi ținute la un nivel redus polarizând tranzistoarele astfel încât PSF să se afle în zona cu cea mai bună liniaritate a caracteristicii, și prin respectarea condiției de semnal mic. Astfel PSF nu se va deplasa din zona liniară sub influența semnalului de intrare. Aplicarea unei reacții negative îmbunătățește liniaritatea amplificatoarelor.

Distorsiunile liniare se datorează modificării factorului de amplificare în funcție de frecvența semnalului de intrare.

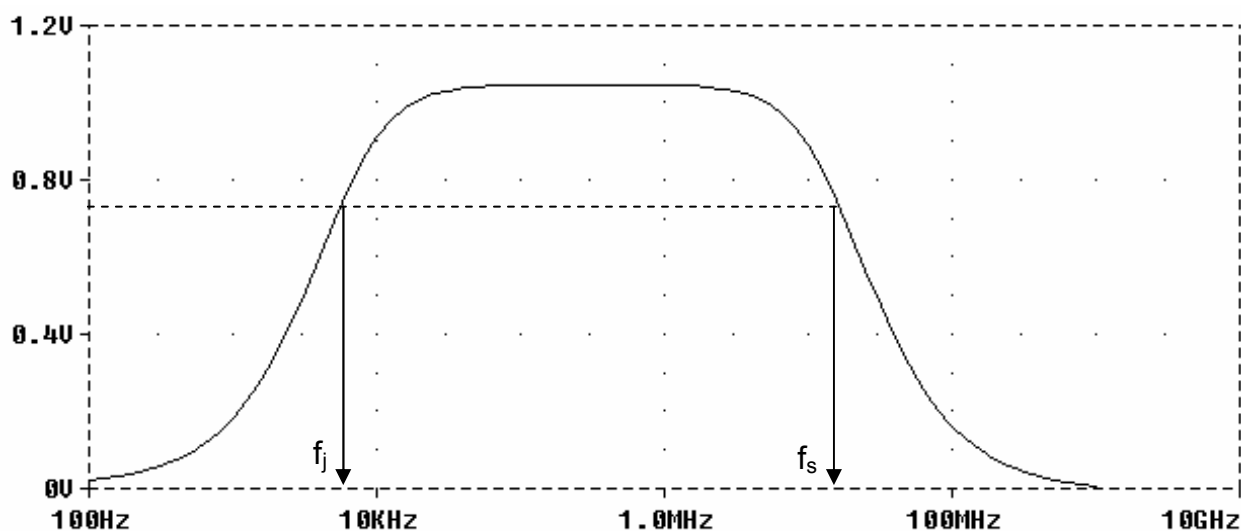


figura 92. Caracteristica de frecvență tipică unui amplificator

În figura 92 avem reprezentarea grafică a dependenței amplificării de frecvență. Graficul a fost obținut prin analiza PSPICE a unui etaj amplificator cu un tranzistor 2N2222A în conexiunea emitor comun. Se definește ca fiind banda amplificatorului intervalul de frecvențe:

$$B = f_s - f_j \quad (123)$$

în care semnalul de ieșire nu scade sub 70,7% ($= \frac{1}{\sqrt{2}} \times 100\%$) din valoarea maximă.

De remarcat că f_j este determinat în special de condensatoarele de cuplaj dintre etaje sau de condensatorul de decuplare al rezistenței din emitor, deci de componentele pasive ale circuitului, pe când f_s este determinat de parametrii de semnal mic ai tranzistoarelor, în special de capacitatea internă colector bază a tranzistoarelor bipolare.

În funcție de comportarea în frecvență amplificatoarele se clasifică în:

- **Amplificatoare de curent continuu** care au $f_j = 0$ și deci pot amplifica *semnale lent variabile în timp*, cum sunt cele provenite de la traductoarele de temperatură sau fotorezistențe.
- **Amplificatoare de audiofrecvență** care au $f_j = 20 \text{ Hz}$ și $f_s = 20 \text{ kHz}$ fiind utilizate la amplificarea semnalelor provenite de la traductoarele de sunet sau de la generatoarele de audiofrecvență.
- **Amplificatoare de bandă largă sau videofrecvență** care au o caracteristică de frecvență asemănătoare cu cea din figura 92, cu f_j de ordinul herților și f_s de ordinul zecilor de megaherți fiind utilizate în special în televiziune.
- **Amplificatoarele de radiofrecvență** lucrează de la frecvențe de ordinul zecilor de megaherți la frecvențe de ordinul gigaherților. Ele sunt în general **amplificatoare selective** caracteristica lor de frecvență având un maxim pronunțat și frecvențele f_j și f_s relativ apropiate.

Lărgimea de bandă mare implică distorsiuni liniare mici. Pe de altă parte, o bandă largă face ca amplificatorul să fie sensibil la o gamă largă de zgomote și perturbații, de la brum-ul de rețea (50Hz) până la perturbațiile produse de undele electromagnetice de foarte înaltă frecvență folosite în telecomunicații. Compromisul optim este ca banda amplificatorului să nu fie mai largă decât impun cerințele concrete ale aplicației date.

2. CONSIDERAȚII CU PRIVIRE LA ALEGEREA ETAJELOR COMPONENTE

Amplificatoarele de semnal mic sunt realizate cu TB sau TEC. Proprietățile amplificatoarelor elementare cu aceste dispozitive aflate într-una din cele trei conexiuni de bază au fost studiate anterior.

Pentru tratarea unitară a etajelor cu TEC și TB definim transconductanța TB ca fiind:

$$g_m = \frac{\beta}{r_{BE}} = \frac{1}{r_{EE}}$$

Cu aceasta putem sintetiza în tabelul de mai jos principalii parametri ai etajelor de amplificare cu un singur tranzistor. Sunt prezentate amplificarea de tensiune și valorile rezistențelor de intrare și ieșire pentru toate conexiunile posibile cu TB și TEC.

Amplificatoarele de semnal mic nu trebuie de obicei să încarce sursa de semnal, de aceea este de dorit ca rezistența de intrare a amplificatorului să fie mare. Se constată din tabel că această cerință este satisfăcută numai de TB în conexiunea CC și FET în conexiunea SC sau DC, deoarece R_G , rezistența de polarizare a porții, poate fi oricât de mare (atenție la zgomotul pe care o rezistență foarte mare îl

generează chiar la intrarea amplificatorului). Dar tocmai aceste conexiuni (cu excepția conexiunii SC) au amplificarea subunitară.

conexiunea	a_v	R_i	R_o
EC	$-g_m \times R_C$	r_{be}	R_C
BC	$g_m \times R_C$	r_{be} / β	R_C
CC	1	$r_{be} + (\beta + 1) \times R_E$	r_{be} / β
SC	$-g_m \times R_D$	R_G	R_D
GC	$g_m \times R_D$	$R_S // g_m^{-1}$	R_D
DC	$g_m \times R_S / (1 + g_m \times R_S)$	R_G	$R_S // g_m^{-1}$

Pentru a asigura o amplificare de tensiune considerabilă și o rezistență de intrare mare în același timp este nevoie de două etaje cel puțin:

- *Primul trebuie să asigure o rezistență de intrare mare, amplificarea lui de tensiune ne fiind importantă.*
- *Al doilea realizează amplificarea în tensiune a semnalului.*

Din acest punct de vedere al doilea etaj trebuie să fie conform tabelului EC, BC, SC, GC.

Dacă sursa de semnal de la intrare poate fi încărcată în curent se poate folosi ca etaj de intrare conexiunea EC sau BC deoarece asigură o bună amplificare în tensiune.

3. CONEXIUNEA CC-EC

În figura 93 este prezentată schema de principiu a acestui montaj. Primul tranzistor în conexiune CC asigură o rezistență mare de intrare și amplificarea în curent a semnalului de intrare, al doilea (EC) realizează amplificarea în tensiune. Cele două etaje pot fi cuplate direct, fără condensator de cuplaj, ceea ce asigură o comportare bună la frecvențe joase. În schema echivalentă de semnal mic cele două etaje au fost modelate prin surse de tensiune comandate. Acest lucru este posibil deoarece sursele de curent prin care se modelează de obicei tranzistoarele se pot echivala, așa cum am arătat în capitolul introductiv, cu surse de tensiune (modelul Thevenin).

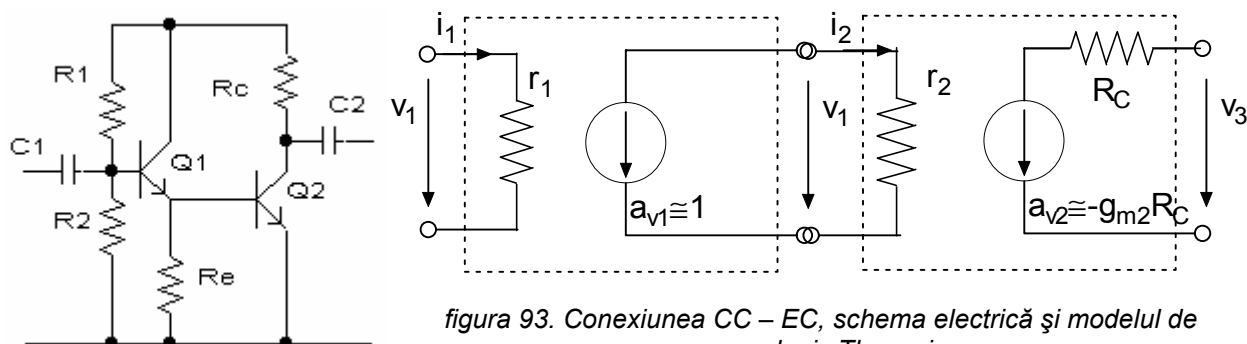


figura 93. Conexiunea CC – EC, schema electrică și modelul de semnal mic Thevenin

Deoarece rezistența de intrare a repetorului pe emitor este foarte mare,

$$r_1 \approx R_1 \parallel R_2.$$

Amplificarea în tensiune a primului etaj este practic unitară iar rezistența de ieșire,

$$r_{O1} = \frac{r_{BE1}}{\beta + 1} \parallel R_e$$

poate fi neglijată dacă β este suficient de mare. Prin urmare, la intrarea celui de al doilea etaj se aplică aproape toată tensiunea de intrare și amplificarea de tensiune va fi:

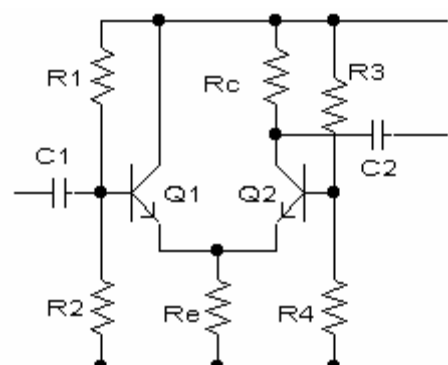
$$a_v = \frac{v_3}{v_1} = -g_{m2} \times R_c$$

– Rezistența de ieșire este R_c deoarece putem neglija rezistența internă colector emitor a tranzistorului.

În concluzie această conexiune asigură aceeași amplificare și aceeași rezistență de ieșire ca și conexiunea EC dar are o rezistență de intrare mai mare, bineînțeles în ipoteza în care R_1 și R_2 au valori mari.

4. CONEXIUNEA CC – BC (PERECHEA CU CUPLAJ PE EMITOR)

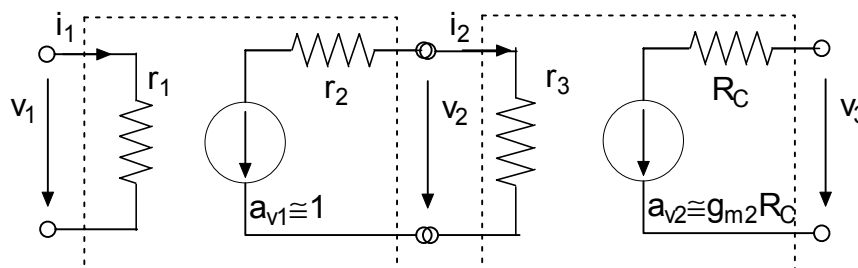
Figura 94 prezintă schema de principiu și schema echivalentă de semnal mic a acestui montaj. Spre deosebire de cazul configurației de la paragraful anterior rezistența de ieșire a primului etaj nu mai poate fi neglijată, datorită rezistenței mici de intrare a montajului BC.



$$r_2 = \frac{r_{BE1}}{\beta + 1} \parallel R_e$$

Rezistența de intrare în etajul BC este:

$$r_3 = \frac{r_{BE2}}{\beta + 1} \parallel R_e$$



Dacă tranzistoarele sunt polarizate la același curent de colector:

$$r_{BE2} \approx r_{BE1}$$

și:

$$r_2 = r_3$$

figura 94. Conexiunea CC – BC, schema electrică și modelul de semnal mic Thevenin

Prin urmare:

$$v_2 \cong \frac{r_3}{r_2 + r_3} v_1 = \frac{v_1}{2}$$

Amplificarea totală de tensiune va fi:

$$a_v = \frac{v_3}{v_1} = \frac{g_{m2} R_C}{2}$$

Rezistența de ieșire este R_C , iar rezistența de intrare se determină în felul următor:

- Rezistența echivalentă din emitorul Q_1 este

–

$$R_{ech} = R_e // (r_{be2} / \beta) \cong (r_{be2} / \beta)$$

- Rezistența de intrare în Q_1 va fi

–

$$R_{iQ1} = r_{be1} + (\beta + 1) \times (r_{be2} / \beta) \cong r_{be1} + r_{be2}$$

- Rezistența de intrare va fi deci:

–

$$r_1 = R_1 // R_2 // R_{iQ1}.$$

- Dacă R_1 și R_2 au valori mari rezistența de intrare va fi

$$r_1 = r_{be1} + r_{be2}$$

În concluzie această conexiune asigură jumătate din amplificarea conexiunii BC și aceeași rezistență de ieșire, dar are o rezistență de intrare aproximativ dublă față de conexiunea EC. Q_1 amplifică de aprox. β ori curentul de intrare, amplificarea de tensiune fiind asigurată de Q_2 . Lucrând în conexiune BC acest montaj are o caracteristică de frecvență mai bună decât conexiunea EC după cum se va demonstra în capitolul următor în care se va face analiza comportării în frecvență a amplificatoarelor de semnal mic.

5. CONEXIUNEA CC – CC (DARLINGTON)

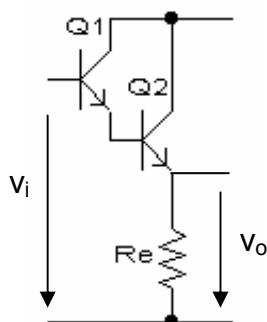


figura 95. Conexiunea CC – CC

Schema acestei conexiuni este dată în figura 95 și datorită simplității ei analiza se poate face direct, fără a apela la schema echivalentă de semnal mic.

Ambele tranzistoare lucrează ca repetoare pe emitor deci:

$$a_v \cong 1$$

Rezistența de ieșire se determină în felul următor:

- Rezistența care se vede privind dinspre emitorul Q1 spre intrare, cu sursa de semnal în scurt este r_{BE1}/β_1
- Rezistența care se vede privind dinspre emitorul Q2 spre intrare va fi prin urmare:

$$r = \frac{\frac{r_{BE1}}{\beta_1} + r_{BE2}}{\beta_2} \cong \frac{r_{BE2}}{\beta_2}$$

- Rezistența de ieșire va fi această rezistență în paralel cu R_e , deci, cu o bună aproximație:

$$r_o = R_e \parallel \frac{r_{BE2}}{\beta_2}$$

Rezistența de intrare se poate calcula în următorii pași:

- Rezistența echivalentă din emitorul lui Q1 este:

$$R_{ech} = r_{BE2} + \beta_2 R_e$$

- Rezistența de intrare va fi prin urmare:

$$r_{BE1} + \beta_1(r_{BE2} + \beta_2 R_e)$$

deci:

$$r_i > \beta_1 \beta_2 R_e$$

În concluzie această conexiune cu toate că are amplificarea de tensiune ușor subunitară, este o sursă aproape ideală de tensiune deoarece rezistența de intrare este foarte mare iar rezistența de ieșire foarte mică. El este folosit ca etaj tampon, (buffer) sau adaptor de impedanță, între o sursă slabă de semnal și un amplificator cu amplificare mare de tensiune dar cu rezistență de intrare mică.

Datorită reacției negative produse de R_e , liniaritatea acestui amplificator este mai bună decât a conexiunilor discutate anterior astfel încât el se folosește și ca amplificator de semnal mare. În această situație interesează amplificarea în curent:

$$a_i = \frac{I_{E2}}{I_{B1}} = \frac{(\beta_2 + 1)I_{B2}}{I_{B1}} = \frac{(\beta_2 + 1)I_{C1}}{I_{B1}} = \beta_1(\beta_2 + 1)$$

De obicei Q_2 este un tranzistor de putere, capabil să conducă curenți mari. Factorul de amplificare în curent al acestor tranzistori este relativ mic (de ordinul zecilor). Cu ajutorul Q_1 , acest neajuns este înlăturat. El fiind un tranzistor de putere medie sau mică, β_1 este mare sau foarte mare. Prin urmare produsul $\beta_1\beta_2$ este foarte mare și deci o sursă de semnal de putere mică poate asigura prin intermediul acestui montaj debitarea unei puteri considerabile în rezistența de sarcină.

6. CONEXIUNEA EC-BC (CASCODA)

Această conexiune prezentată în figura 96 este foarte des utilizată în aplicații de înaltă frecvență. Analiza de semnal mic a acestui circuit se va face pe schema echivalentă fără a înlocui etajele, explicit, cu surse de tensiune comandate.

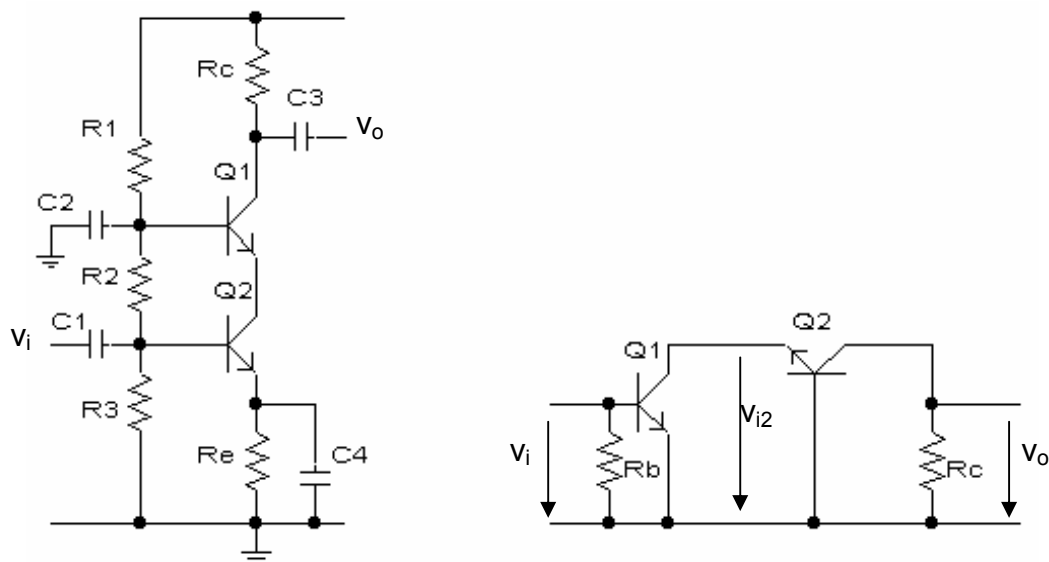


fig. 96 Amplificatorul cascodă

$$R_b = R_3 // R_2$$

și dacă este suficient de mare, rezistența de intrare în montaj este:

$$r_i = r_{BE}$$

Deoarece lucrează la același curent de colector, parametrii de semnal mic ai celor doi tranzistori sunt identici, dacă tranzistoarele sunt de același tip. Prin urmare rezistența de sarcină pentru Q₁ este

$$\frac{r_{BE2}}{\beta_2} = \frac{r_{BE}}{\beta}$$

În consecință

$$v_{i2} = -g_m \frac{r_{BE}}{\beta} v_i$$

și deoarece $g_m = \frac{\beta}{r_{BE}}$ rezultă:

$$v_{i2} = -v_i$$

Deci toată amplificarea de tensiune a montajului este asigurată de cel de al doilea tranzistor. Acesta lucrează în BC deci amplificarea lui și a întregului montaj (ținând cont și de inversarea de semnal introdusă de Q₁) va fi :

$$a_v = -g_m \times R_c$$

Rezistența de ieșire a montajului este evident R_c.

În concluzie această conexiune îmbunătățește performanțele conexiunii BC. Deși are aceeași amplificare și rezistență de ieșire, rezistența de intrare a montajului cascodă este de β ori mai mare decât a montajului BC. Se utilizează la frecvențe mari deoarece efectul Miller este foarte slab, datorită amplificării aproximativ unitare a primului etaj.

7. CONEXIUNEA SC-EC (ETAJ DE INTRARE CU FET)

În conexiunile prezentate până acum primul tranzistor avea rolul de a asigura o rezistență mare de intrare și de a amplifica curentul semnalului de intrare, fără a contribui la amplificarea de tensiune. Folosind în etajul de intrare un TEC în SC ca în figura 97, pe lângă rezistența foarte mare de intrare caracteristică TEC, se poate obține și amplificarea de tensiune în primul etaj.

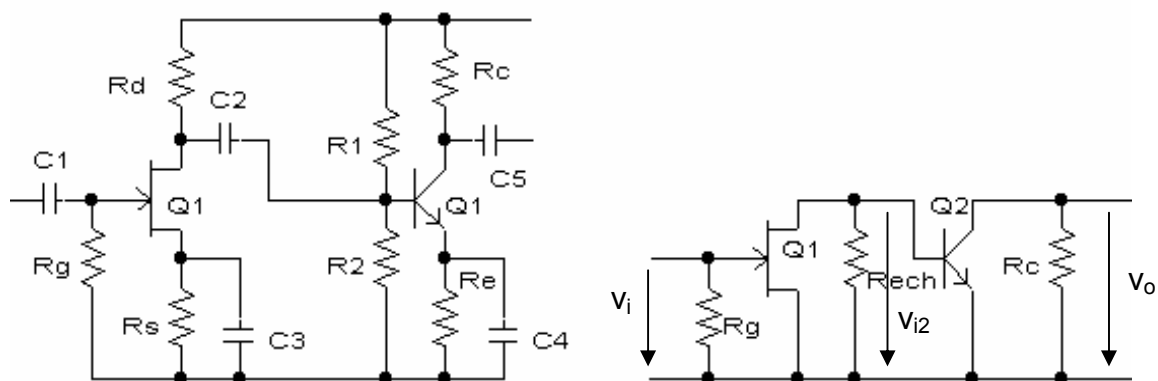


figura 97. Etaj de intrare cu TEC

Rezistența de intrare a montajului este practic R_g care este uzual de ordinul megaohmilor. Rezistența de ieșire este R_c.

Pentru calculul amplificării determinăm:

- $R_{ech} = R_d \parallel R_1 \parallel R_2$, rezistența echivalentă din drena Q₁
- $R_S = R_{ech} \parallel r_{BE}$, rezistența de sarcină a primului etaj.
- $V_{i2} = -g_{m1} \times R_S \times V_i$
- $V_o = -g_{m2} \times R_c \times V_{i2}$

Amplificarea de tensiune a montajului va fi:

$$a_v = g_{m1} \times g_{m2} \times R_S \times R_c$$

În concluzie această conexiune are rezistența de intrare foarte mare și în același timp o amplificare de tensiune mai mare decât amplificarea etajelor componente.

Desigur, pot fi realizate și alte combinații de etaje cu un tranzistor pentru a realiza amplificatoare cu două sau mai multe etaje. Metoda de analiză prezentată în acest capitol este aplicabilă oricărei configurații care lucrează în condiții de semnal mic. De asemenea nu trebuie omis faptul că analiza propusă se bazează pe cel mai simplu model posibil de semnal mic pentru TB sau TEC. Prin urmare rezultatele obținute sunt aproximative și folosesc pentru aprecierea calitativă a circuitelor. O analiză mult mai precisă se poate face pe baza unor modele de semnal mic mult mai elaborate. În cazul acestor modele calculul algebric este mult mai complicat. De aceea o analiză precisă a circuitelor, în vederea proiectării, este recomandabil să se facă cu ajutorul unor programe specializate. Programul PSPICE de exemplu, se bucură de o largă răspândire și este și este mai mult decât recomandabilă utilizarea lui. Nu trebuie însă trecut cu vederea faptul că parametrii de semnal mic ai dispozitivelor semiconductoare nu se cunosc cu precizie. Acestea reprezintă date de intrare pentru orice program de simulare a circuitelor electronice. Cu toate că modelul de semnal mic este mult mai elaborat iar calculele sunt absolut precise, rezultatul prelucrării este aproximativ deoarece datele de intrare nu sunt cunoscute cu precizie. Producătorii de dispozitive dau în foile de catalog valori tipice și limite între care se încadrează acești parametri. Prin urmare, chiar și în cazul analizei computerizate a circuitelor electronice este nevoie de o analiză calitativă prealabilă pentru a putea aprecia valabilitatea rezultatelor raportată la limitele largi de variație ale parametrilor de semnal mic.

Capitolul VII

RĂSPUNSUL ÎN FRECVENȚĂ AL AMPLIFICATOARELOR

Prin răspuns în frecvență înțelegem modul în care se modifică amplificarea și defazajul dintre semnalul de intrare și cel de ieșire atunci când frecvența semnalului de intrare crește de la 0 la infinit.

După cum am precizat și la începutul capitolului anterior, amplificarea depinde de frecvența semnalului de intrare. Ea poate fi considerată constantă într-un domeniu limitat de frecvențe.

Se definește lărgimea de bandă ca fiind domeniul de frecvențe în care amplificarea nu scade la mai mult de 70,7% din valoarea ei maximă.

Dacă în loc de amplificare folosim câștigul pentru a caracteriza un amplificator atunci lărgimea de bandă este domeniul de frecvențe în care câștigul nu scade cu mai mult de 3dB.

Tabelul 1 arată relația dintre amplificare și câștig, iar tabelul 2 corespondența dintre câteva valori uzuale ale amplificării și câștigului.

Tabel 1

<i>Amplificare [mărime adimensională]</i>	<i>Câștigul [decibeli]</i>
<i>De tensiune a_v</i>	$G_{dB} = 20 \log_{10} a_v$
<i>De curent a_i</i>	$G_{dB} = 20 \log_{10} a_i$
<i>De putere P_o/P_i</i>	$G_{dB} = 10 \log_{10} (P_o/P_i)$

Tabel 2

<i>Amplificarea</i>	<i>Câștigul [dB]</i>
0,5	-6
0,707	-3
1	0
2	6
10	20
100	40
1000	60
10000	80
100000	100

Se poate observa din tabelul 2 că pentru amplificare subunitară (atenuare) corespunde un câștig negativ iar pentru amplificare unitară câștigul este 0.

Lărgimea de bandă este :

$$B = f_s - f_j$$

Unde:

- f_s este frecvența limită superioară, pentru care câștigul scade la ($G_{\max} - 3\text{dB}$). Valoarea ei este determinată de capacitățile parazite din circuit și de parametrii de semnal mic ai dispozitivelor electronice.
- f_j este frecvența limită inferioară, pentru care câștigul crește peste valoarea ($G_{\max} - 3\text{dB}$). Valoarea ei este determinată de condensatoarele de cuplare și de decuplare care apar în circuitele de amplificare. De aceea pentru obținerea unor amplificatoare de curent continuu ($f_j = 0$) trebuie evitată folosirea condensatoarelor și deci atât sursa de semnal cât și etajele amplificatorului trebuie să fie cuplate direct. Această cerință exclude posibilitatea de a polariza separat tranzistoarele din două etaje diferite deci PSF al oricărui tranzistor poate influența PSF al oricărui alt tranzistor din montaj.

Până la urmă studiul răspunsului în frecvență se rezumă la studiul unor circuite R-C.

1. FILTRU R-C DE TIP TRECE – JOS

Așa cum un rezistor este caracterizat de rezistența lui, condensatorul este caracterizat în curent alternativ de reactanța lui capacivă

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (124)$$

care este de natura unei rezistențe, se măsoară în ohmi, dar depinde de frecvență prin termenul:

$$\omega = 2\pi f \quad (125)$$

Analitic, relația dintre curentul prin condensator și tensiunea la bornele sale este dată de relația:

$$i = C \times \frac{du}{dt} \quad (126)$$

Dacă tensiunea aplicată este alternativ sinusoidală, de pulsație ω :

$$u = U_{\max} \sin \omega t \quad (127)$$

Din relația 126 rezultă:

$$i = C \times \omega U_{\max} \cos \omega t = \frac{U_{\max}}{X_C} \times \cos \omega t \quad (128)$$

Din relațiile (127) și (128) se poate constata că tensiunea de pe condensator este defazată cu 90° față de curentul prin condensator (dacă tensiunea este sinusoidală, curentul variază cosinusoidal). Pentru a ține cont de acest efect de defazare în relația (124) trebuie să introducem operatorul j (care în electrotehnică

înseamnă defazaj de 90^0) și expresia reactanței capacitive se va scrie sub formă complexă:

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (129).$$

Filtrul trece – jos cu o rezistență și un condensator este prezentat în figura 98. Se poate remarca faptul că R și C formează un divizor de tensiune. Tensiunea de pe C va fi cu atât mai mare cu cât X_C va fi mai mare, deci cu cât frecvența este mai mică. Prin urmare frecvențele înalte vor fi atenuate mai mult decât frecvențele joase, de aceea circuitul se numește filtru trece jos. În curent continuu sau la frecvențe foarte mici X_C tinde la infinit și deci :

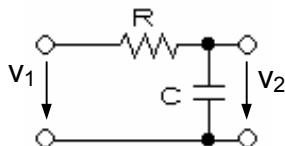


figura 98. Filtru trece - jos

$$V_2 = V_1$$

La frecvențe foarte mari X_C tinde spre zero deci:

$$V_2 = 0$$

Se consideră ca fiind frecvența limită superioară, sau , banda de trecere a filtrului, frecvența f_0 pentru care :

$$|V_2| = \frac{1}{\sqrt{2}} \times |V_1| = 0,707 |V_1| \quad (130)$$

Pentru determinarea acestei frecvențe vom scrie funcția de transfer a divizorului de tensiune:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{X_C}{R + X_C} \quad (131)$$

care pe baza relației (129) devine:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + j\omega CR} \quad (132)$$

Pentru a satisface relația (130) trebuie ca:

$$\omega CR = 1 \quad (133)$$

și prin urmare:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (134)$$

Defazajul introdus la această frecvență este:

$$\varphi = \arctg\left(\frac{1}{1}\right) = 45^0 \quad (135)$$

În figura 99 este prezentat graficul caracteristicii de frecvență a unui FTJ cu rezistența de 1k și condensatorul de 1nF.

Pentru a acoperi o gamă largă de frecvențe este nevoie ca pe axa x reprezentarea să se facă în scară logaritmică.

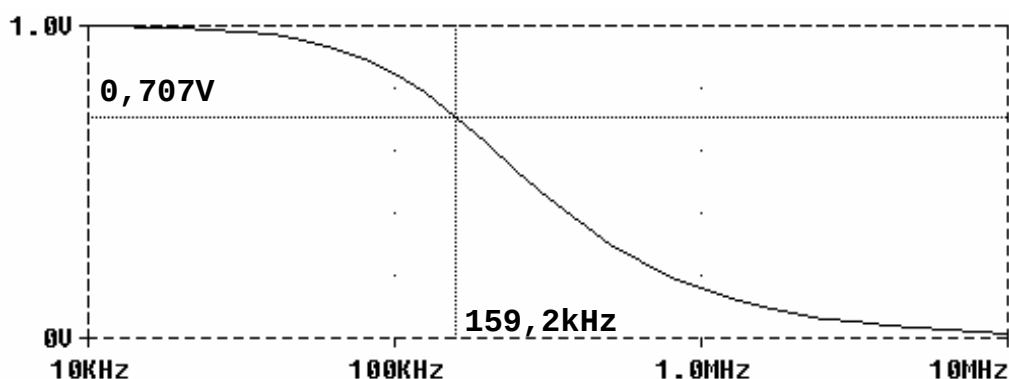


figura 99. Graficul caracteristicii de frecvență al filtrului trece-jos.

2. FILTRU R-C DE TIP TRECE – SUS

Dacă în circuitul din figura 98 se schimbă locul rezistenței cu al condensatorului obținem filtrul trece sus din figura 99. La frecvențe mici reactanța capacitivă este pe baza relației (129) mare, deci semnalul de intrare va fi mult atenuat. Pe măsură ce frecvența crește, reactanța scade și la limită, când $f \rightarrow \infty$, semnalul de intrare va trece neatenuat. Din aceste motive filtrul se numește trece sus.

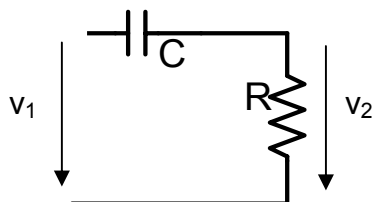


figura 99. Filtru trece sus

Prin aceeași metodă prin care am determinat frecvența de tăiere a FTJ putem demonstra că:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR} \quad (136)$$

și prin urmare:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (137)$$

Deși frecvența de tăiere a FTS are aceeași expresie cu a FTJ, semnificația ei este diferită:

- în cazul FTJ, f_0 reprezintă **frecvența până la care semnalul trece prin filtru** ne fiind atenuat la mai puțin de 70% din valoarea inițială
- în cazul FTS, f_0 reprezintă **frecvența de la care semnalul poate trece prin filtru** fără a suferi o atenuare mai mare de 70% din valoarea inițială

În figura 100 este prezentat graficul caracteristicii de frecvență al FTS pentru aceleași valori R-C ca și în cazul FTJ. Evident, frecvența de tăiere va fi aceeași.

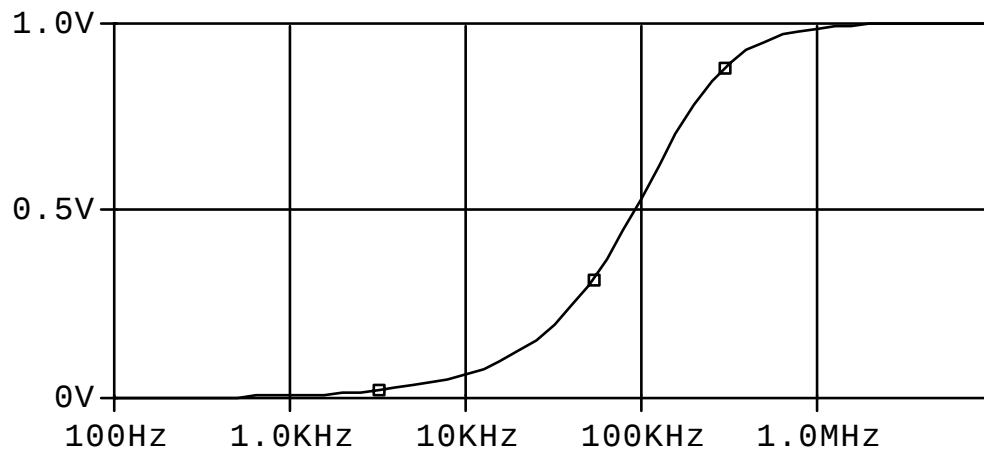


figura 100. Graficul caracteristicii de frecvență al filtrului trece-sus

3. DETERMINAREA FRECVENȚEI LIMITĂ INFERIOARE

Pentru exemplificare vom considera un etaj în conexiune EC cu rezistența din emitor decuplată în curent alternativ care lucrează pe rezistența de sarcină R_s .

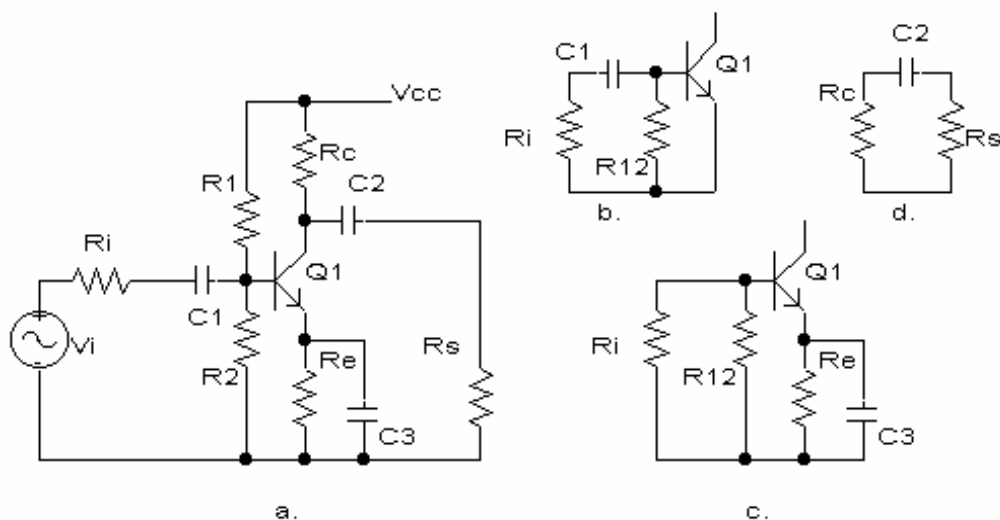


figura 100. a). Etaj cu TB în conexiune EC. b). schema echivalentă pentru evaluarea efectului C_1 . c). schema echivalentă pentru evaluarea efectului C_3 d). schema echivalentă pentru evaluarea efectului C_2

Modul de lucru este următorul:

- Se consideră pe rând fiecare condensator ca fiind singurul din circuit, ceilalți se consideră scurtcircuitați.
- Se calculează rezistența echivalentă pe care o vede la bornele sale condensatorul respectiv, considerând sursa de semnal de la intrare în scurt.
- Se determină frecvența de tăiere dată de fiecare condensator
- Cea mai mare dintre frecvențele astfel obținute este frecvența limită de jos a montajului.

Să considerăm pentru circuitul din figura 100 următorul exemplu numeric:

$$R_i=1k; R_1=40k; R_2=10k; R_C=4k; R_E=2k; R_S=2,2k$$

$$C_1= 10\mu F; C_2=1\mu F; C_3=20\mu F$$

$$\beta = 100; V_{CC} = 20V$$

efectul C_1

Considerăm mai întâi efectul condensatorului de cuplaj din bază. Din figura 100.b. se determină rezistența echivalentă la bornele C_1 ca fiind

$$R_{ech1} = R_i + R_{12} \parallel r_{be}$$

unde R_{12} este rezistența echivalentă a divizorului din bază,

$$R_{12} = R_1 \parallel R_2 = 40k \parallel 10k = 8k$$

iar r_{BE} se poate determina după determinarea curentului de colector:

$$r_{be} = \frac{\beta \times V_T}{I_C}; I_C = \frac{V_E}{R_E}; V_E = V_B - 0,65V; V_B = 20 \times \frac{10}{10 + 40} = 4V \Rightarrow V_E = 3,35V \Rightarrow$$

$$I_C = 1,675mA \Rightarrow r_{be} = 1,6k.$$

$$R_{ech1} = 1k + 8k \parallel 1,6k = 2,3k$$

Prin urmare frecvența limită dată de C_1 este

$$f_{jC1} = \frac{1}{2\pi R_{ech1} C_1} = 6,9Hz$$

Analiza pe calculator a circuitului cu programul PSPICE dă valoarea de 6,74Hz. Observați precizia foarte bună a acestei metode aproximative de analiză.

efectul C_2

Efectul condensatorului de cuplaj de la ieșire se poate determina din figura 100d

$$R_{ech2} = R_C + R_S = 6,2k$$

$$f_{jC2} = \frac{1}{2\pi R_{ech2} C_2} = 25,68Hz$$

(prin analiza PSPICE obținem 25,58Hz)

efectul C_3

În figura 100c avem schema echivalentă pentru calculul rezistenței echivalente văzute de condensatorul de decuplare din emitor.

Rezistența echivalentă din bază este

$$R_B = R_i \parallel R_{12} = 0,9K$$

Dinspre emitor înspre bază rezistența echivalentă este

$$R_e = \frac{R_B + r_{BE}}{\beta} = 25\Omega$$

Rezistența echivalentă văzută de C_3 va fi deci:

$$R_{ech3} = R_e \parallel R_E \cong 25\Omega$$

Prin urmare:

$$f_{jC3} = \frac{1}{2\pi R_{ech3} C_3} = 318,47\text{Hz}$$

(față de 321,17 dat de analiza PSPICE).

Dacă valorile f_{jC1} , f_{jC2} , f_{jC3} , sunt mult diferite se poate considera că frecvența limită de jos este:

$$f_j = \max(f_{jC1}, f_{jC2}, f_{jC3}) \quad (138)$$

În cazul exemplului nostru, frecvența limită de jos va fi:

$$f_j = \max(6,9 ; 25,68 ; 318,47) = 318,47\text{Hz}$$

Se poate remarca apropierea dintre rezultatele date de calculul aproximativ (făcut cu neglijarea curentului de bază, neglijarea R_E față de R_e și aproximarea cu 0,65V a tensiunii BE) și rezultatele analizei PSPICE făcute pe calculator.

Dacă determinăm prin analiză PSPICE frecvența limită inferioară, luând în considerare **efectul simultan al celor 3 condensatori** vom obține **$f_j = 328,11\text{Hz}$** . Prin urmare metoda de analiză prezentată în acest paragraf a dat o eroare de numai 2,9%. Această precizie este mai mult decât satisfăcătoare având în vedere faptul că valorile rezistoarelor obișnuite (ne mai vorbind de condensatoarele electrolitice sau parametrii TB) nu se cunosc (dacă nu se măsoară bucată cu bucată) cu o precizie mai bună de 10%.

Dacă valorile f_{jC1} , f_{jC2} , f_{jC3} sunt apropiate f_j va fi mai mare decât valoarea dată de relația (138). Calculul exact este foarte laborios și este rezonabil să se facă pe calculator.

Exemplul numeric prezentat pune în evidență câteva aspecte importante ale analizei comportării în frecvență a amplificatoarelor cu TB în conexiunea EC:

— de regulă, datorită rezistenței echivalente foarte mici pe care o are în paralel, **condensatorul de decuplare din emitor determină frecvența limită inferioară a montajului.**

— condensatorul care cuplează sursa de semnal la intrarea amplificatorului are un efect redus asupra răspunsului în frecvență **dacă rezistența de intrare în montaj este mare.**

— condensatorul care cuplează sarcina sau etajul următor la ieșirea amplificatorului are un efect redus asupra răspunsului în frecvență **dacă rezistența de sarcină (rezistența de intrare în etajul următor) este mare.**

— pentru realizarea unui amplificator de curent continuu ($f_j = 0$) este necesar ca să nu avem nici un condensator în circuit.

4. SCHEMA ECHIVALENTĂ DE SEMNAL MIC A TRANZISTOARELOR PENTRU FRECVENȚE MARI DE LUCRU

Modelele de semnal mic pentru tranzistoare, utilizate până acum nu pot explica scăderea amplificării la frecvențe mari de lucru. De aceea este necesar a completa modelul cu acele elemente care pot explica comportarea tranzistoarelor la frecvențe mari.

În figura 101 este prezentat modelul de semnal mic pentru frecvențe mari al TB. Se poate remarca faptul că spre deosebire de modelul introdus inițial, în această schemă echivalentă apar 3 elemente suplimentare:

- C_{BE} , capacitatea internă a joncțiunii bază - emitor, are valori uzuale de ordinul zecilor de picofarazi
- C_{CE} , capacitatea internă dintre colector și emitor, de valoare foarte mică, în jurul a un picofarad.
- C_{BC} , capacitatea internă a joncțiunii colector – bază, de ordinul picofarazilor.

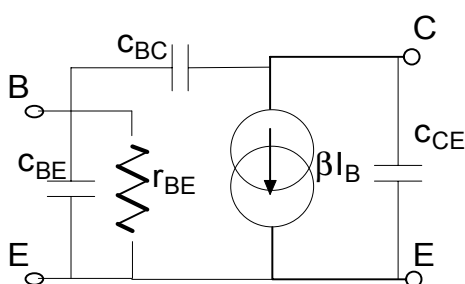


figura 101. Model de semnal mic pentru TB

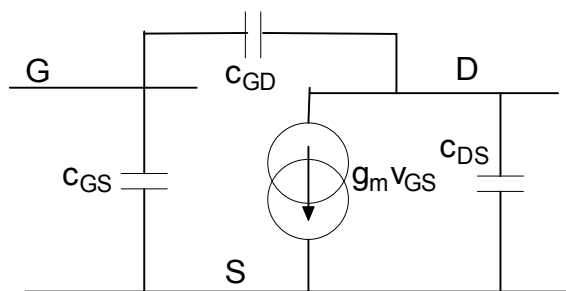


figura 102. Model de semnal mic pentru TEC

În figura 102 este prezentat modelul de semnal mic pentru frecvențe mari al TEC. Se poate remarca faptul că spre deosebire de modelul introdus inițial, în această schemă echivalentă mai apar 3 condensatori:

- C_{GS} , capacitatea internă grilă - sursă care are valori uzuale de ordinul picofarazilor
- C_{GD} , capacitatea internă grilă – drenă, care are valori comparabile cu C_{GS} .
- C_{DS} , capacitatea internă drenă - sursă, cu valori sub un picofarad.

Din figura 101 și 102 este evident că toate condensatoarele aflate în paralel cu calea de semnal (C_{BE} , C_{CE} respectiv C_{GS} , C_{DS}) vor reduce amplificarea circuitelor cu tranzistoare la frecvențe mari, deoarece, împreună cu rezistențele din circuit vor forma filtre de tip trece-jos.

Nu este deloc evident, ce efect au C_{BC} respectiv C_{GD} asupra amplificării. Ele sunt legate între intrare și ieșire, sunt, cu alte cuvinte, **condensatoare de reacție**.

Pentru a demonstra efectul acestor capacități asupra amplificării circuitelor cu tranzistori, vom determina impedanța de intrare a circuitului din figura 103.

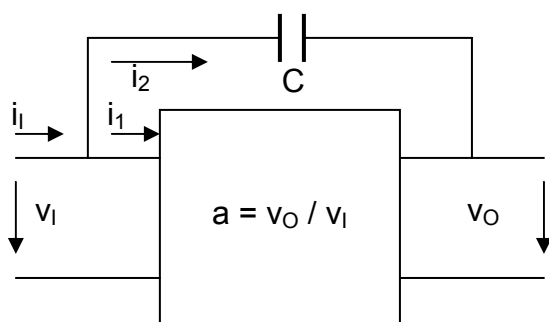


fig 103 Determinarea efectului capacității de reacție asupra impedenței de intrare

$$I_I = I_1 + I_2 \quad (139)$$

$$I_1 = \frac{V_I}{Z_I} \quad I_1 = \frac{V_I}{R_I} \quad (140)$$

unde prin Z_I am notat impedența de intrare a circuitului, iar prin R_I rezistența de intrare a circuitului, fără condensator de reacție.

$$I_2 = \frac{V_I - V_O}{X_C} = \frac{(1-a)V_I}{X_C} \quad (141)$$

Înlocuind în relația (139) expresiile curenților date de relațiile (140) și (141) obținem:

$$\frac{V_I}{Z_I} = \frac{V_I}{R_I} + \frac{(1-a)V_I}{X_C} \Leftrightarrow \frac{1}{Z_I} = \frac{1}{R_I} + \frac{1}{\frac{X_C}{1-a}} \Leftrightarrow \frac{1}{Z_I} = \frac{1}{R_I} + \frac{1}{\omega(1-a)C} \quad (142)$$

Relația (142) se poate citi în felul următor:

Impedanța de intrare a circuitului din figura 103 este formată din rezistența de intrare pe care o avea circuitul fără reacție în paralel cu un condensator de valoare $(1-a)C$.

Acesta este **efectul Miller** la intrarea circuitului iar condensatorul echivalent de la intrare este condensatorul Miller:

$$C_{Mi} = (1-a)C \quad (143)$$

Într-un mod absolut similar se poate demonstra efectul Miller asupra impedenței de ieșire a circuitului:

Impedanța de ieșire a circuitului din figura 103 este formată din rezistența de ieșire pe care o avea circuitul fără reacție, în paralel cu un condensator de valoare $(1-\frac{1}{a})C$.

Acesta este **efectul Miller** la ieșirea circuitului iar condensatorul echivalent de la ieșire este condensatorul Miller:

$$C_{Mo} = \left(1 - \frac{1}{a}\right)C \quad (144)$$

Având în vedere efectul Miller, putem studia răspunsul în frecvență al circuitelor din figura 101 respectiv 102 pe circuitele echivalente din figura 104 respectiv 105.

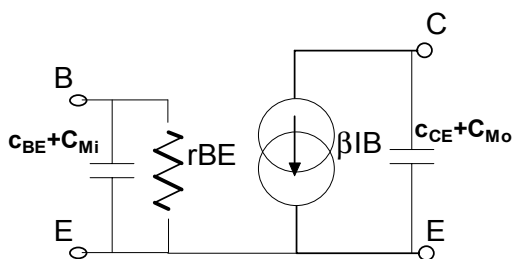


figura 104. Circuit echivalent pentru TB la frecvențe mari

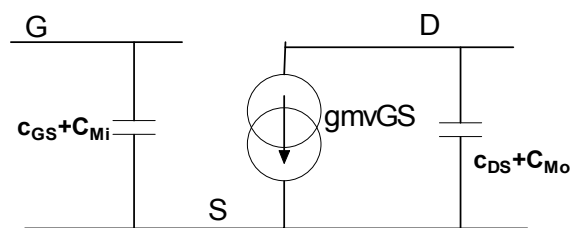


figura 105. Circuit echivalent pentru TEC la frecvențe mari

Utilizând aceste circuite ca model de semnal mic, putem trece la determinarea frecvenței limită superioare a amplificatoarelor cu TB sau TEC.

5. DETERMINAREA FRECVENȚEI LIMITĂ SUPERIOARE

Pentru exemplificarea metodei, considerăm din nou amplificatorul cu TB din figura 100 cu următoarele valori ale capacităților interne :

$$C_{BE} = 36pF \quad C_{BC} = 4pF \quad C_{CE} = 1pF$$

Celelalte componente au valorile date în paragraful 3.

Pentru a utiliza modelul din figura 104 este nevoie să determinăm capacitățile Miller de la intrare și ieșire. În acest scop vom determina mai întâi amplificarea de tensiune a circuitului la frecvențe medii. Fiind vorba de o conexiune EC, amplificarea în tensiune va fi :

$$a = -g_m R_{CECH} = -\frac{\beta}{r_{BE}} \times \frac{R_C R_S}{R_C + R_S} = \frac{100}{1,6k} \times \frac{4k \times 2,2k}{6,2k} = -88,7$$

Capacitățile Miller de la intrare și ieșire vor fi prin urmare :

$$C_{Mi} = (1-a)C_{BC} = 89,7 \times 4 = 358,8pF \quad C_{Mo} = \left(1 - \frac{1}{a}\right)C_{BC} = 1,01 \times 4 = 4,04pF$$

$$C_1 = C_{BE} + C_{Mi} = 36 + 358,8 = 394,8pF \quad C_2 = C_{CE} + C_{Mo} = 1 + 4,04 = 5,04pF$$

Putem acum desena schema echivalentă la frecvențe mari a circuitului. Utilizând modelul din figura 104, obținem circuitul din figura 106.

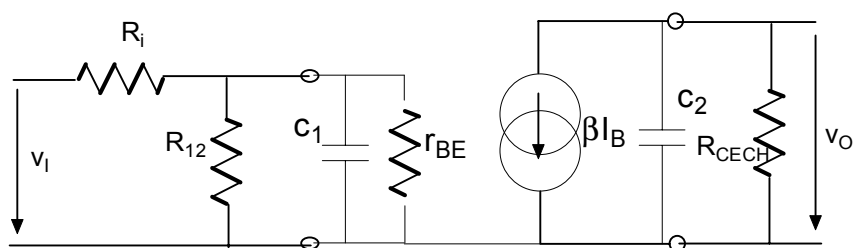


figura 106. Schema echivalentă la frecvențe mari

La fel ca și în cazul determinării răspunsului la frecvențe joase, vom analiza efectul celor două condensatoare luate separat. Când se urmărește efectul unuia, celălalt este considerat o întrerupere de circuit (sau scos din montaj).

Efectul lui C_1

Determinăm rezistența echivalentă la bornele condensatorului de la intrare, cu sursa de la intrare în scurtcircuit:

$$R_{ECH} = R_i \parallel R_{12} \parallel r_{BE} = 1k \parallel 8k \parallel 1,6k = 0,57k$$

Frecvența de tăiere dată de C_1 va fi :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_{ECH} C_1} = 704kHz$$

Efectul lui C_2

Determinăm rezistența echivalentă la bornele condensatorului de la ieșire, cu sursa de la intrare în scurtcircuit:

$$R_{CECH} = \frac{4 \times 2.2}{6.2} = 1,4K$$

Frecvența de tăiere dată de C_2 va fi :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_{CECH} C_2} = 2200kHz$$

Dacă frecvențele de tăiere date de cei doi condensatori sunt de valori depărtate, atunci frecvența limită de sus va fi dată de relația :

$$f_S = \min (f_1, f_2) \quad (145)$$

Pentru exemplul nostru concret această frecvență este 704kHz.

Acest exemplu numeric scoate în evidență câteva aspecte valabile în general pentru amplificatoarele cu TB în conexiune EC :

— **deși nu este cel mai mare dintre capacitățile interne, c_{BC} este cel care afectează cel mai tare răspunsul la înaltă frecvență.** Deoarece în această conexiune amplificarea în tensiune, a , este mare , un condensator mic între C și B, produce la intrare același efect ca un condensator de a ori mai mare pus în paralel cu intrarea. Cum a este de ordinul zecilor sau sutelor, efectul Miller este foarte puternic.

— **efectul Miller la ieșire este neglijabil în cazul acestei conexiuni**, deoarece dacă a este mare pe baza relației 144 rezultă $C_{Mo} \approx c_{BC}$ și deci condensatorul echivalent de la ieșire este mic față de cel de la intrare care este de cel puțin a ori mai mare.

În conexiunea BC, **capacitatea de reacție nu mai este c_{CB} ci c_{CE} .** Prin urmare **efectul Miller va fi mai slab**, deoarece c_{CE} este de câteva ori mai mic decât c_{BC} .

Din acest motiv, **amplificatorul în conexiune BC poate fi utilizat la frecvențe mai mari decât amplificatorul în conexiunea EC.**

Într-un mod absolut similar se pot analiza și amplificatoarele cu FET. Și în cazul lor apare efectul Miller. Deoarece amplificarea lor de tensiune este mai mică decât în cazul TB și efectul Miller va fi mai slab. De asemenea, capacitățile interne dintre electrozi sunt mai mici decât în cazul TB. Prin urmare **amplificatoarele cu FET au o comportare mai bună la frecvențe mari decât amplificatoarele cu TB.**

Frecvența limită superioară se poate determina experimental, vizualizând răspunsul circuitului la un semnal dreptunghiular. Forma tipică a răspunsului este dată în figura 107.

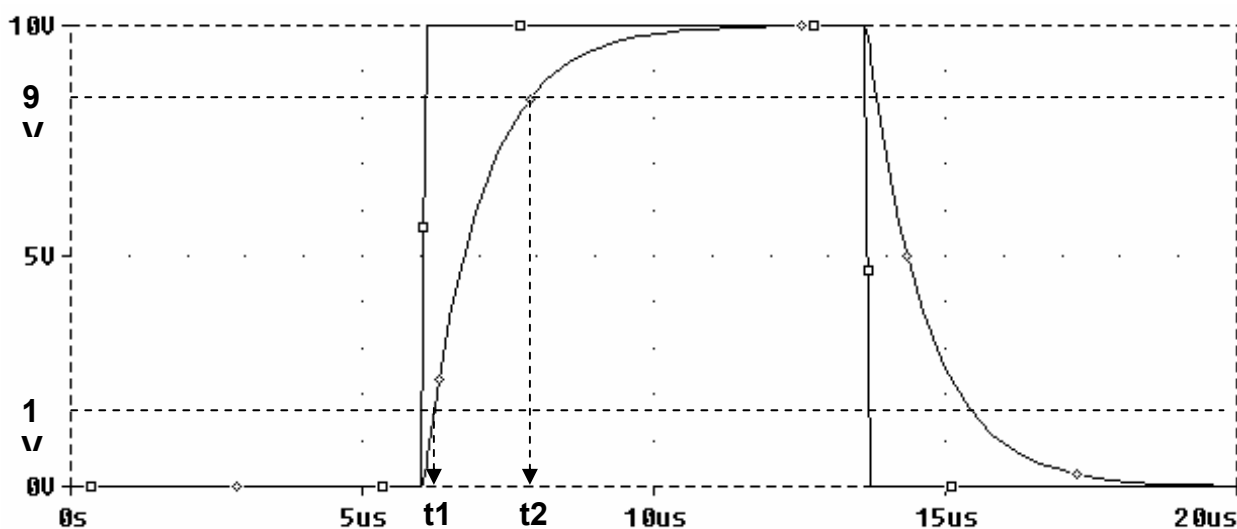


figura 107. Răspunsul amplificatoarelor la semnal dreptunghiular

Se definește **timpul de creștere al semnalului de ieșire** intervalul de timp:

$$t_r = t_2 - t_1$$

care reprezintă timpul în care semnalul crește de la 10% la 90% din valoarea finală.

Cu cât acest timp este mai mare cu atât frecvența limită superioară a amplificatorului este mai mică. Ea se poate determina cu relația:

$$f_s = \frac{0,35}{t_r} \quad (146)$$

Relația (146) ne dă o valoare mult mai precisă pentru frecvența limită superioară decât metoda de calcul prezentată în acest paragraf. În calculul făcut nu am ținut seama de capacitățile parazite dintre traseele circuitului realizat practic, care pot fi și ele de ordinul picofarazilor. De asemenea β scade pe măsura creșterii frecvenței și prin urmare scade și amplificarea în tensiune a etajelor cu TB.

Frecvența începând de la care β scade la mai puțin de 70% din valoarea de la frecvențe medii se poate determina cu relația :

$$f_\beta = \frac{f_T}{\beta} \quad (147)$$

unde f_T este frecvența la care factorul de amplificarea în curent al tranzistorului devine unitar. Această frecvență este una din datele de catalog importante ale tranzistoarelor.

De exemplu, pentru tranzistorul BC171, $f_T = 150\text{MHz}$ iar $\beta = 125 \dots 500$, conform datelor de catalog. Pe baza relația (147) putem aprecia $f_\beta = 300\text{kHz} \dots 1,2\text{MHz}$. Pentru a putea fi siguri pe comportarea circuitului la frecvențe mari nu se va utiliza acest tip de tranzistor decât la frecvențe mai mici decât 300kHz.

6. EFECTUL INTERCONECTĂRII ETAJELOR ASUPRA CARACTERISTICII DE FRECVENȚĂ

Prin interconectarea mai multor etaje identice, fiecare având frecvențele limită f_S și f_J va rezulta un amplificator **cu frecvența limită inferioară mai mare decât f_J și cu frecvența limită superioară mai mică decât f_S** , deci cu o bandă mai îngustă decât banda etajelor componente. Se poate demonstra că pentru n etaje identice cuplate în cascadă:

$$f_{Jtot} = f_J / (2^{1/n} - 1)^{1/2} \quad (148)$$

$$f_{Stot} = f_S \times (2^{1/n} - 1)^{1/2} \quad (149)$$

Pentru diferite valori n tabelul următor dă valoarea expresiei $(2^{1/n} - 1)^{1/2}$.

n	2	3	4	5
$(2^{1/n} - 1)^{1/2}$	0,64	0,51	0,43	0,39

Multiplicarea numărului de etaje nu duce automat la îngustarea benzii dacă nu se urmărește mărirea amplificării.

Să luăm de exemplu un amplificator cu un etaj cu amplificarea de 100 și banda de 10kHz. Un etaj similar cu amplificarea 10 va avea banda mai largă deoarece capacitatea echivalentă Miller este direct proporțională cu amplificarea. Se poate afirma cu o bună aproximație că **produsul amplificarea bandă este constant**. Prin urmare banda amplificatorului cu amplificarea de 10 este 100kHz.

Pentru a obține amplificarea de 100 putem cupla două etaje cu amplificarea 10 și cum banda lor este 100kHz în conformitate cu relațiile (148) și (149) banda amplificatorului rezultat va fi 71,75kHz deci mai mare decât banda amplificatorului cu un singur etaj și amplificarea de 100.

Capitolul VIII

REAȚIA NEGATIVĂ

Amplificatoarele studiate până acum, lucrau aproximativ liniar numai în condiții de semnal mic. De asemenea banda lor era limitată la câteva sute de kHz. Cu alte cuvinte prezintă distorsiuni **neliniare** și **liniare**.

Prin aplicarea unei reacții de la ieșirea la intrarea amplificatorului, astfel încât o parte din semnalul de ieșire să se scadă din semnalul de intrare, se obține o **îmbunătățire a liniarității caracteristicii de transfer și lărgirea benzii de frecvență**, prețul plătit pentru aceasta fiind **reducerea amplificării** circuitului.

Schema bloc a unui amplificator cu reacție este prezentată în figura 108, unde **a** este amplificarea amplificatorului fără reacție iar **f** este atenuarea rețelei de reacție.

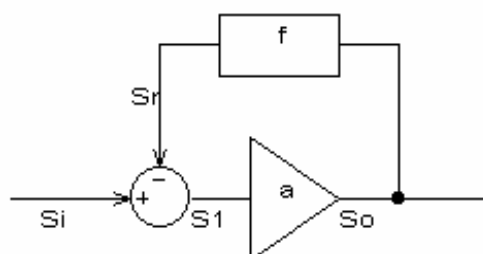


figura 108. Amplificatorul cu reacție

cu reacție cu **A** obținem:

deci:

$$S_O = a \times S_1$$

$$S_1 = S_I - S_r$$

$$S_r = f \times S_O$$

$$S_O = a \times S_I - a \times f \times S_O$$

$$S_O(1 + af) = a S_I$$

dacă notăm amplificarea amplificatorului

$$A = \frac{a}{1 + af} \quad (150)$$

- Dacă $A > a$ reacția se numește pozitivă și va fi discutată în capitolul despre oscilatoare.
- Dacă $A < a$ reacția se numește negativă și face obiectul discuției în prezentul capitol.

Definim transmisia pe buclă ca fiind:

$$T = af \quad (151)$$

și după cum se poate observa din figura 108, reprezintă factorul cu care este amplificat s_1 pentru a ajunge la valoarea s_r .

Factorul de reacție se definește ca fiind:

$$F = 1 + T \quad (152)$$

Dacă $T \gg 1$ suntem în cazul unei **reacții negative puternice** și din relațiile (151) și (152) obținem:

$$A \cong \frac{1}{f} \quad (153)$$

Relația (153) sugerează faptul că **amplificarea amplificatorului cu reacție nu mai depinde practic de parametrii dispozitivelor electronice ci numai de atenuarea rețelei de reacție**, constituită din rezistoare , a căror comportare este liniară și a căror valoare poate fi cunoscută cu multă precizie.

Numai că înainte de a fi valabilă relația 153, trebuie ca transmisia pe buclă să fie mult supraunitară, și cum f este subunitar, trebuie de fapt ca amplificarea fără reacție să fie foarte mare. Ori mărimea a depinde în primul rând de parametrii dispozitivelor active din circuit și de frecvență. Deci cu toate că nu rezultă din relația 153, A rămâne în continuare dependent de parametrii dispozitivelor electronice și de frecvență dar într-o mult mai mică măsură decât a .

De fapt din relațiile (151) și (153) rezultă că A este de F ori mai mic decât a și de aceea de F ori mai puțin sensibil la variația parametrilor dispozitivelor din care este construit amplificatorul.. De aceea **F se mai numește și factor de desensibilizare.**

1. EFECTUL REACȚIEI ASUPRA DISTORSIUNILOR NELINIARE.

Semnalul de intrare ne distorsionat, s_i , (vezi figura 108), ajunge la intrarea amplificatorului de bază. La ieșirea lui, semnalul s_o va fi afectat de distorsiuni de neliniaritate.

O parte s_r din acest semnal este retransmis prin intermediul rețelei de reacție la intrare, unde se scade din s_i . Semnalul s_i de la intrarea amplificatorului de bază va fi deci *predistorsionat*. Aceste predistorsiuni sunt în antifază cu distorsiunile introduse de amplificator, deci, în ansamblu, **distorsiunile neliniare sunt reduse prin aplicarea reacției negative.**

Un alt mod de explicare a fenomenului de reducere a distorsiunilor neliniare este următorul:

- *Distorsiunile neliniare sunt datorate faptului că amplificarea a este dependentă de amplitudinea semnalului de intrare.*
- *Dacă a este mare, efectul reacției negative este puternic și are tendința de a reduce mult amplificarea.*
- *Dacă a este mic efectul reacției este slab și amplificarea va fi puțin redusă de reacție*
- *Deci ca efect al reacției, A tinde să rămână constant chiar dacă a se modifică Prin urmare A este mult mai puțin dependentă de amplitudinea semnalului de intrare decât a . Se poate demonstra prin derivarea relației (150) că:*

$$\frac{dA}{A} = \frac{1}{F} \times \frac{da}{a} \quad (154)$$

- *În consecință liniaritatea circuitului cu reacție este mai bună decât a amplificatorului de bază de F ori.*

2. EFECTUL REACȚIEI ASUPRA DISTORSIUNILOR LINIARE.

Distorsiunile liniare sunt datorate faptului că amplificarea amplificatorului de bază depinde de frecvența semnalului de intrare.

Un semnal de o formă oarecare, poate fi privit ca o sumă de semnale sinusoidale de amplitudini și frecvențe diferite. Cum semnalele cu frecvența situată în afara benzii amplificatorului de bază vor fi mai puțin amplificate decât cele din interiorul benzii, forma semnalului de ieșire va fi diferită de forma semnalului de intrare. Aceste distorsiuni neliniare pot fi deci reduse prin lărgirea benzii amplificatorului.

Reacția negativă are un astfel de efect.

— În banda amplificatorului de bază **a** este mare și efectul reacției este puternic.

— În afara benzii **a** scade și efectul reacției este mai slab.

Consecința este că **A** este de **F** ori mai puțin dependent de frecvență decât **a**.

Se poate considera cu o bună aproximație că produsul amplificare bandă este constant:

$$a \times B_a = A \times B_A$$

de aici rezultă:

$$B_A = F \times B_a$$

Cum distorsiunile liniare depind exclusiv de bandă, ele vor fi de **F** ori mai mici în cazul amplificatoarelor cu reacție.

3. TIPURI DE REACȚIE

Cum semnalele de intrare și ieșire pot fi, independent unul de celălalt curenți sau tensiuni, putem avea patru tipuri de reacție:

3.1. Amplificatorul de tensiune cu reacție

Cazul general este prezentat în figura 109. Un eșantion al tensiunii de ieșire este prelevat cu un divizor de tensiune și comparat cu tensiunea de intrare. Deoarece ieșirea rețelei de reacție este în serie cu rezistența de intrare iar intrarea rețelei de reacție este în paralel cu ieșirea, reacția se numește **serie – paralel**.

Deoarece amplificatorul de tensiune are $R_i \rightarrow \infty$ și $R_o \rightarrow 0$:

$$V_2 = v_o = a \times v_i = a \times (v_1 - v_r) = a \times v_1 - a \times \frac{R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} \times v_2$$

$$A = \frac{v_2}{v_1} = \frac{a}{1 + a \frac{R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}}} \quad (155)$$

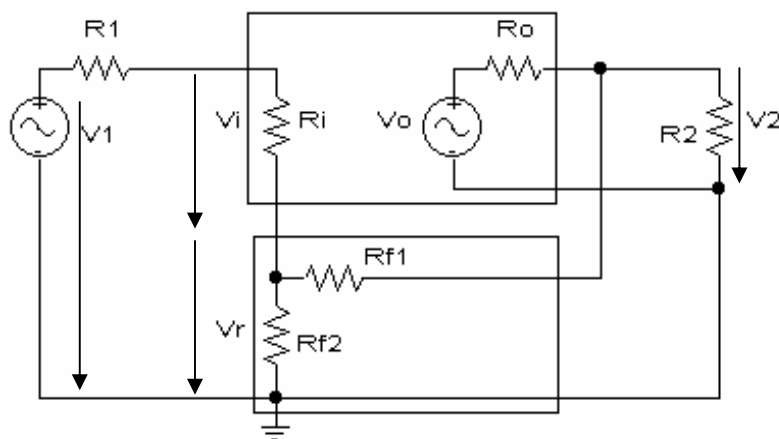


figura 109. Reacția serie - paralel

Comparând relațiile (150) și (155) deducem:

$$f = \frac{R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} \quad (156)$$

și pentru a foarte mare:

$$A = 1 + \frac{R_{f1}}{R_{f2}} \quad (157)$$

Vom aprecia precizia cu care se poate determina amplificarea unui circuit real

cu relația (157) pe baza exemplului din figura 110.

Acesta este un amplificator de tensiune în care repetoarele pe emitor Q_1 și Q_3 au rolul de a asigura rezistența mare de intrare respectiv rezistența mică de ieșire, amplificarea în tensiune fiind asigurată de tranzistorul Q_2 în conexiune EC.

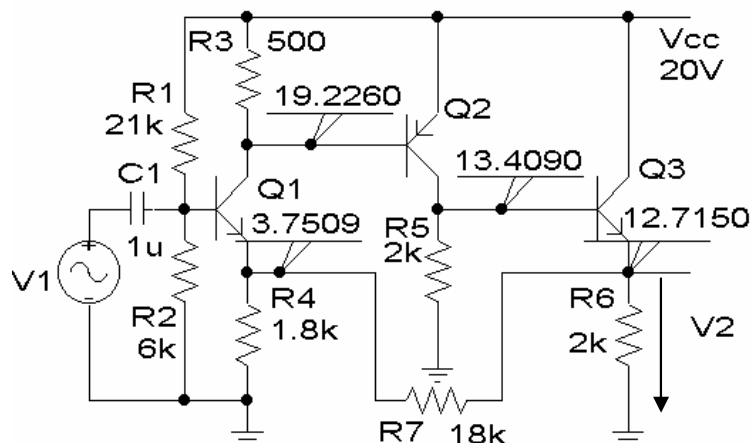


figura 110. Amplificator de tensiune cu reacție

Rețeaua de reacție este formată din R_7 și R_4 . Conform relației (157) amplificarea în tensiune este:

$$A = 1 + R_7 / R_4 = 11$$

Analiza PSPICE a acestui circuit dă o valoare de 9,8 pentru amplificarea. Eroarea relativă este de 10,9%.

Această abatere se datorează valorii insuficient de mari a amplificării în

tensiune a montajului fără reacție. Dacă mărim valoarea acestei amplificări prin mărirea R_5 de la $2k\Omega$ la $10k\Omega$ și repetăm analiza pe calculator, vom obține pentru A o valoare de 10,2 și deci eroarea introdusă de relația (157) va fi de numai 1,8%.

Prin urmare relația (157) se poate folosi ca o metodă expeditivă de apreciere a amplificării amplificatoarelor de tensiune cu reacție.

3.2. Amplificatorul de curent cu reacție

Modelul unui astfel de circuit este prezentat în figura 111. Un eșantion al curentului de ieșire este injectat la intrare. Deoarece rețeaua de reacție este în paralel cu intrarea și în serie cu ieșirea reacția se numește **paralel - serie**.

Amplificatorul de curent are $R_i \rightarrow 0$ și $R_o \rightarrow \infty$ și prin urmare:

$$i_2 = i_o = a \times i_i = a \times (i_1 - i_f) = a \times i_1 - a \times \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}} \times i_2$$

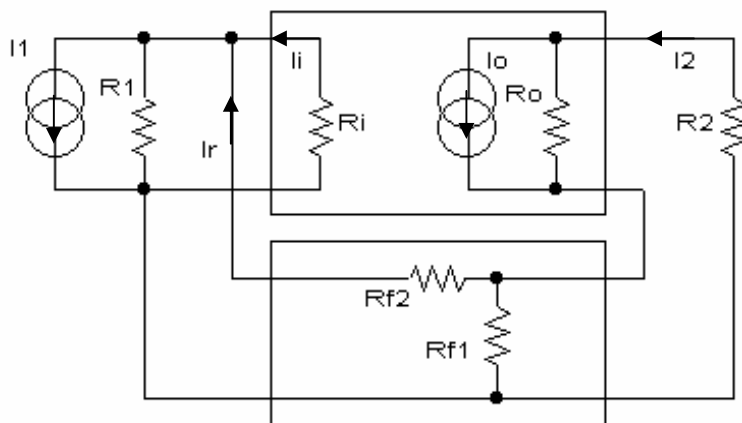


figura 111. Reacția paralel - serie

$$A = \frac{i_2}{i_1} = \frac{a}{1 + a \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}}} \quad (158)$$

Comparând relațiile (150) și (158) deducem:

$$f = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}} \quad (159)$$

și pentru a foarte mare:

$$A = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}} \quad (160)$$

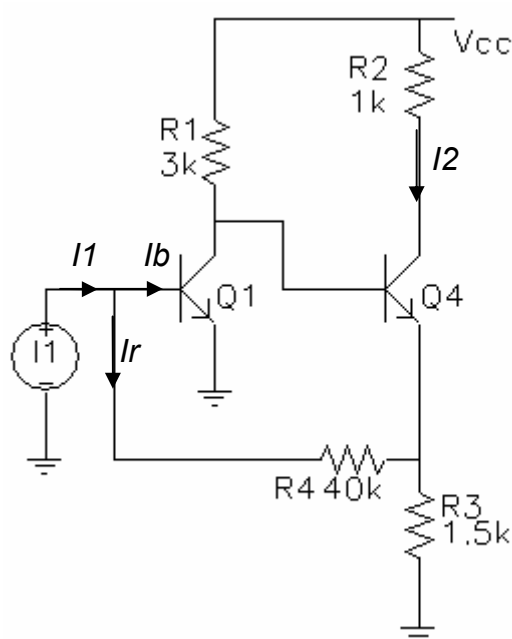


figura 112. Amplificator de current cu reacție

În figura 112 avem un exemplu practic de amplificator de curent cu reacție paralel - serie. Reacția negativă este închisă și în curent continuu. Curentul de bază inițial al Q4 este asigurat de R1. Căderea de tensiune de pe R3 asigură prin R4 curent de bază pentru Q1, deci acest tranzistor nu are nevoie de o rețea de polarizare distinctă.

Amplificarea de curent se poate determina pe baza relației (160) ca fiind:

$$A = 1 + R_4 / R_3 = 27,7$$

Analiza PSPICE dă o valoare de 25,2 pentru amplificarea în curent, valoare care confirmă cu o bună aproximație (9%) rezultatul obținut prin calcul. Abaterea se datorează faptului că rezistența de intrare în montaj nu este 0 iar rezistența de ieșire nu este infinită ca în cazul amplificatorului

ideal de curent pentru care a fost dedusă relația (160). Cu toate acestea utilizarea relației (160) este indicată deoarece volumul de calcul se reduce la aplicarea unei formule iar precizia rezultatului este mai bună decât precizia cu care se cunosc de obicei parametrii de semnal mic ai tranzistoarelor din circuit.

3.3 Amplificatorul transconductanță cu reacție

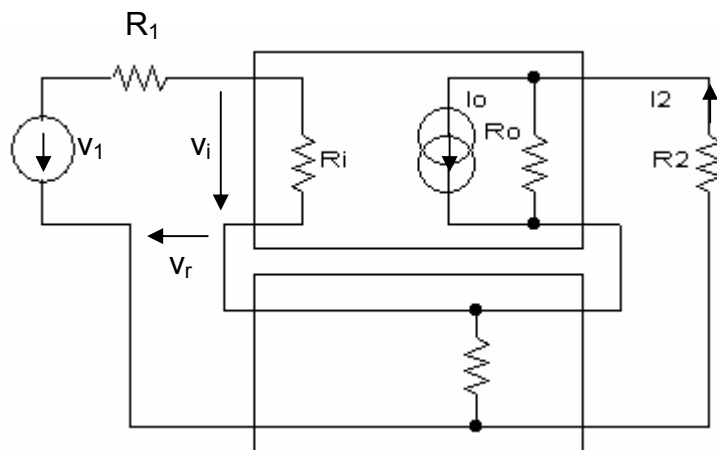
În cazul acestui tip de amplificator semnalul de intrare este o tensiune iar semnalul de ieșire este un curent (figura 113). Curentul de ieșire I_2 produce o cădere de tensiune pe rezistența de reacție R_f . Această tensiune se scade din

tensiunea de intrare v_1 . Deoarece rețeaua de reacție este în serie cu intrarea și în serie cu ieșirea reacția se numește **serie - serie**.

Dacă amplificatorul transconductanță este ideal $R_i \rightarrow \infty$ și $R_o \rightarrow \infty$ și prin urmare:

$$i_2 = i_o = a \times v_i = a \times (v_1 - v_r) = a \times v_1 - a \times R_f \times i_2$$

$$A = \frac{i_2}{v_i} = \frac{a}{1 + aR_f}$$



Deci:

$$f = R_f$$

și dacă a este foarte mare

$$A = \frac{1}{R_f} \quad (161)$$

figura 113. reacția serie - serie

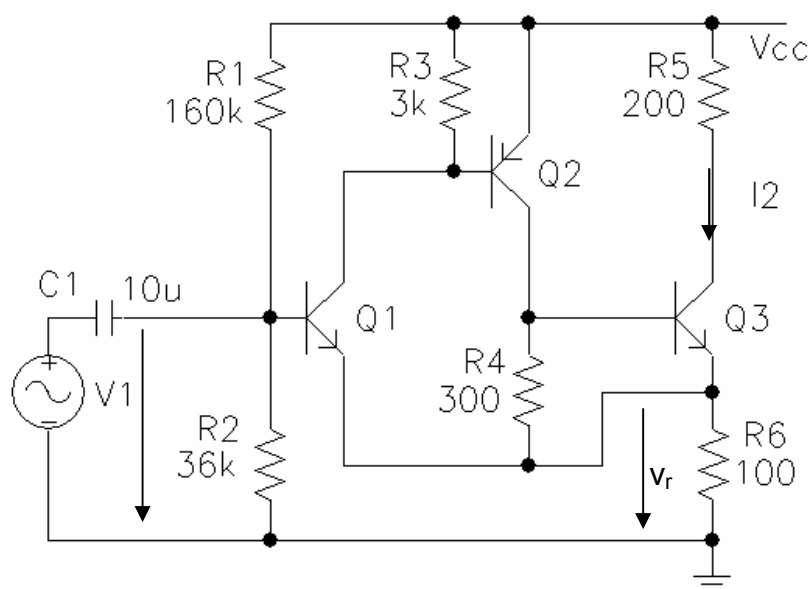


Fig.114. Amplificator transconductanță cu reacție

Figura 114 prezintă un amplificator transconductanță cu TB. R_5 este rezistența de sarcină. Curentul de ieșire I_2 produce pe rezistența de reacție R_6 o cădere de tensiune care se scade din tensiunea de intrare.

Conform relației 161 transconductanța montajului este :

$$\frac{i_2}{v_1} = \frac{1}{R_6} = 10 \text{ mS}$$

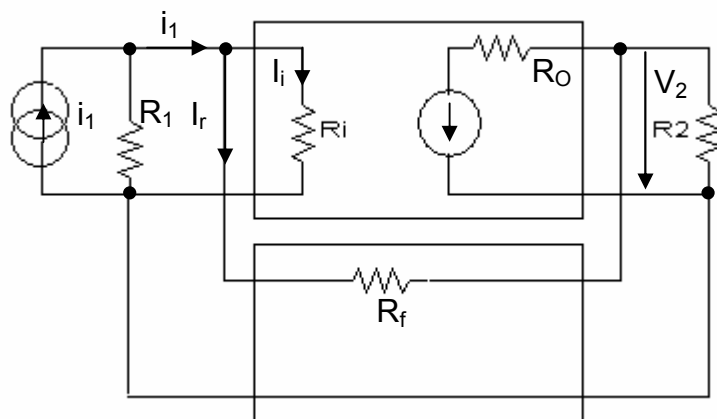
Prin analiza PSPICE obținem valoarea 9,87 mS. Cele două valori sunt foarte apropiate deoarece amplificarea amplificatorului de bază (fără reacție) este foarte mare (are trei etaje în conexiune EC care sunt de fapt foarte bune amplificatoare transconductanță).

3.4. Amplificatorul transimpedanță cu reacție

Semnalul de intrare este un curent iar semnalul de ieșire o tensiune (figura 115.) Tensiunea de ieșire v_2 produce un curent prin rezistența de reacție R_f . Acest curent se scade din curentul de intrare i_1 .

Deoarece rețeaua de reacție este în paralel cu intrarea și cu ieșirea, reacția se numește **paralel – paralel**.

Dacă amplificatorul transimpedanță este ideal $R_i \rightarrow 0$ și $R_o \rightarrow 0$ și prin urmare:



$$v_2 = v_o = a \times i_i = a \times (i_1 - i_r) = a \times i_1 - a \times \frac{v_2}{R_f}$$

$$A = \frac{v_2}{i_1} = \frac{a}{1 + a \frac{1}{R_f}}$$

Deci :

$$f = 1 / R_f$$

și dacă a este foarte mare

$$A = R_f \quad (162).$$

figura 115. Reacția paralel - paralel

Vom testa aplicabilitatea relației (162) în cazul amplificatoarelor transimpedanță reale, utilizând ca exemplu circuitul din figura 116.

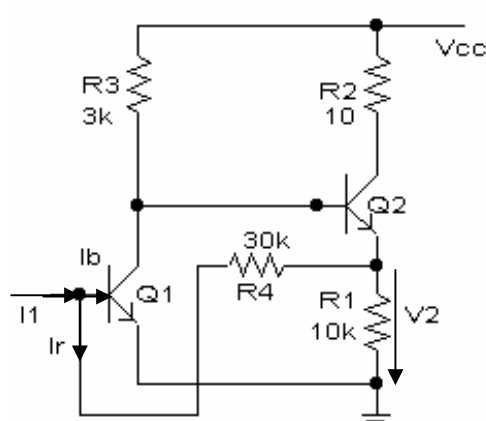


figura 116 . Amplificator cu reacție paralel - paralel

Amplificatorul transimpedanță din figură are două etaje:

- Q_1 care asigură amplificarea propriu – zisă
- Q_2 care asigură impedanța mică de ieșire.

R_1 este rezistența de sarcină iar R_4 este rezistența de reacție.

R_2 nu are alt rol decât de a limita curentul prin Q_2 în cazul unui scurtcircuit la ieșire.

Conform relației (162) amplificarea transimpedanță este :

$$A = V_2 / I_1 = R_4 = 30 \text{ k}\Omega$$

Desigur, pentru a nu se pierde din vedere sensul fizic al amplificării transimpedanță, ea poate fi exprimată în volt / mA în loc de $k\Omega$.

Analiza pe calculator a circuitului ne dă un rezultat apropiat: 27,9 volt / mA.

În concluzie, putem afirma că în analiza amplificatoarelor cu reacție, se poate folosi cu o foarte bună aproximație relația (153) pentru calculul amplificării.

Eroarea relativă cu care obținem rezultatul este:

$$\frac{A_{ideal} - A_{real}}{A_{ideal}} = \frac{\frac{1}{f} - \frac{a}{1+af}}{\frac{1}{f}} = \frac{1}{1+af} = \frac{1}{F}$$

Dacă F este mai mare decât 10, eroarea relativă va fi mai mică de 10%. Factorul de desensibilizare, F , este parametrul principal de apreciere a efectelor reacției negative. În afara dezavantajului că amplificarea este redusă de F ori, aplicarea reacției negative îmbunătățește liniaritatea și factorul de distorsiuni precum și dependența amplificării de factori precum temperatura sau parametri dispozitivelor semiconductoare tot de F ori. Este oarecum de așteptat ca ea să îmbunătățească și rezistențele de intrare și ieșire ale amplificatorului în aceeași proporție.

4. EFECTUL REACȚIEI NEGATIVE ASUPRA IMPEDANȚELOR DE INTRARE ȘI IEȘIRE.

Efectul reacției negative asupra impedanțelor de intrare și ieșire este acela de a le îmbunătăți de F ori. Prin îmbunătățire înțelegem mărirea impedanței de intrare dacă amplificatorul este de tensiune, dar înțelegem micșorarea impedanței de intrare dacă amplificatorul este de curent. La fel, în cazul impedanței de ieșire, cerințele sunt contrare pentru cele două tipuri de amplificatoare : se cere micșorarea impedanței de ieșire la amplificatoarele de tensiune și mărirea impedanței de ieșire la amplificatoarele de curent. Din acest motiv, tipul reacției aplicate depinde de tipul amplificatorului căruia i se aplică, așa cum s-a prezentat în paragraful 3.

4.1. Impedanța de intrare

Vom determina impedanța de intrare în cazul unui amplificator de tensiune cu amplificarea a , rezistența de ieșire foarte mică și rezistența de intrare R_i , căruia i se aplică o reacție negativă, serie – paralel, cu factorul de reacție f (figura 117).

Rezistența de intrare a circuitului cu reacție va fi :

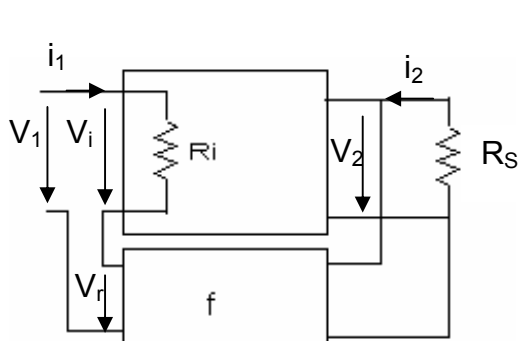


figura 117. Efectul reacției asupra impedanței de intrare

$$R_{in} = \frac{V_1}{i_1}$$

$$V_1 = v_i + v_r = i_1 \times R_i + v_2 \times f$$

$$V_2 = i_1 \times R_i \times a \Rightarrow V_1 = i_1 R_i (1 + af)$$

de unde:

$$\frac{V_1}{i_1} = R_{in} = R_i (1 + af)$$

Prin urmare **rezistența de intrare a amplificatorului de tensiune crește de F ori prin aplicarea reacției serie – paralel.**

4.2. Impedanța de ieșire

Vom determina impedanța de ieșire, R_{out} , pentru același amplificator dar ținând cont de faptul că rezistența lui de ieșire înaintea aplicării reacției, R_o , este diferită de zero. Referindu-ne în continuare la figura 117 rezistența de ieșire a amplificatorului cu reacție va fi:

$$R_{out} = \frac{V_2}{i_2}$$

$$i_2 = \frac{V_2 - V_o}{R_o}$$

unde v_o este tensiunea de ieșire în gol (fără sarcină). Cum rezistența de ieșire se determină cu sursa de semnal de intrare în scurt,

$$V_i = -V_r = -f \times V_2$$

în consecință:

$$V_o = a \times V_i = -a \times f \times V_2$$

și prin urmare:

$$i_2 = \frac{V_2(1 + af)}{R_o}$$

deci:

$$R_{out} = \frac{R_o}{1 + af}$$

Prin urmare **rezistența de ieșire a amplificatorului cu reacție este de F ori mai mică în urma aplicării reacției serie – paralel.**

Se constată că atât impedanța de ieșire cât și cea de intrare sunt modificate prin reacție în sensul cerut de un amplificator ideal de tensiune: impedanța de intrare crește și cea de ieșire scade.

Se poate studia în același mod efectul reacției negative asupra celorlalte tipuri de amplificatoare. Neglijând ca și în demonstrația de mai sus încărcarea pe care o reprezintă rețeaua de reacție pentru intrarea și ieșirea amplificatorului de bază vom obține rezultatele din tabel:

Amplificator	Reacție	Rez de intrare	Rez de ieșire
<i>De tensiune</i>	<i>Serie-paralel</i>	<i>Mai mare de F ori</i>	<i>Mai mică de F ori</i>
<i>De curent</i>	<i>Paralel-serie</i>	<i>Mai mică de F ori</i>	<i>Mai mare de F ori</i>
<i>Transconductanță</i>	<i>Serie-serie</i>	<i>Mai mare de F ori</i>	<i>Mai mare de F ori</i>
<i>Transimpedanță</i>	<i>Paralel-paralel</i>	<i>Mai mică de F ori</i>	<i>Mai mică de F ori</i>

Prima coloană din tabel indică tipul de amplificator la care se recomandă aplicarea tipului de reacție din coloana a doua. În acest caz reacția are efectul prezentat în coloanele 3 și 4 asupra rezistențelor de intrare, respectiv ieșire.

Dacă corespondența dintre tipul de amplificator și tipul reacției aplicate, așa cum este prezentată în tabelul de mai sus, nu este respectată, concluziile acestui capitol nu sunt aplicabile la analiza circuitului. În aceste situații, circuitele vor trebui analizate prin metodele clasice de analiză a circuitelor electrice, fără a se apela la teoria reacției.

Capitolul IX

AMPLIFICATOARE DE PUTERE

Spre deosebire de amplificatoarele de semnal mic, unde asigurarea unei anumite amplificări de tensiune, într-o anumită bandă de frecvență, cu un nivel de distorsiuni cât mai redus, era cerința principală, amplificatoarele de putere au scopul de a transfera sarcinii, în ritmul semnalului de intrare, putere electrică de la sursa de alimentare cu un randament cât mai mare.

Ele lucrează în regim de semnal mare și prin urmare neliniaritate dispozitivelor electronice va produce inevitabil distorsiuni ale semnalului de ieșire. Maniera de realizare a unui compromis între randament și nivelul de distorsiuni, reprezintă un criteriu de clasificare al acestor amplificatoare, în clase:

- **Clasa A** – este formată din amplificatoare de putere care au tranzistoarele polarizate în RAN. Semnalul de intrare nu saturează și nu blochează tranzistoarele finale. Randamentul maxim este mic (25-50%), dar distorsiunile sunt mai mici decât la celelalte clase de amplificatoare.
- **Clasa B** – este reprezentată de amplificatoarele care au tranzistoarele finale nepolarizate. Semnalul de intrare aduce tranzistoarele în RAN pentru o semialternanță (pozitivă sau negativă) a semnalului de intrare, și le blochează pe durata celeilalte semialternanțe. Randamentul maxim este bun (78,5%) distorsiunile însă sunt mari.
- **Clasa AB** – amplificatoarele din această clasă au o structură asemănătoare cu cele din clasa B. Tranzistoarele finale sunt însă prepolarizate astfel încât ele să deschidă la nivele mici ale semnalului de intrare. În funcție de mărimea curentului de prepolarizare randamentul (25-78%) este mai bun decât la clasa A iar distorsiunile mai mici decât la clasa B.
- **Clasa C** – este reprezentată de amplificatoarele ai căror tranzistori finali nu numai că nu sunt polarizați în RAN, dar semnalul de intrare deschide tranzistoarele numai pentru perioade mai mici decât o semialternanță. Randamentul depinde de durata de conducție iar distorsiunile sunt foarte mari. Aceste amplificatoare se folosesc în radiocomunicații, pe sarcini acordate, care prin rezonanță, sunt capabile să refacă forma sinusoidală a semnalului.
- **Clasa D** – este reprezentată de amplificatoarele care lucrează în comutație. Randamentul este foarte bun, peste 90% , dar trebuie luate măsuri de filtrare a semnalului de ieșire pentru a reface forma originală. Distorsiunile depind de complexitatea filtrului de la ieșire.

1. AMPLIFICATORUL ÎN CLASĂ A.

Un astfel de amplificator este prezentat în figura 118. **R_s** este rezistența de sarcină, iar **C₁** asigură cuplarea sursei de semnal la intrarea amplificatorului fără a modifica PSF. **R_b** polarizează tranzistorul, astfel încât tensiunea colectorului să fie:

$$V_C = \frac{V_{CC}}{2} \quad (163)$$

În acest fel semnalul de ieșire poate avea excursia maximă (între 0V și V_{CC}). Prin urmare, curentul de colector fără semnal de intrare este:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{2R_S} \quad (164)$$

și deci curentul de polarizare necesar în bază va fi:

$$I_B = \frac{V_{CC}}{2\beta R_S} I_B \quad (166)$$

Prin urmare, valoarea rezistenței de polarizare a bazei e dată de relația:

$$R_B = \frac{2\beta R_S (V_{CC} - 0,7V)}{V_{CC}} \quad (167)$$

și cum de obicei $V_{CC} \gg 0.7V$, se poate folosi relația:

$$R_B \cong 2\beta R_S \quad (168)$$

Puterea medie consumată de la sursa de alimentare este :

$$P_C = V_{CC} I_C \quad (169)$$

deci din relația (164) avem:

$$P_C = \frac{V_{CC}^2}{2R_S} \quad (170)$$

Puterea utilă maximă livrată sarcinii dacă la intrare se aplică un semnal sinusoidal va fi :

$$P_U = \frac{V_{Smax} I_{Smax}}{2} \quad (171)$$

unde:

$$V_{Smax} = \frac{V_{CC}}{2} \text{ și } I_{Smax} = \frac{V_{CC}}{2R_S} \quad (172)$$

prin urmare, din (171) și (172):

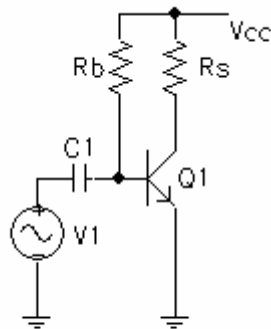


figura 118. Amplificator în clasă A

$$P_U = \frac{V_{CC}^2}{8R_S} \quad (173)$$

Din relațiile (170) și (173) se poate determina randamentul maxim al amplificatorului:

$$\eta = \frac{P_U}{P_C} = \frac{2}{8} = 25\% \quad (174)$$

Această valoare a randamentului trebuie privită ca valoare maximă teoretică deoarece în calcul s-a presupus că semnalul de intrare comandă tranzistorul de la limita de blocare până la limita de saturație. Pentru semnale de intrare mai mici vom avea P_U mai mică și un randament mai slab, deoarece P_C este același.

Distorsiunile sunt dimpotrivă minime pentru semnalele mici de intrare și cresc pe măsura creșterii acestui semnal datorită caracteristicii de transfer neliniare a TB.

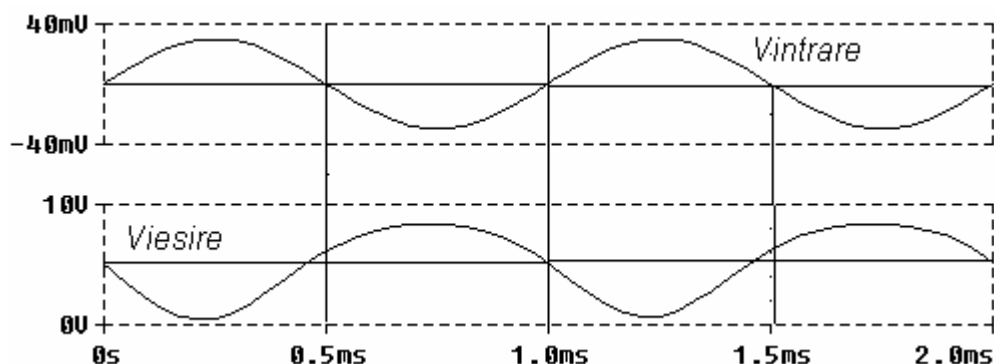


figura 119. Forma semnalelor de la intrare și ieșire

Fiind de fapt un amplificator cu TB în conexiune EC, acest tip de amplificator asigură și amplificarea în tensiune a semnalului de intrare.

Se poate vedea în figura 119, unde s-au reprezentat formele de undă de la intrarea și de la ieșirea unui amplificator în clasă A că semnalul de ieșire nu este perfect sinusoidal, dar este amplificat în tensiune.

Acest tip de amplificator este folosit la puteri mici. La puteri mari trebuie luate măsuri pentru răcirea tranzistorului final, care disipă o putere mult mai mare decât sarcina.

În figura 120 este prezentată o variantă a acestui amplificator în care sarcina este cuplată prin transformator.

Punctul static de funcționare este stabilit prin divizorul de tensiune din bază și rezistența din emitor. În curent alternativ R_e este decuplată prin C_2 . R_e este necesară pentru stabilirea curentului

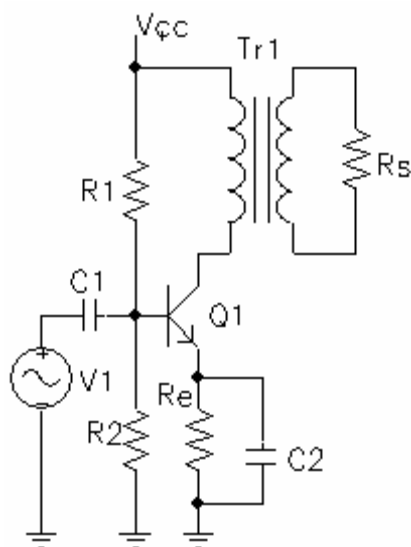


figura 120. Amplificator cu sarcina cuplată prin transformator

de polarizare I_Q deoarece rezistența primarului transformatorului este neglijabilă. Prin urmare în PSF:

$$V_{CQ} = V_{CC} \quad \text{și} \quad I_{CQ} \approx \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} \times \frac{V_{CC}}{R_e}$$

Puterea consumată de la sursa de alimentare va fi

$$P_C = V_{CQ}I_{CQ} = V_{CC}I_{CQ} \quad (175)$$

În regim de semnal sinusoidal la intrare, tensiunea colectorului poate crește de la V_{CC} la $2V_{CC}$ datorită sarcinii inductive din colector. Excursia maximă a semnalului de ieșire va fi deci de la 0 la $2V_{CC}$ iar amplitudinea maximă este V_{CC} . Prin urmare puterea maximă ce se poate debita în sarcină este

$$P_U = \frac{1}{2} V_{CC} I_{CQ} \quad (176)$$

Randamentul maxim care se poate obține este, pe baza relațiilor (175) și (176):

$$\eta = \frac{P_U}{P_C} = 50\% \quad (177)$$

Mărirea randamentului maxim față de exemplul precedent se datorează faptului că sarcina nu consumă putere în curent continuu. Randamentul este apropiat de maxim când semnalul de intrare este mare și minim la semnale mici de intrare. În lipsa semnalului, tranzistorul disipă puterea maximă și deci trebuie prevăzut cu radiator dacă se lucrează la puteri medii sau mari.

2. AMPLIFICATORUL ÎN CLASĂ B.

În figura 121. este prezentat un tip foarte utilizat de amplificator în clasă B, cunoscut sub denumirea de amplificator în contratimp (push – pull). Schema este foarte simplă dat fiind că tranzistoarele nu sunt polarizate în curent continuu.

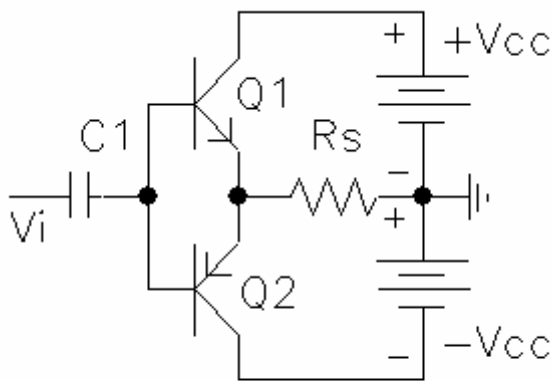


figura 121. Amplificator în clasă B

Nu este greu de remarcat că montajul este format din două repetoare pe emitor care lucrează pe aceeași rezistență de sarcină.

Dacă V_i este 0 sau mai mică în modul decât tensiunea de deschidere a joncțiunilor **B-E** ambele tranzistoare sunt blocate și prin R_s nu trece curent.

Dacă V_i crește în sens pozitiv, se deschide Q_1 și prin R_s poate trece curent. Curentul maxim prin sarcină va fi:

$$I_{Q1max} = \frac{V_{CC}}{R_s} \quad (178)$$

Dacă V_i crește în sens negativ, se deschide Q_2 și prin R_s poate trece curent, de la sursa de alimentare negativă. Valoarea maximă a curentului este:

$$I_{Q2max} = - \frac{V_{CC}}{R_s} \quad (179)$$

Valoarea medie a curentului pentru o perioadă completă a semnalului sinusoidal de intrare este:

$$I_{med} = \frac{1}{\pi} I_{Q1max} = \frac{1}{\pi} I_{Q2max} = \frac{1}{\pi} \times \frac{V_{CC}}{R_s} \quad (180)$$

Tensiunea de alimentare aplicată din cele două surse circuitului este:

$$V = V_{CC} - (-V_{CC}) = 2V_{CC} \quad (181)$$

și prin urmare puterea medie consumată din surse, pe baza relațiilor (180) și (181) este:

$$P_C = I_{med} \times V = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_s} \quad (182)$$

Forma de undă a tensiunii pe R_s este aproximativ sinusoidală în cazul unui semnal sinusoidal de intrare. Ea se poate modifica între $+V_{CC}$ și $-V_{CC}$ deci amplitudinea maximă a tensiunii de ieșire va fi V_{CC} . În consecință, puterea maximă debitată în sarcină va fi:

$$P_U = \frac{V_{CC}^2}{2R_s} \quad (183)$$

Din relațiile (182) și (183) rezultă un randament maxim:

$$\eta = \frac{\pi}{4} = 78,5\% \quad (184)$$

Randamentul este foarte bun, schema foarte simplă, dar distorsiunile pentru semnale mici de intrare sunt foarte mari.

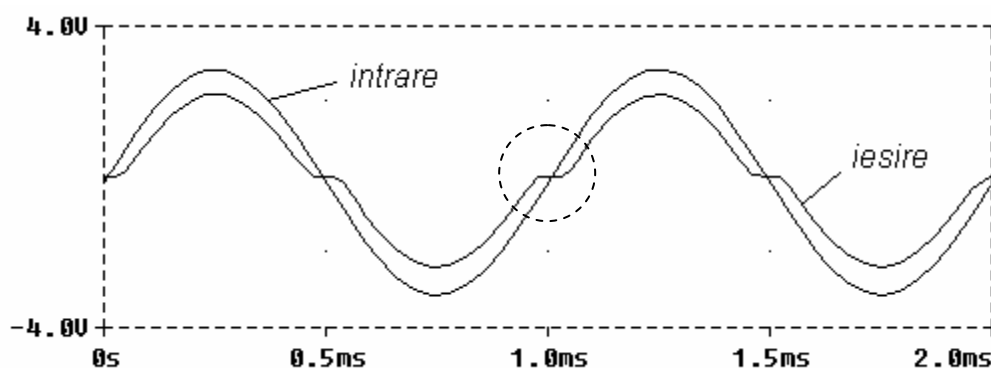


figura 122. Distorsiunile de racordare

În figura 122 se poate vedea forma de undă de ieșire pentru un semnal sinusoidal la intrare de $3V_{VV}$. Valoarea maximă a tensiunii de ieșire este mai mică decât cea de la intrare cu aproximativ 0,7V. Amplificarea de putere se obține pe baza amplificării de curent. Distorsiunea din zona încercuită se datorează faptului că pentru semnale mici de intrare (sub 0,7V) nici unul din tranzistoare nu deschide. Aceste distorsiuni se numesc distorsiuni de racordare și sunt inerente în cazul amplificatoarelor din cadrul acestei clase.

Alte distorsiuni pot apare dacă cei doi tranzistori nu au parametri perfect identici, sau dacă sursele de alimentare nu sunt perfect egale. Aceste distorsiuni nu sunt însă specifice numai acestei clase de amplificatoare.

3. AMPLIFICATORUL ÎN CLASA AB.

Amplificatoarele din această clasă au aceeași structură ca și etajele în clasă B, dar tranzistoarele finale sunt **prepolarizate la limita de deschidere** astfel încât chiar semnalele mici de intrare, să poată aduce în conducție unul din tranzistori. Se pot reduce astfel distorsiunile de racordare. Prețul plătit este reducerea

randamentului deoarece etajul consumă curent și în lipsa semnalului de intrare. Raportul optim randament / distorsiuni se stabilește din valoarea curentului de prepolarizare. În figura 123 avem un exemplu practic de astfel de amplificator.

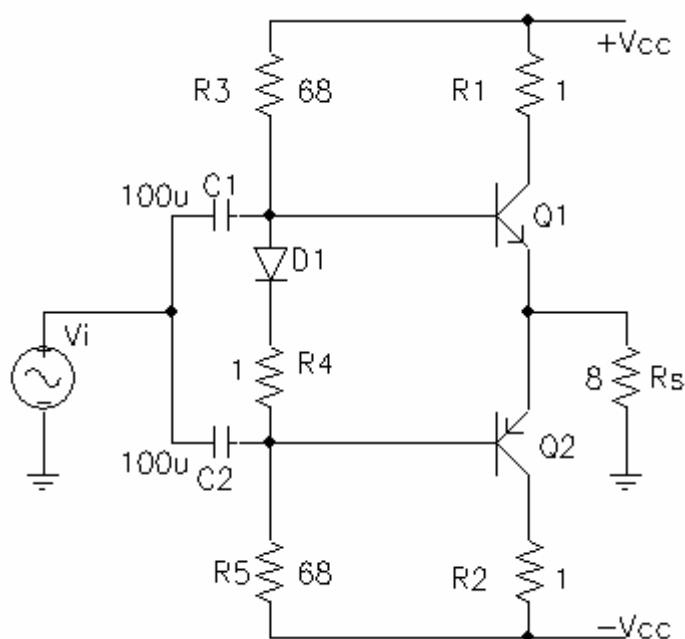


figura 123. Amplificator în clasa AB

Rețeaua de prepolarizare este formată din R_3 , R_4 , R_5 și dioda D_1 . Căderea de tensiune pe D_1 în serie cu R_4 este de aprox. 0,9 V. Această tensiune se împarte în câte 0,45V pe joncțiunile **B-E** ale tranzistoarelor finale astfel încât ele se află la limita de deschidere.

C_1 și C_2 au rolul de a separa în curent continuu

sursa de semnal de circuitul de polarizare. R_1 și R_2 au rolul de a limita curentul în cazul în care datorită unei defecțiuni în circuitul de polarizare, Q_1 și Q_2 ar intra simultan în conducție.

Figura 124 prezintă caracteristica de transfer

$$v_o = f(v_i)$$

a acestui amplificator în comparație cu caracteristica aceluiași amplificator fără polarizare (clasă B).

Se poate remarca liniaritatea mai bună a caracteristicii etajului în clasa AB datorată reducerii distorsiunilor de racordare.

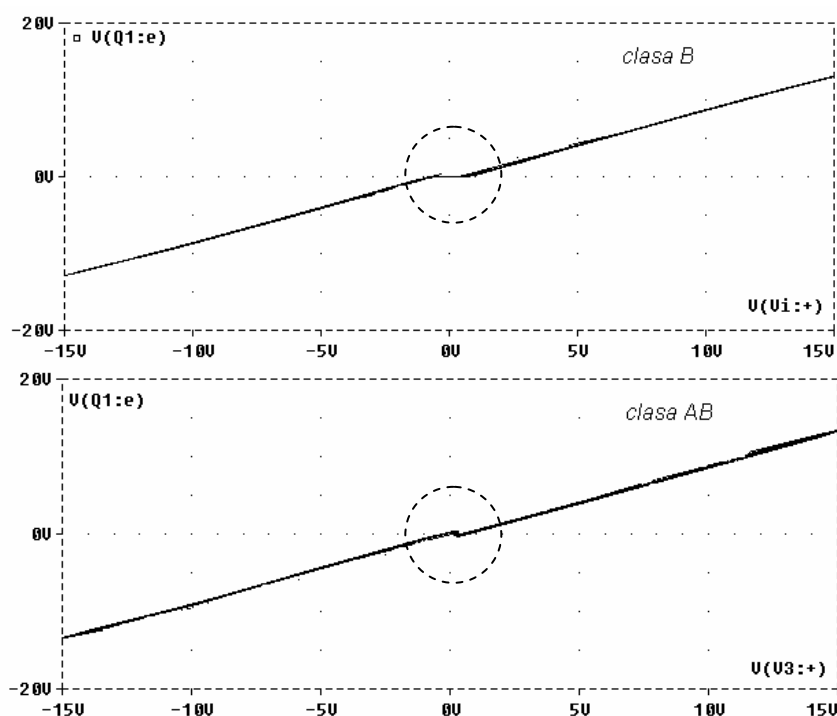


figura 124. Caracteristicile de transfer ale etajelor în clasa B, respectiv AB

4. AMPLIFICATORUL ÎN CLASĂ C.

Această clasă de amplificatoare este alcătuită din amplificatoare selective. Impedanța de sarcină a acestor etaje este un circuit acordat **LC** (figura 125). În lipsa semnalului de intrare tranzistorul final este blocat de sursa negativă din bază, **-V_{bb}**. El va fi deschis numai de vârfurile pozitive ale semnalului de intrare, mai mari cu aprox. 0,7V decât **V_{bb}**.

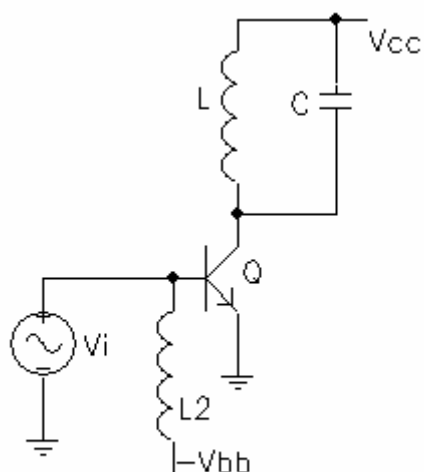


figura 125 amplificator în clasa C

Bobina **L₂** este o bobină de șoc. Ea este scurtcircuit pentru curentul continuu dar are o impedanță foarte mare la frecvența de lucru, practic poate fi considerată ca o întrerupere din punctul de vedere al sursei de semnal de intrare.

La deschiderea tranzistorului, **C** se încarcă de la sursa de alimentare, iar la blocarea tranzistorului, el se descarcă prin bobină.

În circuitul **LC** apar oscilații amortizate cu frecvența

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Dacă frecvența semnalului de intrare este aceeași cu frecvența de rezonanță f_o vârfurile pozitive ale semnalului de intrare deschizând periodic tranzistorul asigură reîncărcarea condensatorului și menținerea oscilațiilor.

Din figura 126 se poate observa că forma semnalului de ieșire este sinusoidală, deși semnalul de intrare nu este sinusoidal. Semnalul de intrare trebuie doar să

împiedică amortizarea oscilațiilor care apar în circuitul rezonant din colector, deci **frecvența și nu forma lui contează**.

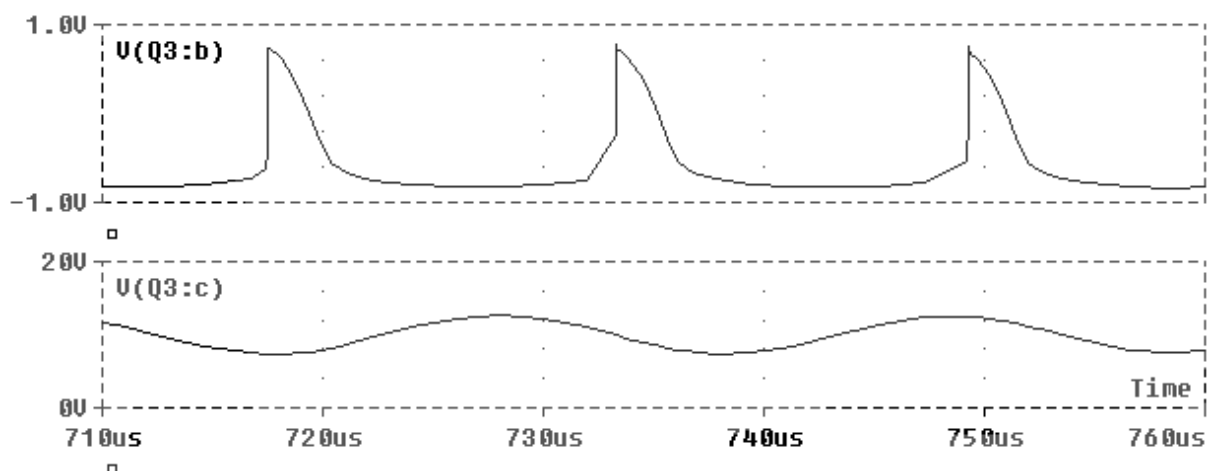


figura 126 Semnalele de intrare și ieșire ale amplificatorului în clasă C

Randamentul etajului este foarte bun deoarece tranzistorul conduce pe o durată scurtă raportat la perioada semnalului. Randamentul este puternic afectat dacă frecvența semnalului de intrare se abate de la f_0 . Se folosește în special în radiocomunicații, pentru emițătoare pe frecvență fixă.

5. AMPLIFICATORUL ÎN CLASĂ D.

În cazul acestor amplificatoare tranzistorul final lucrează în comutație. **Semnalul de intrare este în prealabil convertit într-un tren de impulsuri dreptunghiulare de amplitudine fixă și durată proporțională cu amplitudinea semnalului de intrare**. La ieșire vom obține tot aceleași impulsuri dar de putere mai mare. Pentru a obține forma semnalului inițial între sarcină și amplificator se intercalează un filtru trece jos (figura 127).

Semnalul dat de generatorul de dinți de fierăstrău (DDF), are frecvența mai mare decât cea mai mare frecvență din spectrul semnalului de intrare. El este comparat cu semnalul de intrare. La ieșirea comparatorului obținem un tren de impulsuri dreptunghiulare cu durata invers proporțională cu amplitudinea semnalului de intrare (figura 128).

Acestea sunt amplificate cu un amplificator final în clasa D. Adeseori acesta este un etaj **totem pole**, realizat cu tranzistoare VMOS. (figura 129).

Tensiunea de intrare se aplică simultan tranzistoarelor MOS **M1** și **M3**. Dacă **V_{in}** este pozitivă, acestea se deschid. Tranzistorul **M1** va bloca tranzistorul **M2**. Tensiunea de ieșire va fi pusă la masă de **M3**.

Dacă **V_{in}** este 0, **M1** și **M3** sunt blocate. **M2** este însă deschis datorită rezistenței de polarizare din poartă, legată la **V_{cc}**. Prin urmare ieșirea va fi legată la **V_{cc}** prin **M2**.

Etajul este inversor (la tensiune 0 la intrare corespunde tensiune maximă la ieșire și invers), prin urmare, dacă la intrare lățimea impulsurilor este invers proporțională cu amplitudinea semnalului original, **la ieșirea etajului obținem un tren de impulsuri cu durata proporțională cu amplitudinea semnalului original**.

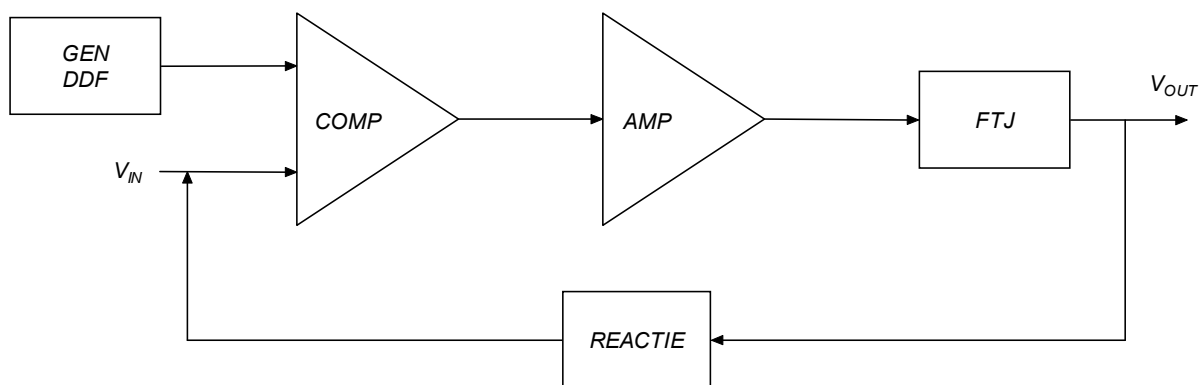


figura 127. Schema bloc a amplificatorului în clasă D

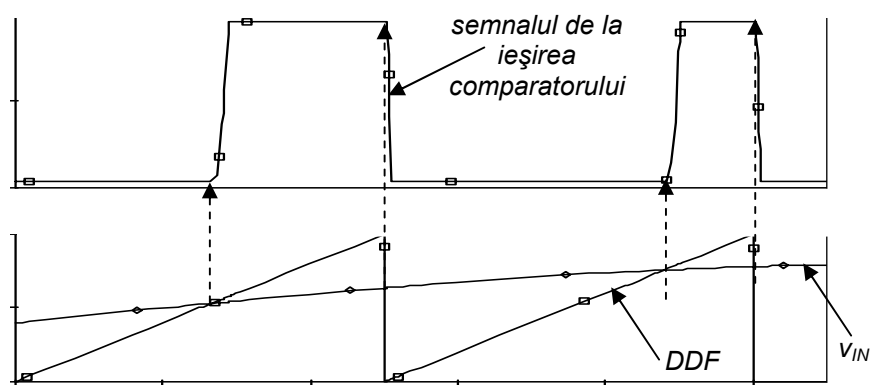


figura 128. Formele de undă la intrarea și ieșirea comparatorului

Amplificatorul în clasă D trebuie să aibă un filtru la ieșire pentru a reface forma inițială a semnalului de intrare.

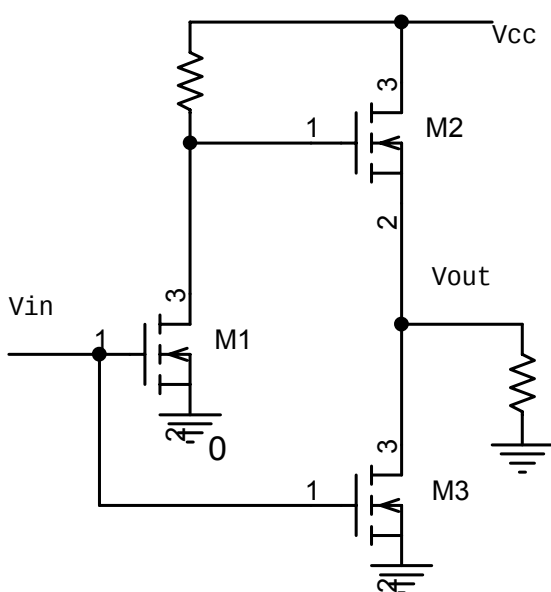


figura 129. Etaj totem pole

Dacă semnalul de intrare are o anumită bandă de frecvențe, nu se poate utiliza un simplu circuit acordat. **Se folosește un filtru trece jos cu frecvența de tăiere apropiată de cea mai mare frecvență din spectrul semnalului de intrare.** În acest fel, la ieșirea filtrului obținem valoarea medie a trenului de impulsuri. Deoarece valoarea medie este proporțională cu lățimea impulsurilor, la ieșirea filtrului obținem o formă de undă asemănătoare cu a semnalului original.

Avantajul cel mai important al amplificatorului în clasă D este randamentul foarte bun, apropiat de 100%. Acest lucru se datorează faptului că tranzistoarele finale trec

rapid din blocare în saturație și invers deci, fie curentul prin ele, fie căderea de tensiune pe ele este aproape de zero. În consecință disipă foarte puțină putere.

Dar tocmai comutarea foarte rapidă în cazul unor curenți mari generează un zgomot care se transmite pe cale electromagnetică și poate perturba etajele amplificatoare de semnal mic. Fenomenul poartă numele de interferență electromagnetică și se poate preveni prin ecranarea etajelor cu amplificare mare și impedanță de intrare mare, sensibile la acest gen de perturbații.

Capitolul X

STABILIZATOARE DE TENSIUNE

Stabilizatoarele sunt circuite electronice care ar trebui să furnizeze la ieșire o tensiune constantă, independentă de modificările curentului prin sarcină, de modificările tensiunii de intrare sau de modificările de temperatură, cu alte cuvinte ar trebui să fie surse ideale de tensiune. Măsura în care răspund acestor exigențe este cuantificată prin trei parametri:

- **Coeficientul de stabilizare, S** , care arată de câte ori sunt mai mari variațiile tensiunii de intrare față de variațiile tensiunii de ieșire deci:

$$S = \frac{\Delta v_i}{\Delta v_o}$$

În cazul ideal $S \rightarrow \infty$ și tensiunea de ieșire nu resimte modificările tensiunii de intrare.

- **Rezistența de ieșire, R_o** , care exprimă dependența tensiunii de ieșire de curentul prin sarcină:

$$R_o = \frac{\Delta v_o}{\Delta i_o}$$

În cazul ideal $R_o \rightarrow 0$ și tensiunea de ieșire este constantă indiferent de valoarea curentului prin sarcină.

- **Coeficientul de temperatură, S_T** , care arată dependența tensiunii de ieșire de variațiile de temperatură:

$$S_T = \frac{\Delta v_o}{\Delta T}$$

În cazul ideal $S_T \rightarrow 0$ și tensiunea de ieșire nu se modifică în funcție de temperatură.

În echipamentele electronice, stabilizatoarele sunt plasate între redresor și circuitele electronice pe care le alimentează. Ca efect al utilizării lor, brumul de rețea, care mai rămâne după filtrarea tensiunii redresate este practic eliminat.

Având în vedere faptul că sunt folosite pentru a transfera energia electrică de la un redresor la un consumator, un alt parametru important al stabilizatoarelor este randamentul, η , care arată cât la sută din puterea consumată de la redresor ajunge la consumator.

Stabilizatoarele de tensiune sunt de două feluri :

- **Liniare** – dacă realizează funcția de stabilizare cu tranzistoare polarizate să lucreze în regiunea activă normală. Sunt performante și fiabile dar au un randament mediu (70% cel mult). Din acest motiv, la puteri mari au gabarit mare și un regim termic sever.

- **În comutație** – când funcția de stabilizare se realizează cu tranzistoare lucrând în comutație. Necesită o proiectare riguroasă datorită vârfurilor mari de tensiune care pot să apară în regim de comutație dar au un randament foarte bun (peste 90%). Chiar la puteri mari au un gabarit redus și un regim termic lejer.

În funcție de topologia circuitului stabilizatoare se pot clasifica în:

- **Stabilizatoare serie** – când elementul regulator al stabilizatorului este în serie cu sarcina
- **Stabilizatoare paralel** – când elementul regulator al stabilizatorului este în paralel cu sarcina.

1. STABILIZATOARE LINIARE – SERIE.

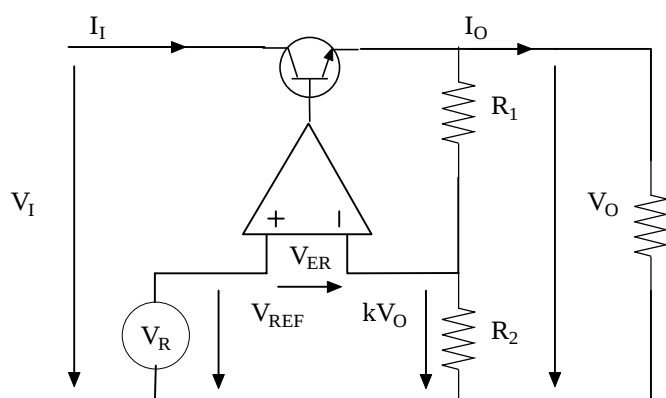


figura. 130. Schema de principiu a unui stabilizator serie

Topologia circuitului este cea a unui amplificator cu reacție (figura 130).

Elementul regulator, de obicei un tranzistor de putere lucrează ca repetor pe emitor. Potențialul bazei este determinat de un amplificator de eroare. Acesta compară o tensiune de referință, furnizată de obicei de un stabilizator parametric cu diodă Zener, cu o parte k din tensiunea de ieșire.

Reacția negativă serie – paralel realizată prin R_1 și R_2 are tendința de a regla ieșirea astfel încât $V_{ER} = 0$. Dacă amplificatorul de eroare are rezistența de intrare mare, divizorul resistiv R_1 , R_2 lucrează practic în gol, deci:

$$kV_O = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_O \quad (185)$$

Pe de altă parte, dacă amplificarea amplificatorului de eroare, a , este foarte mare:

$$V_{ER} = \frac{V_O}{a} \rightarrow 0 \Rightarrow V_{REF} = kV_O \quad (186)$$

Din 185 și 186 rezultă:

$$V_O = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{REF} \quad (187)$$

Pe baza relației (187) tensiunea de ieșire este dependentă numai de precizia rezistențelor de reacție și de stabilitatea tensiunii de referință.

Relația (187) a fost dedusă în ipoteza că tranzistorul lucrează ca repetor pe emitor. În caz contrar relația (186) nu este valabilă. Pentru aceasta este nevoie ca el să fie polarizat în RAN și prin urmare se impune ca:

$$V_I > V_O \quad (188)$$

Deci, trebuie avut în vedere faptul că **cea mai mică valoare posibilă a tensiunii de intrare trebuie să fie mai mare decât valoarea stabilizată a tensiunii de ieșire.**

Cel mai simplu circuit utilizat practic de stabilizator serie este cel din figura 130. Elementul regulator este și amplificatorul de eroare iar reacția se face prin rezistența de sarcină.

În acest caz $k = 1$ și în primă aproximație:

$$V_O \approx V_Z.$$

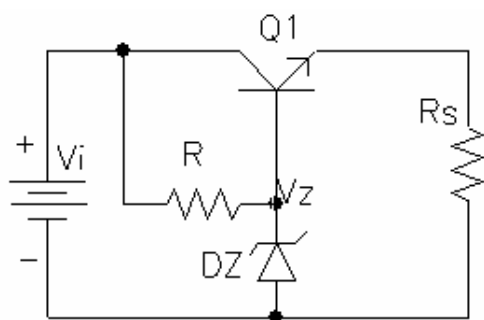


figura 130. Stabilizator serie

Trebuie să ținem cont de faptul că în acest caz condiția în care a fost dedusă relația (186) nu este îndeplinită. Amplificarea amplificatorului de eroare nu este mare ci unitară (un simplu repetor pe emitor) prin urmare tensiunea de eroare nu va fi zero ci egală cu V_{BE} .

Prin urmare o apreciere mai corectă a tensiunii de ieșire este dată de relația :

$$V_O = V_Z + V_{BE} \approx V_Z + 0,7V \quad (189)$$

Din același motiv coeficientul de stabilizare nu va fi mai bun decât al stabilizatorului parametric cu diodă Zener:

$$S \approx R \parallel r_z \approx \frac{R}{r_z}$$

unde r_z este rezistența dinamică a diodei Zener.

Rezistența de ieșire este însă mult mai mică decât la stabilizatorul parametric, deoarece rezistența de ieșire a stabilizatorului parametric, privită dinspre emitor, este de aproximativ β ori mai mică. Din acest motiv acest stabilizator poate lucra la curenți de sarcină mult mai mari și acceptă fluctuații mult mai mari ale curentului de sarcină decât stabilizatorul parametric.

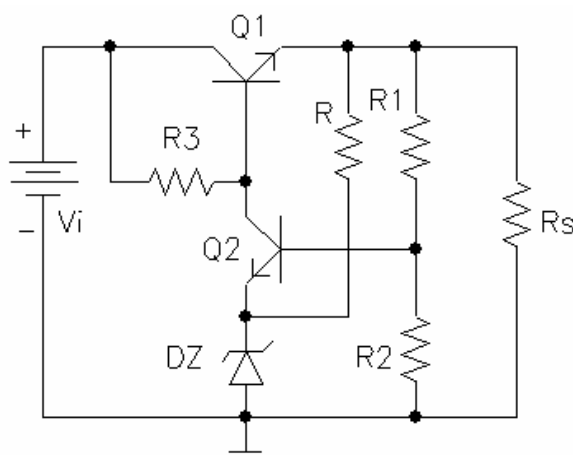


figura 131. Stabilizator serie cu amplificator de eroare

Un stabilizator serie în care apare amplificatorul de eroare separat de elementul regulator este prezentat în figura 131. Amplificatorul de eroare este Q_2 , alimentat în colector prin R_3 . Tensiunea de referință generată de stabilizatorul parametric $R - DZ$ este comparată cu tensiunea de reacție aplicată în baza tranzistorului prin divizorul

rezistiv $R_1 - R_2$. Conform relației (187) tensiunea de ieșire va fi:

$$V_O = V_Z \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Această relație va aproxima cu atât mai bine valoarea tensiunii de ieșire cu cât amplificarea amplificatorului de eroare este mai mare.

În figura 132 avem un exemplu practic de stabilizator în care rezistența de sarcină a amplificatorului de eroare (și implicit amplificarea lui de tensiune) este mărită prin introducerea tranzistorului, Q_2 , care împreună cu Q_1 formează o conexiune Darlington.

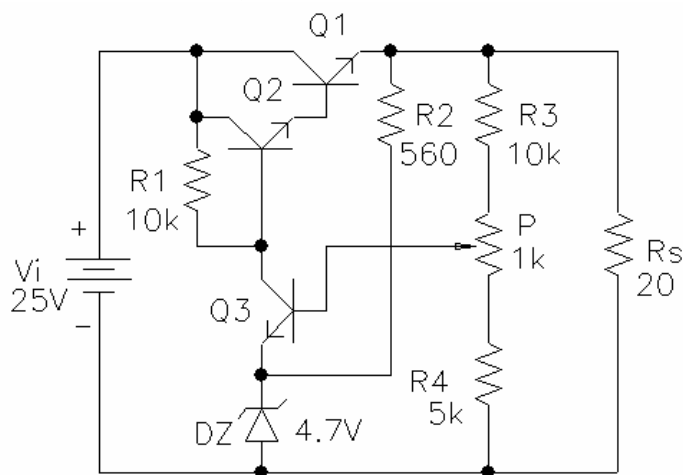


figura 132. Exemplu de stabilizator

Rezistența R_1 alimentează Q_3 iar R_2 asigură curentul necesar pentru ca dioda Zener să lucreze ca stabilizator de tensiune. Potentiometrul P permite ajustarea tensiunii de ieșire la exact 15V.

Din analiza PSPICE a circuitului rezultă că această valoare a tensiunii de ieșire se obține pentru o poziție a cursorului pentru care P are $0,7k\Omega$ de la cursor la R_3 și $0,3k\Omega$ de la cursor la R_4 . În

această situație R_1 din relația (187) va fi $10,7k\Omega$ iar R_2 va fi $5,3k\Omega$ și prin urmare valoarea teoretică a tensiunii stabilizate va fi:

$$V_O = 4,7 \left(1 + \frac{10,7}{5,3} \right) = 14,3V$$

Eroarea relativă este de 4,6%, mai mult decât acceptabilă pentru o primă analiză.

Pe baza analizei pe calculator, sau experimental, putem estima performanțele stabilizatorului mai ușor decât prin calcul. În cazul circuitului din figura 132 vom obține în urma analizei PSPICE rezultatele sintetizate în tabelele de mai jos:

Dependența tensiunii de ieșire de modificările tensiunii de intrare

V_i [V]	20	25	30	35
V_o [V]	14,80	14,98	15,07	15,13

Pe baza datelor din tabel putem estima coeficientul de stabilizare:

$$S = \frac{\Delta V_i}{\Delta V_o} = \frac{15}{0,33} = 45,45$$

deci tensiunea de ieșire se modifică de 45 de ori mai puțin decât tensiunea de intrare.

Dependența tensiunii de ieșire de modificările curentului de sarcină

$I_o [A]$	1,5	0,75	0,5	0,375
$V_o [V]$	14,92	14,98	15	15

Din tabel rezultă rezistența de ieșire:

$$R_o = \frac{\Delta v_o}{\Delta i_o} = \frac{0.08}{1} = 0,08$$

o valoare excelentă, explicabilă prin factorul mare de amplificare în curent al tranzistorului compus (Darlington) Q_1, Q_2 .

Dependența de temperatură a tensiunii de ieșire

$T [^{\circ}C]$	20	30	40	50
$V_o [V]$	15	14,98	14,90	14,88

Din ultimul tabel, coeficientul de temperatură se poate determina ca fiind:

$$S_T = \frac{\Delta v_o}{\Delta T} = \frac{0.12}{30} = 4mV/^{\circ}C$$

un rezultat din nou foarte bun mai ales dacă avem în vedere faptul că nu au fost luate măsuri speciale de compensare termică.

Exemplul de mai sus ne dă o idee despre performanțele bune ale stabilizatoarelor serie, chiar în varianta lor cea mai simplă. Desigur că prin utilizarea unui amplificator de eroare mai elaborat sau a unei surse de tensiune de referință termocompensate, coeficientul de stabilizare și coeficientul termic se mai pot îmbunătăți. Dar randamentul circuitului din figura 132 este modest. Curentul de sarcină este aproximativ egal cu curentul prin elementul regulator (Q_1). Prin urmare randamentul va fi:

$$\eta = \frac{P_u}{P_c} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{15}{25} = 60\%$$

Prin urmare 40% din puterea consumată de la sursă este disipată de elementul regulator, adică se pierde sub formă de căldură. Din acest motiv acest tip de stabilizator nu poate fi utilizat la puteri mari decât dacă se iau măsuri speciale de răcire a elementului regulator.

2. STABILIZATOARE LINIARE – PARALEL.

Elementul regulator al acestor stabilizatoare este dispus în paralel cu sarcina, iar tensiunea de referință alimentează intrarea inversoare a amplificatorului de eroare.

$$V_o = V_i - R I_L = V_i - R(I_o + I_C) \quad (190)$$

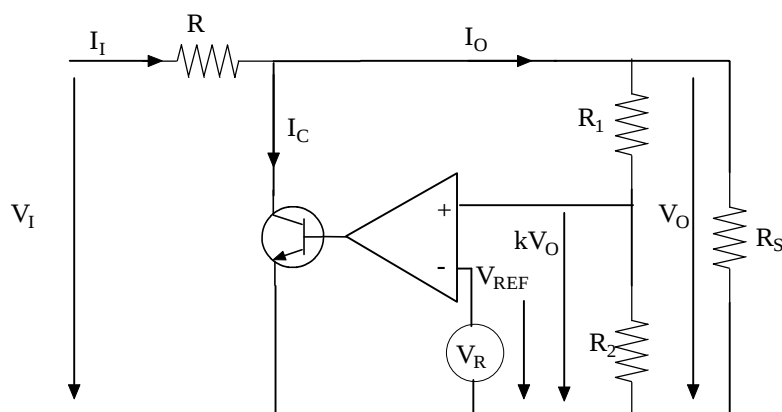


figura 133. Stabilizator paralel – schema de principiu

Dacă V_O ar avea tendință de creștere (fie datorată creșterii tensiunii de intrare fie datorată scăderii curentului prin sarcină) crește și tensiunea de eroare

$$V_{ER} = kV_O - V_{REF}$$

de la intrarea amplificatorului și deci va crește tensiunea din

baza elementului regulator. Prin urmare va crește I_C și deci căderea de tensiune pe R . Pe baza relației (190) V_O va scădea.

Într-un mod analog se poate demonstra că la o tendință de scădere a V_O circuitul va răspunde cu o tendință de creștere, deci, reacția este negativă și are tendința de a stabili tensiunea de ieșire. Dacă amplificarea amplificatorului de eroare este suficient de mare, tensiunea de eroare va fi foarte mică și deci:

$$V_{REF} \approx kV_O \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_O$$

De aici rezultă:

$$V_O = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (191)$$

Un exemplu practic de astfel de stabilizator avem în figura 134. Tensiunea de intrare V_I este 20 – 25V iar tensiunea de ieșire aproximativ 13,6V. Sursa de tensiune de referință este D_1 alimentată prin R_2 . Tensiunea ei este comparată cu tensiunea de ieșire care apare pe emitorul Q_1 . Diferența dintre ele determină măsura în care se deschide sau nu Q_2 . Diferența dintre V_I și V_s este preluată în permanență de R_1 .

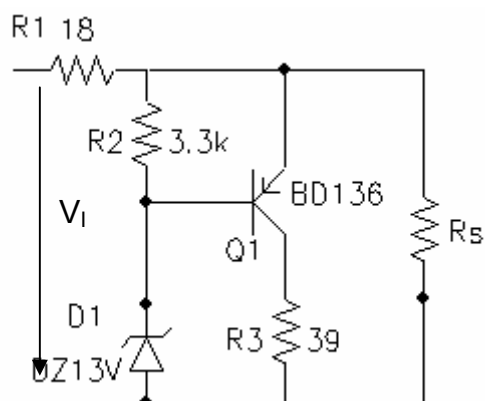


figura 134. Stabilizator paralel

R_3 limitează curentul maxim prin tranzistor atunci când el este saturat.

Elementul de reglaj este și amplificator de eroare. Desigur cu un amplificator de eroare distinct vom obține un circuit cu performanțe mai bune.

Circuitul din figura 135 este un exemplu foarte simplu. Amplificatorul de eroare este Q_2 . În baza lui se aplică tensiunea de eroare

$$V_E = V_O - V_{REF}$$

Această tensiune va modifica curentul care trece prin Q_1 astfel încât :

$$I_{CQ1} + I_O = \text{const.}$$

Putem intui că randamentul stabilizatoarelor paralel este și mai slab decât al stabilizatoarelor serie. În afară de puterea utilă transferată sarcinii avem o putere disipată pe rezistența serie R_1 și puterea disipată în elementul de reglaj care poate fi chiar mai mare decât puterea utilă.

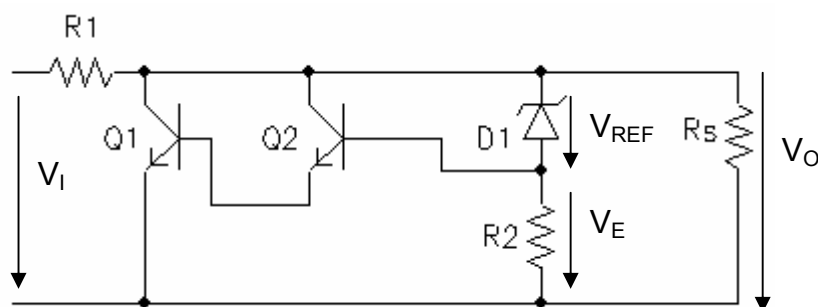


figura 135. Stabilizator paralel cu amplificator de eroare

În cazul unui scurtcircuit la ieșire elementul regulator se blochează și deci acest tip de stabilizator este protejat la scurtcircuit.

Însă, în cazul stabilizatoarelor serie trebuie luate măsuri de limitare a curentului prin

elementul de reglaj în cazul unui scurtcircuit la ieșire.

3. CIRCUITE DE LIMITARE A CURENTULUI.

În figura 136 avem un circuit simplu de limitare al curentului. Dacă curentul prin elementul de reglaj (deci curentul de sarcină) se menține sub valoarea I_{MAX}

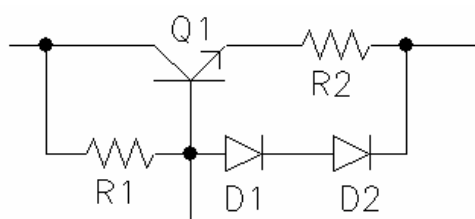


figura 136. Circuit de limitare a curentului cu diode

căderea de tensiune pe rezistența R_2 (de valoare mică) nu va fi suficientă pentru a deschide diodele D_1 și D_2 astfel încât Q_1 va lucra normal. Dacă valoarea maximă a curentului de ieșire este depășită, căderea de tensiune pe R_2 crește peste 1,4V și diodele D_1 și D_2 vor conduce, deturnând astfel curentul din baza Q_1 . Elementul regulator va avea tendință de blocare și prin urmare curentul I_{MAX} nu poate depăși valoarea:

$$I_{MAX} \cong \frac{0.7V}{R_2}$$

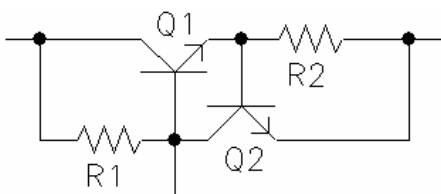


figura 137. Circuit de limitare a curentului cu tranzistor

În circuitul din figura 137 diodele au fost înlocuite prin tranzistorul Q_2 . Un curent mare prin R_2 deschide tranzistorul Q_2 și curentul se limitează la aceeași valoare ca în cazul circuitului cu diode. Avantajul acestei soluții este răspunsul mult mai rapid. O creștere mică a curentului de sarcină

peste valoarea admisă determină o scădere de β_2 ori mai accentuată a curentului de bază al Q_1 și deci o limitare rapidă a curentului prin elementul regulator.

În cazul circuitelor de protecție prezentate până acum, există inconvenientul că în regim de scurtcircuit curentul prin tranzistorul serie este limitat la I_{MAX} în timp ce întreaga tensiune de alimentare se aplică între colector și emitor dacă ieșirea este în scurt. El va disipa o putere mare în acest regim și se va încălzi foarte mult. În regim de scurtcircuit de lungă durată elementul regulator se poate distruge.

Inconvenientul poate fi înlăturat cu circuitul de protecție din figura 138. Curentul de scurtcircuit va determina o cădere de tensiune

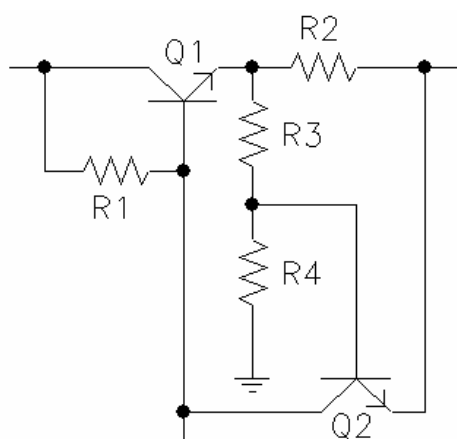


figura 138. Circuit de protecție la scurtcircuit de lungă durată

graficele din figura 139:

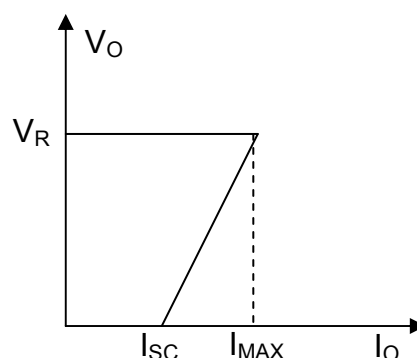
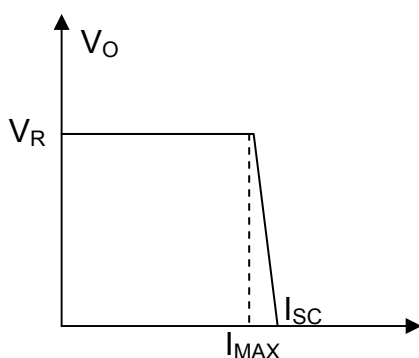


figura 139.. Caracteristica de limitare a curentului pentru circuitele de protecție din fig. 137 respectiv 138.

Se poate observa că pentru circuitul de protecție din figura 137 curentul de scurtcircuit este practic egal cu curentul maxim, chiar puțin mai mare, dar pentru circuitul de protecție din figura 138 curentul de scurtcircuit este mai mic decât curentul maxim. Datorită acestei forme a caracteristicii de limitare a curentului, circuitul din figura 138 se numește *circuit de limitare cu întoarcerea caracteristicii*.

Cu un circuit de protecție cu întoarcerea caracteristicii, stabilizatoarele serie sunt protejate și în cazul unui regim de scurtcircuit de lungă durată.

4. STABILIZATOARE ÎN COMUTAȚIE

În cazul stabilizatoarelor în comutație, elementul regulator nu mai este polarizat să lucreze în regiunea activă normală ci este comandat cu impulsuri, astfel încât el este fie blocat fie saturat. În consecință sau curentul care trece prin el este aproape zero, sau căderea de tensiune la bornele sale este aproape nulă. Din acest motiv puterea disipată de elementul regulator (comutator în acest caz) va fi:

$$U_{R2} = I_{MAX} R_2$$

care este practic egală în cazul unui scurtcircuit la ieșire cu căderea de tensiune pe divizorul R_3, R_4 . Potențialul bazei Q_2 va fi

$$V_{BQ2} = \frac{R_4 R_2 I_{MAX}}{R_3 + R_4} \cong 0.7V \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_{MAX} = \frac{R_3 + R_4}{R_4 R_2} \times 0.7V$$

Deosebirea dintre cele două circuite de limitare a curentului se poate observa pe

$$P = U \times I \approx 0$$

ceea ce înseamnă că practic **toată energia consumată de la sursă este transferată sarcinii**.

Desigur, elementul comutator, un tranzistor în majoritatea aplicațiilor, nu este un comutator ideal și prin urmare o mică parte din puterea debitată de sursă va fi disipată de comutator. Cu toate acestea randamentul acestor stabilizatoare este cu mult mai mare decât al stabilizatoarelor liniare, uzual peste 90%. Datorită acestui fapt gabaritul lor este mai mic chiar dacă puterea debitată este mare.

Schema de principiu a unui stabilizator în comutație este dată în figura 140. El este compus din **comutatorul S**, **elementul de acumulare al energiei A**, **amplificatorul de eroare a**, și **un convertor tensiune - impulsuri C**.

În intervalul de timp t_{ON} în care comutatorul este închis, elementul de acumulare este încărcat cu energie: condensatorul acumulează energie electrostatică, bobina energie electromagnetică.

În intervalul de timp t_{OFF} , în care comutatorul S este deschis, elementul de acumulare cedează energia pe care o înmagazinase sarcinii. Dioda D are rolul de a împiedica apariția regimului armonic oscilant, specific circuitelor L – C. Datorită ei, curentul poate trece prin sarcină într-un singur sens.

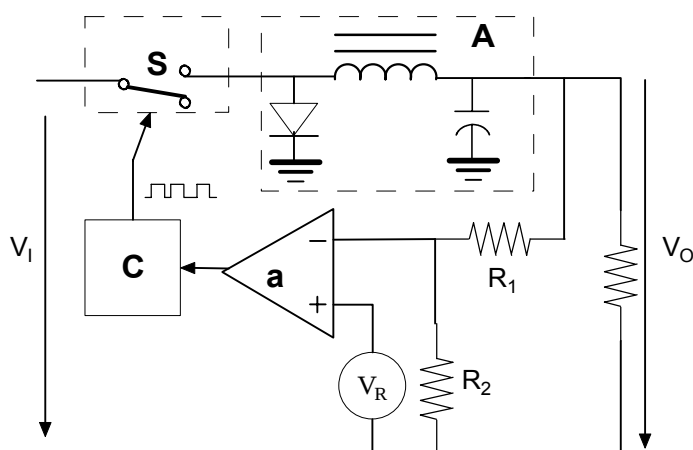


fig. 140. stabilizator în comutație - schema de principiu

O fracțiune din tensiunea de ieșire, luată prin divizorul R_1 , R_2 este comparată cu tensiunea de referință V_R . Dacă între aceste valori există o diferență, ea va fi amplificată și va comanda convertorul tensiune – impulsuri. Acesta este fie un convertor tensiune – frecvență, fie un modulator în durată al impulsurilor.

În primul caz, tensiunea de eroare determină modificarea frecvenței cu care se închide comutatorul.

În cazul al doilea, cel mai des utilizat, frecvența de comutare este fixă, de regulă ultrasonică, dar se modifică factorul de umplere al impulsurilor de comandă în funcție de tensiunea de eroare ε :

$$T = t_{ON} + t_{OFF} = \text{constant} \quad ; \quad t_{ON} = f(\varepsilon)$$

Dacă considerăm filtrul L-C de la ieșire ca fiind ideal, valoarea medie a tensiunii pe sarcină va fi:

$$V_o = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \times V_i$$

Relația de mai sus arată că tensiunea de ieșire este mai mică decât tensiunea de intrare pentru stabilizatorul din figura 140. De aceea el poartă **numele de stabilizator coborâtor de tensiune (step – down regulator)**.

Modificând topologia circuitului din figura 140, se poate obține, cu aceleași elemente, un **stabilizator ridicător de tensiune (step – up regulator)**. Acest stabilizator este prezentat în figura 141, fără partea de comandă a comutatorului care rămâne neschimbată.

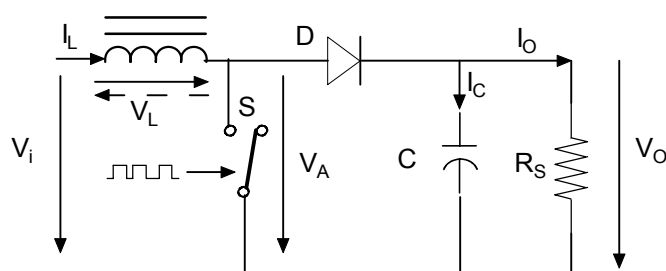


fig. 141. stabilizator în comutație - step - up

Pe durata t_{ON} anodul diodei este pus la masă prin comutatorul S în timp ce pe catod, condensatorul C menține tensiunea V_O . În consecință dioda va fi blocată și tensiunea de alimentare V_i se aplică pe bobină, în sensul indicat de săgeata continuă din figura 141. Prin bobină va trece un curent liniar crescător i_L .

În momentul deschiderii comutatorului S, curentul prin bobină nu își poate schimba brusc valoarea. Apare tensiunea de autoinducție care tinde să mențină i_L constant. Sensul tensiunii pe bobină va fi cel indicat în figura 141 de săgeata desenată cu linie întreruptă.

Se poate observa din figura 141 că pe durata t_{OFF} V_i și V_L se însumează, prin urmare anodul diodei devine mai pozitiv decât catodul, dioda se deschide și asigură alimentarea sarcinii și încărcarea condensatorului. Condensatorul se încarcă prin urmare la o valoare mai mare decât valoarea tensiunii de intrare. Cum tensiunea condensatorului este chiar tensiunea de ieșire, rezultă că tensiunea de ieșire va fi mai mare decât tensiunea de intrare.

Având în vedere faptul că valoarea medie a tensiunii la bornele unei inductanțe este nulă putem scrie relația:

$$V_i \times t_{ON} = (V_i - V_O) \times t_{OFF} \Rightarrow V_i(t_{ON} + t_{OFF}) = V_O \times t_{OFF}$$

de unde:

$$V_O = \frac{T}{t_{OFF}} \times V_i$$

Trebuie remarcat faptul că V_O este valoarea medie a tensiunii de ieșire pe perioada T. Dar valoarea instantanee a tensiunii de ieșire oscilează în jurul acestei valori cu o frecvență egală cu frecvența de comutare. Acesta este principalul dezavantaj al stabilizatoarelor în comutație față de stabilizatoarele liniare. Deoarece frecvența de comutare este mult mai mare decât frecvența rețelei (20 – 40 kHz uzual) filtrarea acestor pulsații se poate realiza cu condensatoare de valoare mult mai mică decât în cazul redresoarelor de rețea.

Un stabilizator deosebit de performant se poate realiza prin atașarea unui stabilizator liniar după un stabilizator în comutație.

Capitolul XI

OSCILATOARE ȘI GENERATOARE DE SEMNAL

Oscilatoarele sunt circuite electronice care generează un semnal de ieșire periodic fără a avea un semnal de intrare aplicat explicit.

Dacă semnalul de ieșire este sinusoidal, ele se numesc oscilatoare armonice.

Dacă semnalul de ieșire este dreptunghiular, se numesc multivibratoare.

Un alt criteriu de clasificare al oscilatoarelor este frecvența oscilațiilor generate. Din acest punct de vedere avem:

- *Oscilatoare de joasă (audio) frecvență*, cu frecvența cuprinsă între 0 și câteva zeci de kiloherți
- *Oscilatoare de înaltă (radio) frecvență*, cu frecvența de ordinul sutelor sau miilor de kiloherți.

1. CRITERIUL LUI BARKHAUSEN

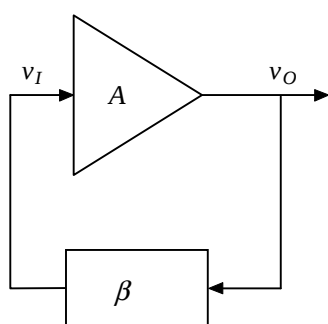


figura 142. Schema bloc a unui oscilator cu reacție

Oscilatoarele armonice sunt de fapt amplificatoare cu reacție, dar fără semnal aplicat la intrare. v_I poate fi inițial tensiunea de zgomot termic specifică semiconductorilor, sau un impuls datorat regimului tranzitoriu de la punerea sub tensiune.

Datorită rețelei de reacție (vezi figura 142)

$$v_I = \beta v_O \Rightarrow v_O = A\beta v_O$$

Pentru ca relația de mai sus să poată fi valabilă pentru valori finite și diferite de zero ale v_O trebuie ca:

$$A\beta = 1 \quad (192)$$

Relația (192) reprezintă forma matematică a criteriului Barkhausen. Pentru a înțelege semnificația fizică a acestui criteriu trebuie să privim amplificarea A și atenuarea rețelei de reacție β ca fiind numere complexe:

$$A = Ae^{j\alpha} \text{ și } \beta = Be^{j\beta} \quad (193)$$

unde **A este modulul amplificării, α defazajul introdus de amplificator, B modulul atenuării iar β defazajul introdus de rețeaua de reacție.**

Pentru a fi satisfăcută relația (192), ținând cont de relația (193) rezultă două condiții:

- **Condiția de amplitudine** cere ca amplificarea amplificatorului să compenseze atenuarea rețelei de reacție, deci:

$$AB = 1 \quad (194)$$

- **Condiția de fază** cere ca defazajul introdus de rețeaua de reacție să anuleze defazajul introdus de amplificator, deci:

$$\alpha + \beta = 2k\pi \quad (195)$$

dacă relația (194) nu este riguros îndeplinită atunci fie că eventualele oscilații se amortizează și dispar ($AB < 1$), fie amplitudinea lor crește ($AB > 1$) până când **A** se reduce datorită saturației sau blocării tranzistoarelor din care este format amplificatorul. În acest din urmă caz oscilațiile se mențin dar nu mai sunt perfect sinusoidale. **Relația 194 stabilește condiția de amorsare a oscilațiilor.**

Îndeplinirea condiției (195) depinde mai degrabă de bucla de reacție pozitivă. Amplificatoarele au în general o anumită bandă de frecvențe în care defazajul dintre semnalul de intrare și cel de ieșire poate fi considerat constant: 0° la amplificatoarele neinversoare, 180° la cele inversoare.. Rețelele de reacție pozitivă sunt realizate din componente pasive R, L, C, care au de obicei o singură frecvență la care pot compensa defazajul amplificatorului. **Deci condiția 195 stabilește frecvența semnalului generat de oscilator.**

2. OSCILATOARE CU REȚEA DE DEFAZARE RC.

În figura 143 este prezentat un oscilator cu rețea de defazare R-C. Amplificatorul este realizat cu un J-FET în montaj sursă comună. Amplificatorul fiind inversor rețeaua de reacție trebuie să asigure un defazaj de 180° .

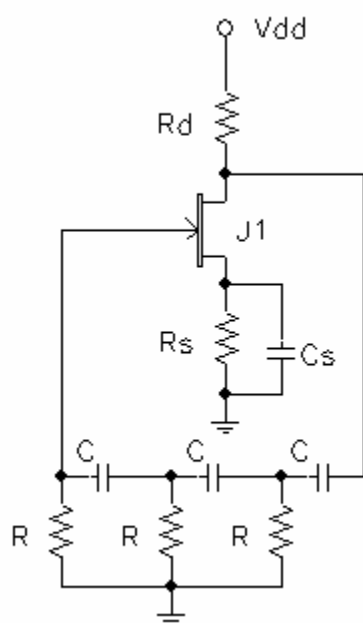


figura 143 Oscilator RC

Rețeaua de reacție este formată din trei celule **trece-sus C-R**. Prin calcul algebric destul de laborios se poate demonstra că această rețea introduce un defazaj de 180° la frecvența:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} \quad (196)$$

Atenuarea circuitului de reacție la această frecvență este:

$$|\beta| = \frac{1}{29} \quad (197)$$

Formulele de mai sus sunt riguros valabile dacă reacția este aplicată unui amplificator de tensiune ideal. Amplificatorul din figura 143 poate fi privit ca ideal din punctul de vedere al impedanței de intrare care este practic infinită. Impedanța de ieșire este însă egală cu R_d . Valoarea lui R_d nu se poate alege

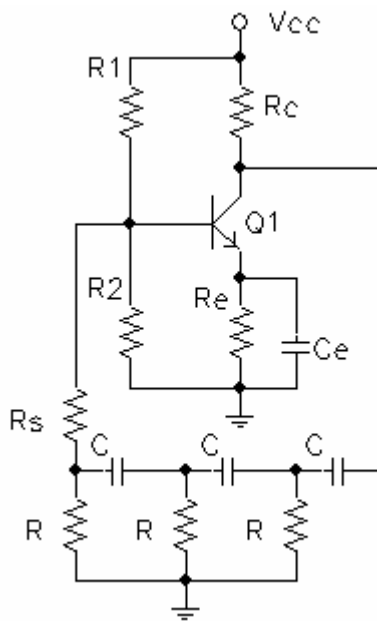
foarte mică deoarece amplificarea montajului:

$$A = -g_m R_d \quad (198)$$

trebuie să fie mai mare decât 29 pentru a respecta condiția de amorsare a oscilațiilor.

Pentru a lua în calcul și încărcarea pe care o produce rețeaua de reacție asupra ieșirii amplificatorului se folosește relația (198) pentru determinarea R_d dar se cere pentru A o valoare mai mare, uzual 40 în loc de 29. În acest fel proiectantul se asigură că impedanța de intrare a rețelei de reacție nu va determina scăderea amplificării sub 29.

Figura 144 prezintă același tip de oscilator realizat cu un TB în conexiune EC. Diferența fundamentală față de cazul precedent este că impedanța de intrare a TB încarcă puternic rețeaua de reacție. Din acest motiv se introduce rezistența R_s de valoare mare între rețeaua de reacție și baza tranzistorului. Relațiile practice de proiectare a circuitului sunt::



$$f = \frac{1}{2\pi RC} \frac{1}{\sqrt{6 + 4(R_c / R)}}$$

$$\beta \geq 23 + 29 \frac{R}{R_c} + 4 \frac{R_c}{R}$$

a doua relație fiind ușor de îndeplinit pentru valori apropiate ale R și R_c .

figura 144. Oscilator R-C

3. OSCILATORUL CU PUNTE WIEN

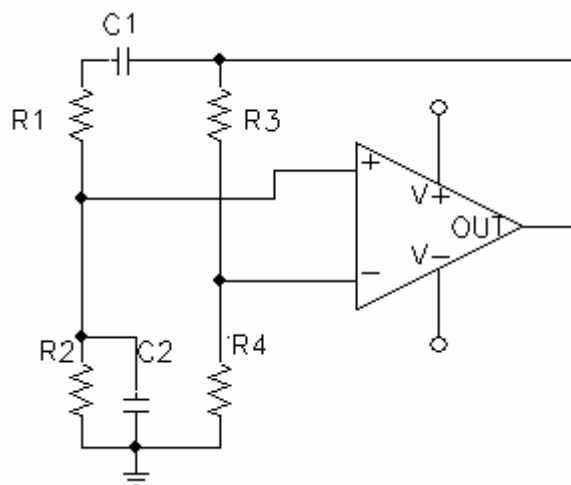


figura 145. Oscilator cu punte Wien

Acest tip de oscilator este realizat în exemplul din figura 145 cu un amplificator operațional (amplificator de tensiune aproape ideal) și puntea Wien formată din:

Brațul $R_1 C_1 R_2 C_2$ care este o rețea R-C de reacție pozitivă;

Brațul $R_3 R_4$ care este o rețea de reacție negativă.

Condiția de amorsare a oscilațiilor conduce la relația

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2} \quad (197)$$

sau dacă $R_1=R_2=R$ și $C_1=C_2=C$

$$\frac{R_3}{R_4} = 2$$

Condiția de fază permite determinarea frecvenței oscilațiilor:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}} \quad (198)$$

sau dacă $R_1=R_2=R$ și $C_1=C_2=C$

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

În figura 146 avem același oscilator realizat cu TB. T_1 și T_2 formează un amplificator de tensiune, $R_1C_1R_2C_2$ formează bucla de reacție pozitivă, R_3R_4 bucla de reacție negativă, celelalte rezistențe asigură polarizarea tranzistoarelor. Condensatoarele C_3 și C_4 sunt scurtcircuitate la frecvența de oscilație și asigură închiderea buclei de reacție negativă, respectiv decuplarea rezistenței din emitor pentru creșterea amplificării în tensiune.

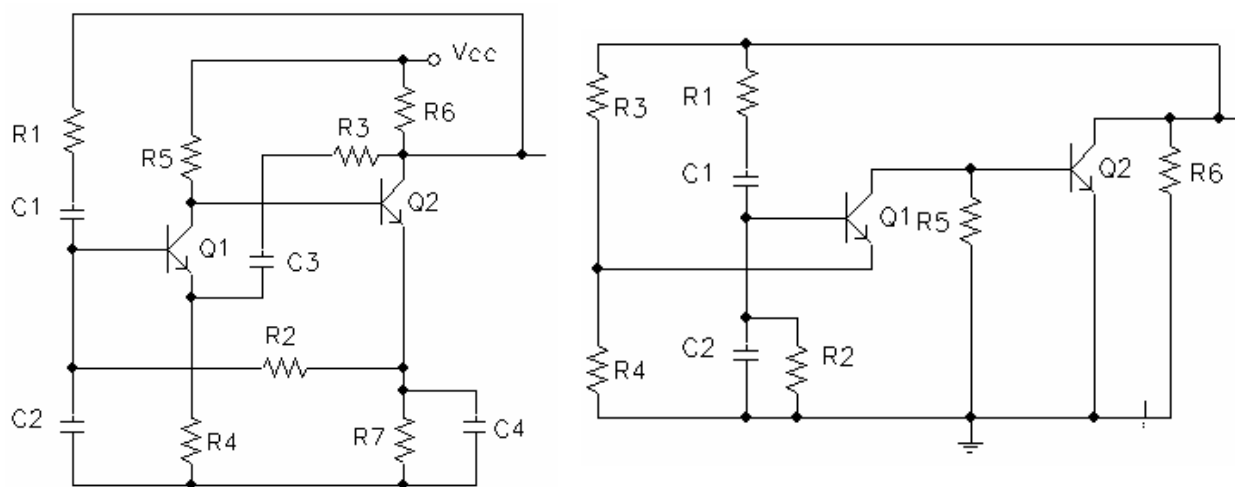


figura 146. Oscilator în punte Wien cu TB, schema electrică și schema de c.a.

În schema de c.a. sunt puse în evidență cele două bucle de reacție. Relațiile (197) și (198) sunt aplicabile cu aproximație și în acest caz. Precizia este cu atât mai bună cu cât:

- Amplificarea amplificatorului fără reacție format din Q_1 - Q_2 este mai mare, deci cu cât R_6 este mai mare.
- Impedanța de intrare a montajului este mai mare, condiție asigurată de rezistența din emitorul Q_1 dacă β_{Q1} este mare.
- Rezistența de ieșire a amplificatorului, deci R_6 , este mică.

Se poate remarca contradicția dintre prima și ultima condiție. Pentru evitarea acesteia se poate introduce un etaj repetor pe emitor între colectorul Q_2 și intrarea punții Wien, care va asigura o impedanță de ieșire mică pentru atacul în tensiune al punții.

Oscilatoarele RC pot acoperi gama de audiofrecvență. La frecvențe mari unde capacitățile interne și efectul Miller încep să își facă efectul, comportamentul lor este mai puțin previzibil. În domeniul de radiofrecvență se vor utiliza oscilatoare LC.

4. OSCILATOARE LC

Configurația de bază a unui oscilator de radiofrecvență este prezentată în schema bloc din figura 147. În funcție de tipul reactanțelor X_1 , X_2 și X_3 oscilatoarele LC se clasifică în cele 3 tipuri de bază din tabelul de mai jos:

Indiferent de tipul oscilatorului se poate observa din schema bloc că reactanțele au trei puncte comune prin care se cuplează în circuitul amplificatorului, de aceea se numesc oscilatoare în trei puncte.

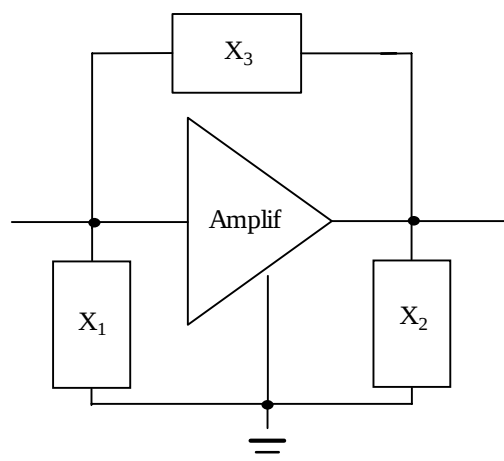


figura 147. Oscilator în trei puncte

Ca amplificator se folosește de obicei un tranzistor, TB sau TEC, iar cele trei puncte se conectează în cele trei terminale ale tranzistorului.

X1	X2	X3	oscilator
C	C	L	Colpitts
L	L	C	Hartley
LC	LC	-	cu transformator

5. OSCILATORUL COLPITTS.

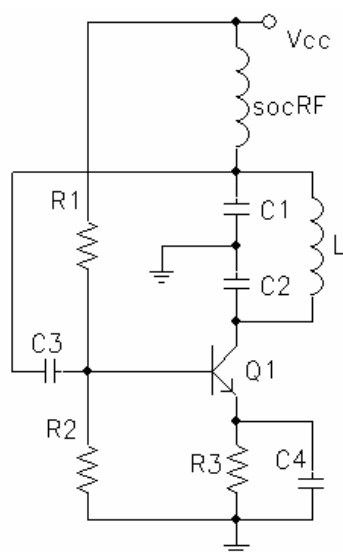


figura 148. Oscilator Colpitts

Una din posibilitățile de realizare a unui oscilator Colpitts este prezentată în figura 148. Tranzistorul lucrează în montaj emitor comun, R_1 , R_2 , R_3 , și bobina de șoc având rolul de a polariza tranzistorul în curent continuu.

C_3 și C_4 sunt scurtcircuitate la frecvența de lucru. Prin urmare L este reactanța de reacție între colectorul și baza Q_1 în timp ce condensatoarele C_1 și C_2 sunt din punct de vedere al semnalului alternativ legate în paralel cu intrarea respectiv ieșirea circuitului. Frecvența de oscilație se poate determina cu relația:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_E}}$$

unde C_E este capacitatea echivalentă la bornele bobinei:

$$C_E = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

6. OSCILATORUL HARTLEY

În figura 149 este prezentat un oscilator Hartley cu TB în montaj emitor comun. Față de figura 146 circuitul rezonant este acum realizat din condensatorul C_2 , care

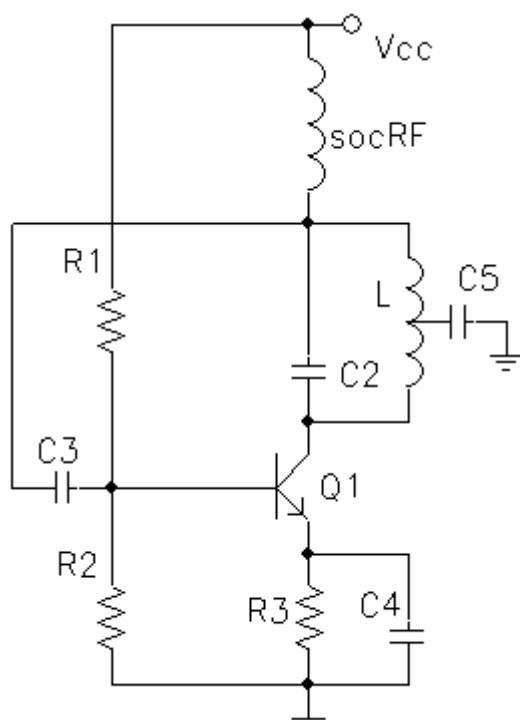


figura 149. Oscilator Hartley

este și reactanța de reacție, fiind conectat între baza și colectorul Q_1 și inductivitatea L , care are o priză conectată la masă prin condensatorul C_5 . Frecvența de oscilație se poate determina cu relația:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_E C}}$$

unde

$$L_E = L_1 + L_2 + 2M$$

reprezintă inductanța echivalentă la bornele condensatorului (M este inductanța mutuală de cuplaj între cele două secțiuni ale bobinei).

Semnalul de ieșire se poate lua tot de pe L prin intermediul unei alte bobine, slab cuplate cu L pentru a nu afecta selectivitatea circuitului oscilant.

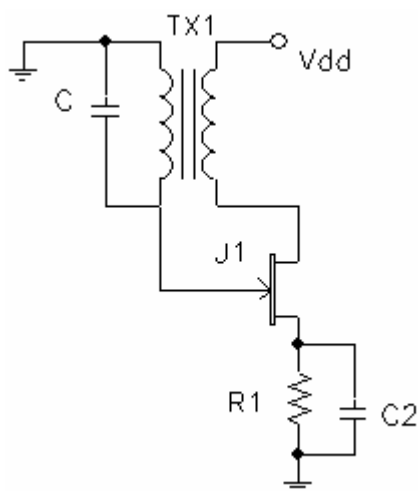


figura 150. Oscilator cu cuplaj prin transformator

7. OSCILATOR CU CUPLAJ PRIN TRANSFORMATOR.

Aceste oscilatoare sunt foarte simple și realizează un cuplaj inductiv prin transformator între intrare și ieșire. Defazajul asigurat de rețeaua de reacție pe frecvența de rezonanță poate fi 0 sau 180° în funcție de sensul de înfășurare al secundarului față de primar. Pentru circuitul din figura 150 acest defazaj trebuie să fie 180° deoarece J-FET-ul lucrează în montaj sursă comună deci introduce un defazaj de 180° . Rezistența R_1 asigură polarizarea automată a grilei

care, din punctul de vedere al alimentării de curent continuu este legată la masă prin secundarul transformatorului de cuplaj. Condensatorul C_2 leagă la masă sursa la frecvența de oscilație, mărind astfel amplificarea montajului. Frecvența de oscilație este determinată de C și L_E , inductivitatea echivalentă văzută de condensatorul C .

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_E C}}$$

Semnalul de ieșire poate fi luat din primarul transformatorului prin cuplaj slab inductiv dar asta presupune complicarea constructivă a transformatorului TX1.

Semnalul de ieșire este mai simplu de scos printr-un condensator de cuplaj din poarta tranzistorului. În cazul oscilatoarelor armonice, având în vedere reacția pozitivă, ieșirea poate fi luată din orice punct convenabil al buclei de reacție, circuitul ne având o ieșire impusă de alte considerente.

Atât oscilatoarele LC cât și cele RC au frecvențele de oscilație dependente de valoarea unor componente pasive. Dispersia parametrilor acestor componente, chiar dacă este mai mică decât a dispozitivelor semiconductoare, este totuși considerabilă în cazul bobinelor și condensatoarelor. De asemenea capacitatea condensatoarelor este dependentă de temperatură astfel încât stabilitatea frecvenței de oscilație este modestă, mai ales la oscilatoarele LC. De aceea în aplicațiile care necesită o mare stabilitate a frecvenței de oscilație, se folosesc oscilatoare cu cristal de cuarț.

8. OSCILATOARE CU CRISTAL DE CUARȚ.

Cristalele de cuarț utilizate în oscilatoare sunt tăiate după anumite direcții cristalografice și sunt prevăzute cu doi electrozi metalici pe două fețe paralele. La tensiuni alternative de anumite frecvențe aplicate pe electrozi apar vibrații mecanice (efectul piezoelectric invers) și cristalul se comportă ca o impedanță cu proprietăți

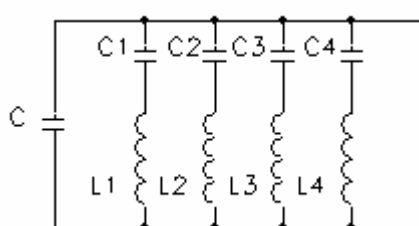


figura 151 Cuarțul - schema echivalentă

de circuit rezonant. Din acest motiv cristalul de cuarț poate fi echivalat cu un circuit rezonant ca cel din figura 151. C este capacitatea parazită datorată monturii metalice iar C_1 , L_1 , modelează rezonanța cuarțului pe frecvența fundamentală de oscilație:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

La această frecvență cuarțul se comportă ca un circuit rezonant serie și este cel mai adesea utilizat pe această frecvență în oscilatoarele armonice.

Dar cuarțul se comportă la fel și pentru semnalele de frecvențe egale cu armonicile impare ale frecvenței fundamentale:

$$f_{s2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}, f_{s3} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_3}}, \dots$$

La aceste frecvențe cuarțul este mai rar folosit în așa numitele oscilatoare *overtone*.

Datorită capacității parazite a monturii, C , apare și o frecvență de rezonanță la care cuarțul se comportă ca un circuit rezonant paralel:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_E}}$$

unde C_E este capacitatea echivalentă la bornele inductanței L_1 :

$$C_E = \frac{C_1 C}{C_1 + C}$$

Datorită diferenței mari de valoare dintre cele două capacități ($C_1 \ll C$), cele două frecvențe sunt foarte apropiate, f_p fiind puțin mai mare decât f_s . Și frecvența de rezonanță paralelă este utilizată în unele oscilatoare cu cuarț.

Stabilitatea termică a oscilatoarelor cu cuarț este de ordinul a 10^{-7} și poate atinge 10^{-9} dacă cuarțul este termostatat.

9. OSCILATOR CU CUARȚ PE FRECVENȚA DE REZONANȚA SERIE.

La rezonanța serie cristalul are o impedanță practic nulă. El este plasat într-o rețea de reacție pozitivă care se va închide numai pentru frecvența de rezonanță serie, f_s , a cuarțului (figura 152). Q_1 lucrează în montaj BC. Condensatorul C_1 asigură reacția pozitivă între colector și emitor pe frecvența f_s , deoarece numai la această frecvență cuarțul fiind practic scurtcircuit, închide bucla de reacție. Tot atunci C_2 șuntează R_1 , măbind amplificarea montajului pe frecvența de rezonanță a cuarțului. Ieșirea se poate lua din colectorul tranzistorului. L_1 este un șoc de radiofrecvență. Dacă sarcina oscilatorului este rezistivă (R_s) se poate cupla în paralel cu L_1 .

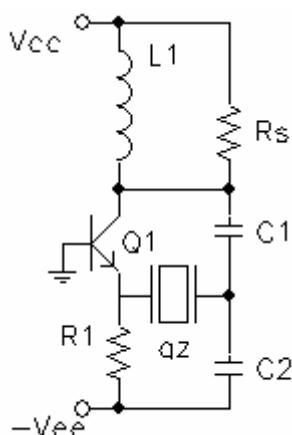


figura 152. Oscilator cu cuarț pe frecvența f_s

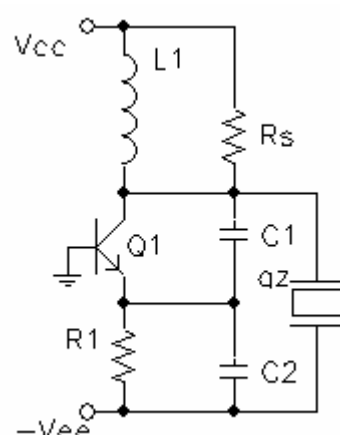


figura 153. Oscilator cu cuarț pe frecvența f_p

10. OSCILATOR CU CUARȚ PE FRECVENȚA DE REZONANȚA PARALEL.

La frecvența f_p cuarțul prezintă o impedanță foarte mare. Dacă este pus în paralel cu rețeaua de reacție pozitivă aceasta va avea eficiență maximă la frecvența f_p (figura 153). Tensiunea din colectorul Q_1 este maximă la f_p . La alte frecvențe cuarțul introduce atenuare. Tensiunea de pe cristal este întoarsă în emitor prin divizorul capaciv C_1 , C_2 care formează bucla de reacție pozitivă. Valorile condensatoarelor nu sunt critice. C_2 trebuie doar să șunteze R_1 pe frecvența de rezonanță pentru ca Q_1 să lucreze cu amplificare maximă. C_1 este condensatorul de reacție dar frecvența de oscilație este f_p , impusă de cuarț.

11. MULTIVIBRATOARE

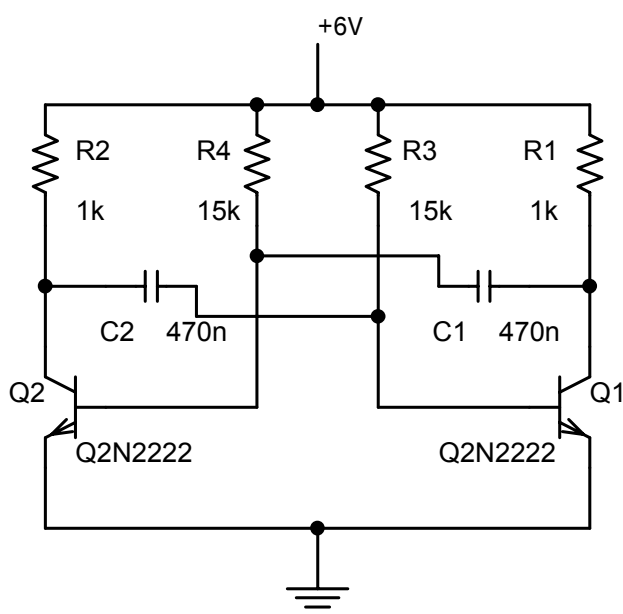


figura 154. Schemă practică de multivibrator

Multivibratoarele sunt generatoare de semnal dreptunghiular. Ele se mai numesc și circuite basculante astabile deoarece ieșirea lor nu are o stare stabilă. Ea comută cu o anumită periodicitate între două nivele, maxim și minim, de obicei între o valoare apropiată de tensiunea de alimentare și respectiv 0 V.

Un exemplu practic de multivibrator este prezentat în figura 154.

La cuplarea tensiunii de alimentare ambele tranzistoare au tendința de a intra în saturație datorită curentului de bază asigurat prin rezistențele R_3 , respectiv R_4 . Dar, **deoarece în practică parametrii tranzistorilor nu sunt**

niciodată perfect identici, unul dintre ei, fie acesta Q_1 , intră mai repede în saturație. Prin urmare tensiunea din colectorul Q_1 scade brusc la 0V. Acest impuls trece prin C_1 și se aplică în baza Q_2 . În consecință Q_2 se blochează. Dar, după o

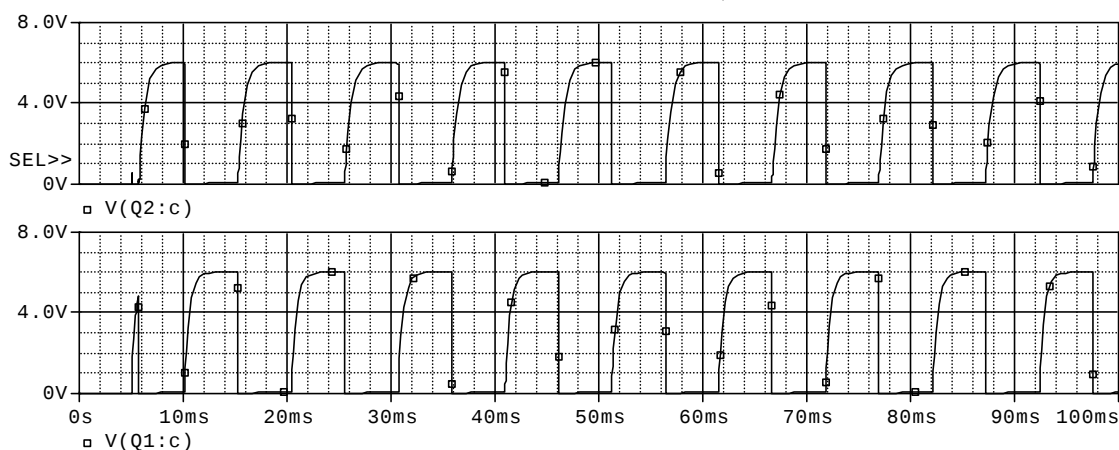


figura 155 Forma de undă a tensiunilor din colectori

perioadă de timp dată de valorile R_4 și C_1 , condensatorul C_1 se încarcă prin R_4 . Când tensiunea pe condensator atinge o valoare de 0.6 – 0.7V, tranzistorul Q_2 se deschide și intră rapid în saturație.

Căderea tensiunii din colectorul Q_2 de la V_{CC} la 0 V determină prin C_2 aplicarea unui impuls care coboară la zero potențialul bazei Q_1 . Q_1 se blochează.

După un timp dat de valorile R_3 , C_2 , condensatorul din baza Q_1 se încarcă și Q_1 se deschide din nou, ceea ce duce la blocarea Q_2 ș.a.m.d., intrarea în conducție a unui tranzistor determină blocarea celuilalt.

Din colectorul oricărui tranzistor se pot deci culege impulsuri dreptunghiulare, cu factor de umplere 50% dacă $R_3=R_4$ și $C_1=C_2$, sau diferit de 50% dacă condensatoarele și / sau rezistențele au valori diferite.

Pentru exemplul practic din figura 154, formele de undă din colectorii tranzistoarelor sunt prezentate în figura 155. Pentru valorile din schemă, perioada semnalului generat este de 10ms, deci frecvența semnalului generat este de 100Hz.

12. OSCILATOR DE RELAXARE CU TUJ.

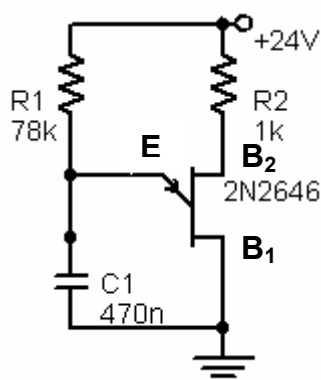


figura 156. Oscilator de relaxare cu TUJ

Tranzistoarele unijuncțiune sau prescurtat TUJ, sunt dispozitive semiconductoare cu trei terminale, baza 1 (B_1), baza 2 (B_2) și emitorul (E), așa cum se poate observa în figura 156. Ele sunt caracterizate de o tensiune de prag, V_P .

Dacă tensiunea emitorului față de baza 1 este mai mică decât V_P tranzistorul este blocat. Curentul care poate trece de la B_2 la B_1 sau de la E la B_1 este neglijabil.

Dacă tensiunea emitorului depășește valoarea V_P tranzistorul intră brusc în conducție, curentul care trece de la B_2 la B_1 sau de la E la B_1 poate avea o valoare mare, în funcție de valorile rezistențelor din circuit și de mărimea tensiunii de alimentare a montajului.

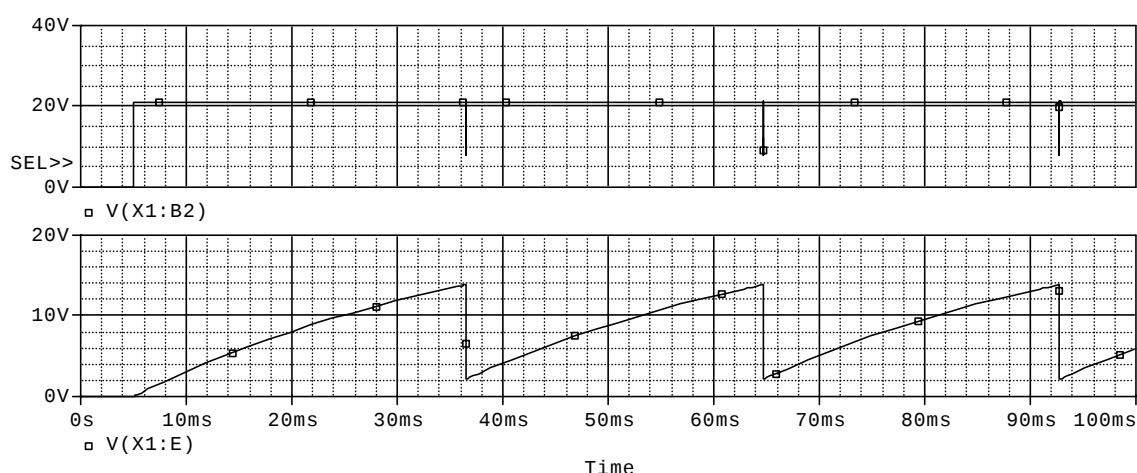


figura 157. Formele de undă din B_2 respectiv E pentru circuitul din fig. 156

Circuitul din figura 156 este un oscilator de relaxare cu TUJ. El este denumit astfel deoarece așa cum vom vedea, funcționarea lui se bazează pe încărcarea și descărcarea (relaxarea) unui condensator, cu constante de timp diferite.

La alimentarea circuitului, condensatorul C_1 este complet descărcat, tensiunea emitorului va fi zero și TUJ este blocat. Dar C_1 se încarcă prin R_1 și tensiunea emitorului crește. Când tensiunea pe C_1 atinge valoarea de prag V_P , tranzistorul intră în conducție, iar condensatorul se descarcă rapid prin joncțiunea ***E-B₁***. O dată cu descărcarea condensatorului scade și potențialul emitorului deci și curentul prin joncțiunea ***E-B₁***. Când curentul prin TUJ scade sub o valoare critică, numită ***valoare de menținere***, el se va bloca. Blocat fiind, TUJ nu mai consumă curent, permițând un nou ciclu de încărcare pentru C_1 . Fenomenul se repetă cu o periodicitate dată de valorile R_1 și C_1 , precum și de valoarea tensiunii de prag a TUJ. Formele de undă din figura 157 ilustrează cele explicate mai sus.

Se constată că din emitorul TUJ se poate culege un semnal apropiat de o tensiune liniar variabilă (sau dinți de fierăstrău). Din B_2 se pot culege impulsuri scurte, cu durata egală cu timpul de conducție al TUJ.

Dacă B_1 se leagă la masă nu direct ci prin intermediul unei rezistențe, timpul de descărcare al condensatorului se va prelungi și durata impulsurilor din B_2 va crește.

În acest din urmă caz, se vor putea culege impulsuri și din B_1 , dar de polaritate inversă față de cele din B_2 .