

3. Reacția negativă

Reacția este o tehnică de circuit, care modifică proprietățile amplificatorului, în sensul dorit de proiectant. Reacția negativă și reacția pozitivă au efecte contrare și sînt folosite în categorii diferite de aplicații.

3.1 Proprietățile circuitelor cu reacție negativă

Ideea fundamentală a circuitelor cu reacție negativă este ca mărimea de intrare în amplificatorul de bază să țină cont de valoarea obținută la ieșire. În acest fel, apare la intrare informația legată de orice perturbație sau abatere parametrică, care permite corectarea efectului respectivei perturbații. Cea mai simplă structură este cea din figura 3.1, în care mărimea aplicată la intrarea amplificatorului de bază este diferența dintre semnalele de intrare și ieșire, numită eroare.

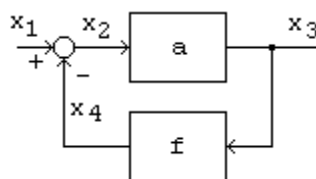


Figura 3.1: Schema bloc a unui circuit cu reacție

Amplificarea.

Pentru simplitate, se neglijează dimensiunile fizice ale mărimilor (curent sau tensiune) și aspectele legate de impedanțe. Se folosește ipoteza de unilateralitate. Parametrii circuitelor sînt amplificarea a (amplificatorul de bază, calea directă) și factorul de transfer al circuitului de reacție f . Mărimile care intervin în calcul sînt: semnalul de intrare, cel de ieșire, de reacție și de eroare. Semnele la comparator sînt importante, așa cum se va vedea. Au loc relațiile:

$$a = \frac{x_3}{x_2}$$

$$f = \frac{x_4}{x_3}$$

$$x_2 = x_1 - x_4$$

Rezultă: $x_3 = a(x_1 - fx_3)$, de unde valoarea amplificării, cu reacție:

$$A = \frac{x_3}{x_1} = \frac{a}{1 + af} \quad (3.1)$$

Pentru domeniul frecvențelor medii și comportare nereactivă a circuitelor, produsul af este număr real și este numit transmisia pe buclă: $T=af$. Prin definiție:

- dacă $af > 0$, atunci reacție negativă
- dacă $af < 0$, atunci reacție pozitivă

(Valoarea negativă a amplificării înseamnă defazarea semnalului de ieșire față de cel de intrare, cu 180 grade, la fel ca în capitolul precedent.)

Pe de o parte, relația (3.1) arată că amplificarea amplificatorului cu reacție negativă este mai mică decît cea a amplificatorului de bază. S-ar părea că acesta este un dezavantaj. În realitate, obținerea unei amplificări substanțiale este un lucru ușor, spre exemplu legînd în cascadă mai multe etaje. De

fapt, acesta este prețul (foarte mic) plătit pentru celelalte proprietăți ale amplificatorului cu reacție negativă.

Pe de altă parte, din aceeași relație (3.1) se deduce că amplificatorul cu reacție este mai puțin afectat de perturbații sau dispersia parametrică, decât amplificatorul de bază (fără reacție). Prin derivare, se ajunge la relațiile:

$$dA = \frac{1 + af - af}{(1 + af)^2} da$$

$$\frac{dA}{A} = \frac{1}{(1 + af)^2} \cdot \frac{1 + af}{a} da = \frac{1}{1 + af} \cdot \frac{da}{a} \quad (3.2)$$

Se observă că amplificarea cu reacție negativă A este mai puțin sensibilă la perturbații de $1+af$ ori, față de amplificarea a . Această proprietate este valabilă, oricare ar fi originea perturbațiilor (abatere parametrică, dispersia componentelor, temperatură etc.).

Exemplu numeric: dacă $af=99$, iar a suferă o variație de 10% , variația lui A este de 0,1%.

La limită, dacă se întâmplă ca transmisia pe buclă să fie foarte mare, indiferent de condiții, atunci amplificarea cu reacție devine independentă de a și depinde numai de circuitul de reacție. Analitic:

$$af \gg 1 \rightarrow A = \frac{1}{f} \quad (3.3)$$

Afirmația de mai sus duce la două întrebări:

- De ce am dori ca amplificarea să depindă numai de circuitul de reacție?
- Este plauzibil ca amplificarea A să nu mai depindă de a , tocmai când ne străduim ca a să aibă valori foarte mari?

Răspunsul la prima întrebare este legat de existența perturbațiilor, zgomotului, dispersiei parametrică etc. În timp ce amplificatorul de bază este afectat de toate aceste fenomene, circuitul de reacție poate fi realizat numai din 1-2 rezistoare, care se pot alege cu toleranță foarte mică și (practic) nu suferă nici o abatere. Rezultatul este că obținem o valoare stabilă a amplificării A , chiar dacă a suferă abateri.

Răspunsul la a doua întrebare ar putea fi explicat intuitiv, dar este un exemplu de situație în care modelul matematic este mai grăitor decât orice explicație!

Diminuarea distorsiunilor neliniare: se întâmplă tot datorită desensibilizării amplificării (dar afirmația nu este valabilă la saturație!).

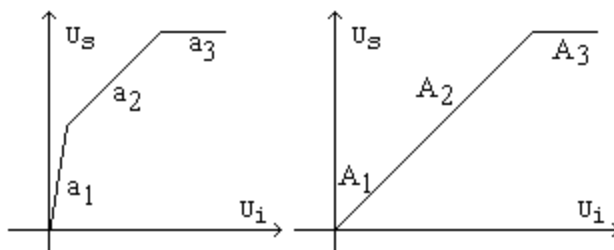


Figura 3.2: Caracteristicile intrare-ieșire ale amplificatorului fără reacție și amplificatorului cu reacție negativă

Exemplu numeric: un amplificator are caracteristica intrare-ieșire din figura 3.2, valorile amplificării fiind constante pe porțiuni:

Fără reacție: $a_1 = 200$, $a_2 = 100$, $a_3 = 0$

Presupunem că se aplică reacție negativă, cu factorul de reacție: $f=1/5$.

Se obțin amplificările cu reacție:

$$A_1 = 4,88, A_2 = 4,76, A_3 = 0$$

Se constată că amplificarea cu reacție variază mult mai puțin decât cea fără reacție, reducând neliniaritatea. Afirmatia nu este valabilă pentru porțiunea din caracteristică în care amplificatorul este saturat. Acolo amplificarea va fi mereu 0 (evident, transmisia pe buclă este tot 0, deci nu există efect ameliorator al reacției negative).

Banda de trecere

Se demonstrează că amplificatorul cu reacție negativă are bandă mai largă decât amplificatorul de bază. Pentru amplificatoarele de c.a., ambele limite ale benzii beneficiază de această proprietate (pentru amplificatoarele de c.c., numai limita de sus poate fi deplasată, întrucât limita de jos este 0Hz).

Pentru limita de sus a benzii, se modelează amplificarea fără reacție prin: $a(j\omega) = \frac{a}{1 + j\omega T}$, unde

$\omega_s = \frac{1}{T}$ este pulsația limită de sus a benzii de trecere a amplificatorului. Rezultă:

$$A(j\omega) = \frac{\frac{a}{1 + j\omega T}}{1 + \frac{a}{1 + j\omega T} \cdot f} = \frac{a}{1 + af} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{T}{1 + af}} \quad (3.4)$$

În relația de mai sus, $\frac{a}{1 + af}$ este valoarea din bandă a amplificării (cunoscută din relația (3.1)), iar noua pulsație limită este: $\omega'_s = \omega_s (1 + af)$. Caracteristicile de frecvență sînt prezentate în figura 3.3.

Concluzie: a crescut banda de cîte ori a scăzut amplificarea (acesta este enunțul unei teoreme: teorema deplasării polului).

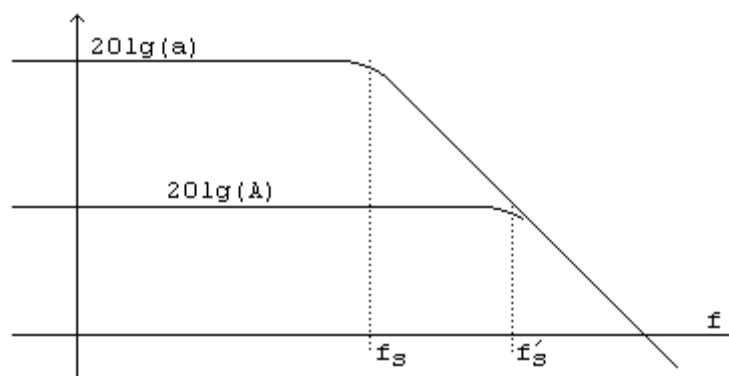


Figura 3.3: Aspectul caracteristicilor de frecvență, la limita de sus

La limita de jos a benzii are loc o comportare similară (vezi figura 3.4), în sensul că limita de jos a benzii a scăzut de cîte ori a scăzut amplificarea.

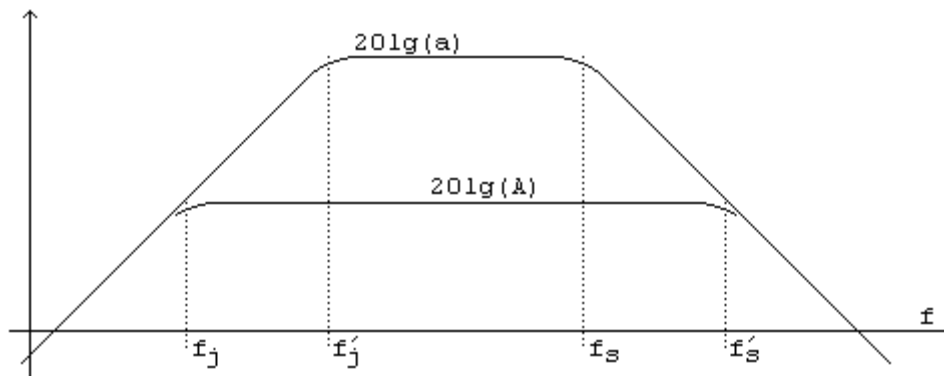


Figura 3.4: Aspectul caracteristicilor de frecvență, pentru un amplificator de c.a., cu reacție negativă

Modificarea impedanțelor

Impedanțele de intrare și de ieșire se modifică, în sensul apropierii de un amplificator ideal. Tratare în subcapitolul 2.

- La comparare de curenți, impedanța de intrare scade (intrarea în amplificator devine scurtcircuit pentru generatorul de curenți)
- La comparare de tensiune, impedanța de intrare crește (intrarea în amplificator lasă în gol generatorul de tensiune)
- La eșantionare de curenți, impedanța de ieșire crește (ieșire echivalentă cu un generator de curenți)
- La eșantionare de tensiune, impedanța de ieșire scade (ieșire echivalentă cu un generator de tensiune).

(se vor demonstra)

Rejecția semnalelor parazite (îmbunătățirea raportului semnal/zgomot)

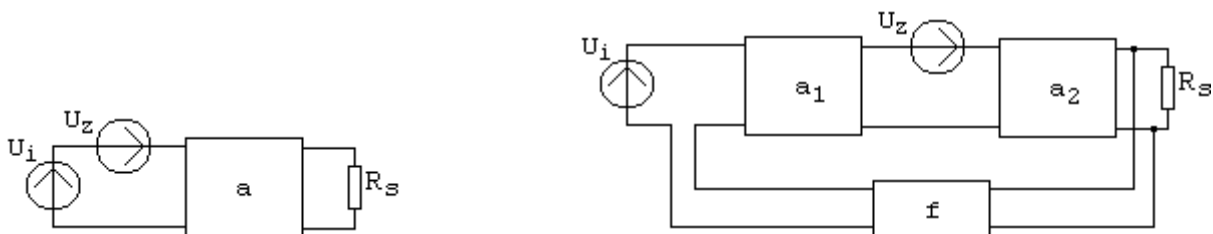


Figura 3.5: Circuite în care apare zgomot electric

Zgomotul electric este manifestarea mai multor fenomene care duc la contaminarea semnalului de ieșire din amplificator cu variații independente de semnalul original. Exemple: fișitul care se aude la înregistrările pe bandă, brumul din amplificatoarele alimentate la rețea, perturbațiile supărătoare din semnalul vocal telefonic etc. În funcționarea amplificatorului, zgomotul se poate suprapune peste semnalul de intrare sau poate interveni în interiorul circuitului. Indiferent de situație, se poate crea un circuit echivalent, în care zgomotul să apară la intrare, ca în figura 3.5a. De regulă, dorim ca semnalul de ieșire să fie cât mai puțin afectat de zgomot.

Raportul semnal/zgomot este o măsură a perturbării semnalului util.

Pentru circuitul fără reacție (figura 3.5a): $u_s = a(u_i + u_z)$.

Raportul semnal/zgomot la ieșire este:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{au_i}{au_z} = \frac{u_i}{u_z} = \left(\frac{S}{N}\right)_i \quad (3.5)$$

Relația de mai sus arată că, dacă amplificatorul însuși nu este generator de zgomot, raportul semnal/zgomot de la ieșire este egal cu cel de la intrare. Pentru amplificatorul cu reacție negativă și zgomot aplicat la intrare se obține același rezultat (în calculul de mai sus nu a intervenit în nici un fel structura amplificatorului, cu sau fără reacție), ceea ce pune sub semnul întrebării utilitatea reacției, în această problemă.

Totuși, dacă putem crea o structură ca cea din figura 3.5b, în care primul amplificator nu este afectat de zgomot, rezultatul se schimbă semnificativ.

Au loc relațiile:

$$u_s = u_i \frac{a_1 a_2}{1 + a_1 a_2 f} + u_z \frac{a_2}{1 + a_1 a_2 f}$$

$$\left(\frac{S}{N} \right)_o = \frac{u_i a_1}{u_z} . \quad (3.6)$$

Se vede că raportul semnal/zgomot la ieșire este îmbunătățit de a_1 ori, față de cazul fără reacție (relația (3.5)).

Caz tipic de aplicare a acestei structuri: amplificatoarele de putere, afectate de zgomotul de la alimentare, care sînt precedate de un preamplificator cu zgomot mic.

3.2 Topologiile circuitelor cu reacție. Determinarea proprietăților

La intrare se compară semnalul de intrare cu semnalul de reacție. Variante topologice:

- compararea curenților – în nod (paralel), figura 3.6a (ecuația Kirchhoff I)
- compararea tensiunilor – pe buclă (serie), figura 3.6b (ecuația Kirchhoff II)

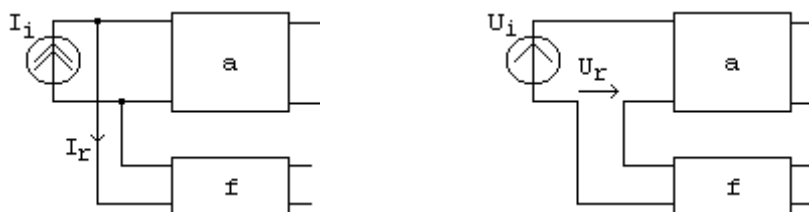


Figura 3.6: Topologii ale comparării

La ieșire se eșantionează semnalul de ieșire (echivalent: se măsoară). Variante topologice:

- eșantionarea curenților – pe buclă (serie, ca montarea ampermetrului), figura 3.7a
- eșantionarea tensiunilor – în nod (paralel, ca montarea voltmetrului), figura 3.7b



Figura 3.7: Topologii ale eșantionării semnalului de ieșire

Rezultă patru topologii posibile:

1. Eșantionare pe buclă și comparare în nod (sau: reacție de curent - paralel)
2. Eșantionare pe buclă și comparare pe buclă (sau: reacție de curent - serie)
3. Eșantionare în nod și comparare în nod (sau: reacție de tensiune - paralel)
4. Eșantionare în nod și comparare pe buclă (sau: reacție de tensiune - serie)

Amplificatorul cu eşantionare în nod şi comparare în nod

Ca exemplu se analizează amplificatorul cu eşantionare în nod (tensiune) şi comparare în nod (curent). Pentru celelalte topologii analiza decurge la fel, dar ele mai pun o problemă suplimentară (în amplificatoarele moderne), care va fi tratată în subcapitolul următor.

Scopurile analizei:

- determinarea amplificării, a impedanţei de intrare şi a impedanţei de ieşire
- exprimarea amplificării în forma determinată în subcapitolul 3.1, dar ţinând cont de impedanţe.

Modelul folosit: Cuadripoli cu parametri y . A fost ales doar pentru comoditatea însumării curenţilor în cele două noduri, dar orice alt model trebuie să conducă la acelaşi rezultat, deoarece toate modelele liniare sînt echivalente.

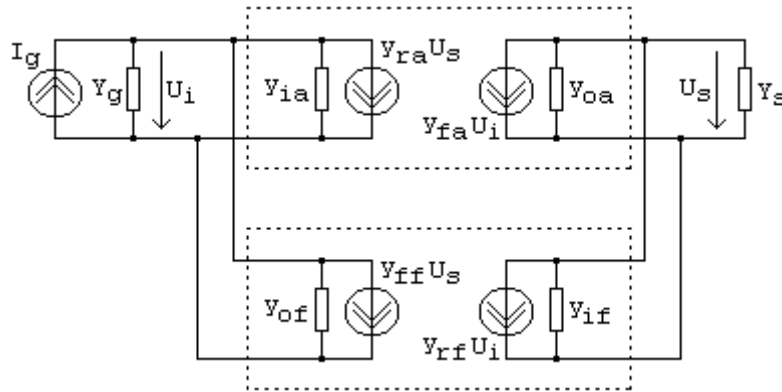


Figura 3.8: Modelul circuitului cu reacţie, în topologia nod-nod

Au loc relaţiile (Kirchhoff I în cele două noduri):

$$I_g - y_{ff} U_s - y_{ra} U_s = U_i (Y_g + y_{ia} + y_{of}) \quad (3.7)$$

$$y_{fa} U_i + y_{rf} U_i + U_s (Y_s + y_{oa} + y_{if}) = 0 \quad (3.8)$$

Se fac notaţiile:

$Y_1 = Y_g + y_{ia} + y_{of}$, adică admitanţa cumulată între nodurile de la intrare

$Y_2 = Y_s + y_{oa} + y_{if}$, adică admitanţa cumulată între nodurile de la ieşire

Prin eliminarea tensiunii de intrare: $U_i = -U_s \frac{Y_2}{y_{fa} + y_{rf}}$

$$I_g = U_s (y_{ff} + y_{ra} + Y_1 \frac{-Y_2}{y_{fa} + y_{rf}}) \frac{U_s}{I_g} = \frac{1}{y_{ff} + y_{ra} - \frac{Y_1 Y_2}{y_{fa} + y_{rf}}} = \frac{-\frac{y_{fa} + y_{rf}}{Y_1 Y_2}}{1 - (y_{ff} + y_{ra}) \cdot \frac{y_{fa} + y_{rf}}{Y_1 Y_2}}$$

Cu notaţiile: $a = -\frac{y_{fa} + y_{rf}}{Y_1 Y_2}$ şi $f = y_{ra} + y_{ff}$, rezultă:

$$A = \frac{a}{1 + af} \quad (3.9)$$

Dar relația (3.9) nu este întrutotul similară cu (3.1), deoarece: factorul de reacție depinde de amplificatorul de bază, amplificarea depinde de circuitul de reacție și de admitanțele de generator și de sarcină.

Se fac următoarele ipoteze, valabile în orice amplificator cu reacție, care are cel puțin două etaje de amplificare cu tranzistoare:

- amplificarea este realizată de amplificarea de bază (nu de circuitul de reacție): $|y_{fa}| \gg |y_{rf}|$;
- reacția negativă se realizează prin circuitul de reacție, nu prin transferul invers al amplificatorului: $|y_{ra}| \ll |y_{ff}|$;
- amplificatorul este suficient de unilateral, încât variația sarcinii să nu afecteze impedanța de intrare (unilateralitatea amplificatorului cu reacție): $|U_i Y_1| \gg |y_{ra} U_s| \cong |y_{ra} \frac{y_{fa} U_i}{Y_2}|$, din care

$|y_{fa} y_{ra}| \ll |Y_1 Y_2|$ (condiție care se pune și la amplificatoare selective, pentru independența între circuitele de la intrare și de la ieșire).

Cu aceste ipoteze, notațiile devin:

$$a = -\frac{y_{fa}}{Y_1 Y_2} \quad (3.10)$$

$$f = y_{ff} \cdot \quad (3.11)$$

Acum factorul de reacție depinde numai de circuitul de reacție, dar amplificarea a rămas dependentă de generator și de sarcină.

Circuitul echivalent al amplificatorului cu reacție (conform cu ipotezele enunțate mai sus) este cel din figura 3.9:

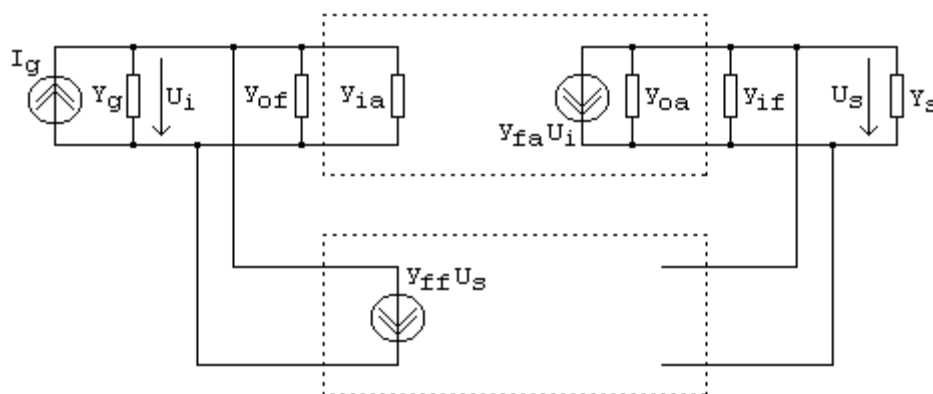


Figura 3.9: Circuit echivalent al amplificatorului cu reacție, cu cele trei ipoteze simplificatoare

Pe acest circuit se poate acum calcula amplificarea circuitului cu reacție. Pentru a determina valorile f și a , se procedează după cum urmează.

Calculul factorului de reacție: curentul de scurt la ieșirea circuitului de reacție, determinat de tensiunea de sarcină: $f = y_{ff} = \left. \frac{I_r}{U_s} \right|_{U_i=0}$. Deoarece scurtcircuit la ieșirea generatorului de curent

înseamnă absența unei sarcini (generator "neîncărcat"), se poate reformula: mărimea de ieșire din circuitul de reacție neîncărcat, împărțită la mărimea de intrare în același circuit.

Calculul amplificării: formula simplificată corespunde cu circuitul echivalent din figura 3.10 (s-au atașat admitanțele de intrare și ieșire ale circuitului de reacție). Circuitul pentru calculul amplificării de bază nu există fizic, este doar un amplificator folosit pentru calcul (fictiv).

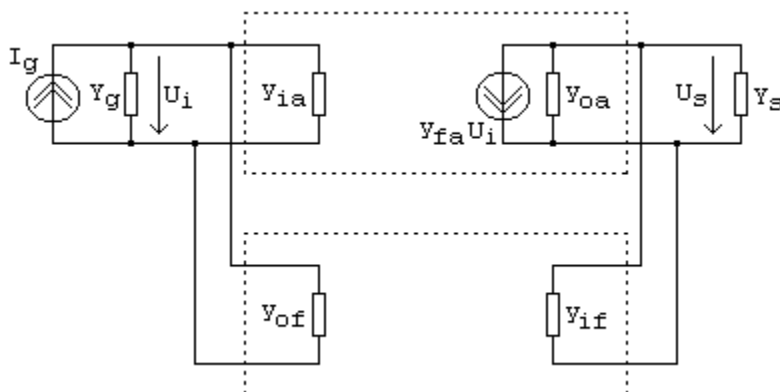


Figura 3.10: Circuitul amplificator de bază

În concluzie, calculul amplificării se derulează astfel:

- se determină f , admitanța de transfer direct a circuitului de reacție (conform cu definiția): curentul de scurt la ieșirea sa, împărțit la tensiunea cu care a fost atacat;
- se determină admitanțele de intrare și ieșire ale circuitului de reacție (conform cu definiția) și se redesează amplificatorul încărcat cu aceste admitanțe (amplificator de calcul);
- se calculează amplificarea amplificatorului de calcul;
- se calculează amplificarea cu reacție, cu formula generală: $A = \frac{a}{1 + af}$
- se observă că amplificarea pe calea directă are dimensiunea unei impedanțe, factorul de reacție are dimensiunea unei admitanțe, transmisia pe buclă este adimensională iar amplificarea cu reacție are dimensiunea căii directe (transimpedanță).

Pentru calculul admitanțelor de intrare și de ieșire ale amplificatorului cu reacție, se scrie ecuația în nodul de intrare:

$$I_i = (y_{ia} + y_{of})U_i + y_{ff}U_s = (y_{ia} + y_{of})U_i + y_{ff}y_{fa}U_i \frac{-1}{Y_2}$$

Se fac notațiile:

$Y_i = y_{ia} + y_{of}$, adică admitanța de la intrarea amplificatorului de calcul

$$T' = \frac{-y_{fa}y_{ff}}{Y_i Y_2} = T|_{Y_g=0}, \text{ adică transmisia pe buclă, calculată pentru generator ideal.}$$

Admitanța de intrare a amplificatorului cu reacție devine:

$$Y_{i,r} = (y_{ia} + y_{of}) \left(1 + \frac{-y_{ff}y_{fa}}{(y_{ia} + y_{of})Y_2} \right) = Y_i (1 + T') \quad (3.12)$$

Similar se calculează admitanța de ieșire, la bornele sarcinii. Se folosește schema circuitului în care generatorul a fost pasivizat (figura 3.11).

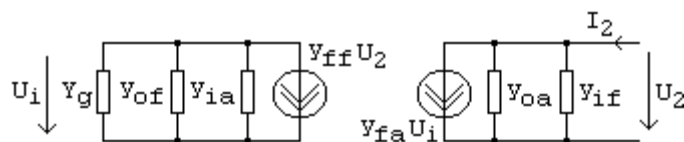


Figura 3.11: Circuit pentru calculul admitanței de ieșire

Ecuația curenților în nodul de ieșire:

$$I_2 = U_2(y_{oa} + y_{if}) + y_{fa}U_i = U_2(y_{oa} + y_{if}) + y_{fa} \frac{-y_{ff}U_2}{Y_1}$$

Se fac notațiile:

$Y_o = y_{oa} + y_{if}$, adică admitanța de la ieșirea amplificatorului de calcul;

$T'' = \frac{-y_{fa}y_{ff}}{Y_1Y_o} = T|_{Y_s=0}$, adică transmisia pe buclă, calculată în absența sarcinii

Admitanța de ieșire a amplificatorului cu reacție devine:

$$Y_{o,r} = (y_{oa} + y_{if}) \left(1 + \frac{-y_{fa}y_{ff}}{Y_1(y_{oa} + y_{if})}\right) = Y_o(1 + T'') \quad (3.13)$$

În concluzie, calculul impedanțelor decurge astfel:

- pe același amplificator de calcul se determină admitanța de intrare, Y_i și admitanța de ieșire, Y_o (se consideră prezența sarcinii, respectiv a generatorului)
- se recalculează amplificarea pentru generator ideal, respectiv fără sarcină, din care se calculează transmisiile pe buclă corespunzătoare
- admitanța de intrare a amplificatorului cu reacție se determină prin înmulțirea admitanței Y_i cu $1 + T'$
- admitanța de ieșire a amplificatorului cu reacție se determină prin înmulțirea admitanței Y_o cu $1 + T''$.
- se constată că impedanța de intrare scade, acolo unde s-a efectuat comparație de curenți, iar impedanța de ieșire scade, acolo unde s-a eșantionat tensiune. Intrarea evoluează spre intrare ideală de curent iar ieșirea – spre un generator ideal de tensiune.

Metoda generală (orice topologie)

Prin calculul de mai sus, a fost determinată amplificarea transimpedanță, cu reacție.

Pentru celelalte topologii, se folosesc scheme și calcule asemănătoare (modele cu alți parametri de cuadripol).

O formulare generală a metodei de calcul al amplificării și impedanțelor:

- Se separă circuitul de reacție de amplificatorul de bază și se identifică tipul de eșantionare și de comparare
- Se determină factorul de transfer direct al circuitului de reacție, f : mărimea de ieșire a circuitului de reacție, împărțită la mărimea de intrare, în condițiile unei ieșiri neîncărcate (scurtcircuit – dacă se compară curent sau gol – dacă se compară tensiune)
- Se determină impedanța de intrare a circuitului de reacție: impedanța văzută dinspre intrare, cu ieșirea neîncărcată
- Se determină impedanța de ieșire a circuitului de reacție: impedanța văzută dinspre ieșire, cu intrarea pasivizată

- Se redesenează amplificatorul de calcul al căii directe, din amplificatorul de bază, încărcat cu impedanțele de intrare și ieșire ale circuitului de reacție
- Se determină amplificarea pe amplificatorul de calcul (mărimea de ieșire este cea eșantionată, mărimea de intrare este cea supusă comparației)
- Se calculează transmisia pe buclă, apoi amplificarea cu reacție
- Se calculează variantele T' și T'' ale transmisiei pe buclă (cu generator ideal, respectiv fără sarcină)
- Se calculează impedanțele de intrare, respectiv de ieșire, ale amplificatorului cu reacție, folosind transmisiile pe buclă anterioare. Cele două impedanțe se modifică în sensul apropierii de un amplificator ideal (intrare și ieșire de dimensiunile mărimilor comparate, respectiv eșantionate).

Metoda de analiză prezentată este utilă din mai multe motive:

- Metoda scoate în evidență care sînt elementele determinante ale parametrilor căutați, înainte de rezolvarea ecuațiilor.
- În loc să se rezolve sistemul de ecuații al circuitului cu reacție, se rezolvă sistemul de ecuații al unui circuit fără reacție, pe baza căruia se crează un model simplu. La modificarea impedanțelor externe, nu mai este necesară rezolvarea repetată a sistemului de ecuații, ci se folosește modelul.
- Metoda permite evaluarea rapidă a amplificării și impedanțelor, în cazul cînd transmisia pe buclă este suficient de mare.

3.3 Exemple de circuite de reacție, în diverse topologii

În scopul micșorării influenței dispersiei parametrilor, rețeaua de reacție se alege numai cu componente pasive, de regulă este rețea rezistivă. Soluții tipice de rețea de reacție sînt prezentate în figurile 3.12-3.15 (săgeata arată sensul propagării informației).

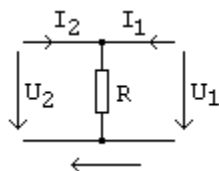


Figura 3.12: Reacție de curent - serie

$$f = \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2=0} = R \quad Z_{if} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = R \quad Z_{of} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = R$$

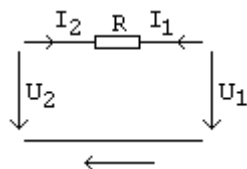


Figura 3.13: Reacție de tensiune - paralel

$$f = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0} = -\frac{1}{R} \quad Z_{if} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} = R \quad Z_{of} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{U_1=0} = R$$

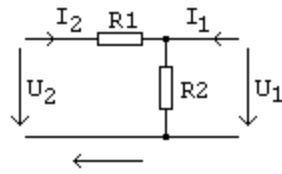


Figura 3.14: Reacție de curent - paralel

$$f = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad Z_{if} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} = R_1 \parallel R_2 \quad Z_{of} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = R_1 + R_2$$

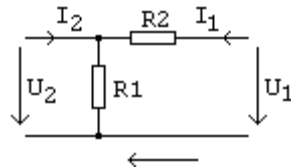


Figura 3.15: Reacție de tensiune - serie

$$f = \left. \frac{U_2}{U_1} \right|_{I_2=0} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad Z_{if} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = R_1 + R_2 \quad Z_{of} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{U_1=0} = R_1 \parallel R_2$$

3.4 Exemplu de aplicare a metodei de analiză simplificată

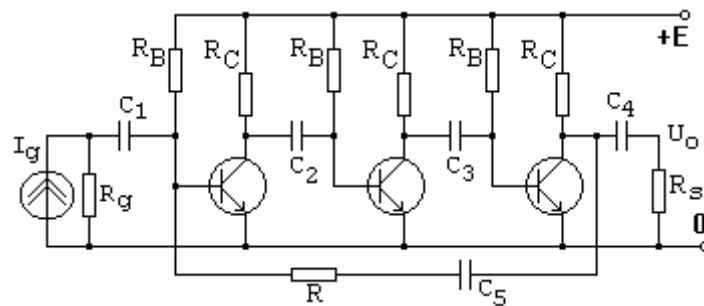


Figura 3.16: Amplificator cu reacție negativă de tensiune și comparare de curenți

Amplificatorul din figura 3.16 are reacție. Reacția este negativă, la frecvențe medii, întrucât prezintă trei inversări de fază pe buclă. Se eșantionează tensiune (în colectorul lui T3, în paralel cu sarcina) și se compară curent (în nodul din baza lui T1).

Circuitul echivalent de c.a. (sursa și condensatoarele sînt scurtcircuitate):

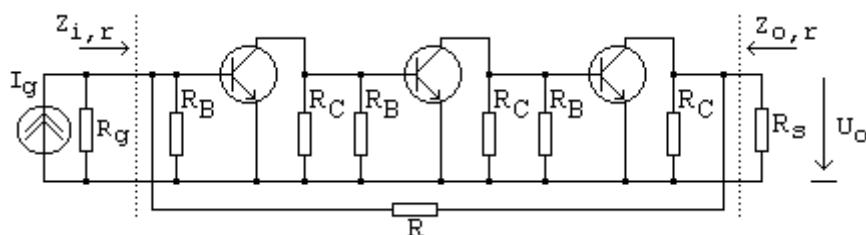


Figura 3.17: Circuitul echivalent de c.a.

Cuadripolul de reacție (figura 3.18) este identic cu cel din figura 3.13.

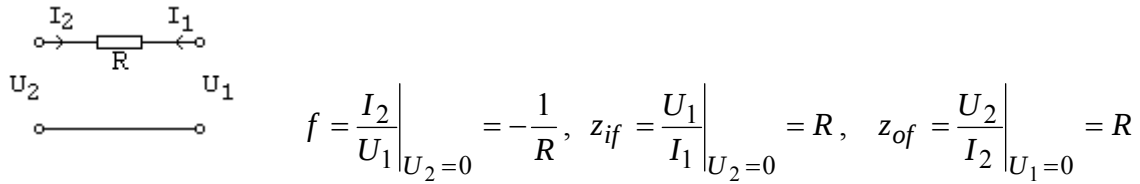


Figura 3.18: Cuadripolul de reacție

Mărimea de ieșire a circuitului de reacție este curentul injectat în baza lui T_1 , deci I_2 . Mărimea de intrare în circuitul de reacție este tensiunea eșantionată în colectorul lui T_3 , adică U_1 . Pentru circuitul de reacție, ieșirea în curent neîncărcată înseamnă scurtcircuitarea generatorului I_2 , deci $U_2=0$. Pasivizarea intrării în tensiune înseamnă $U_1=0$.

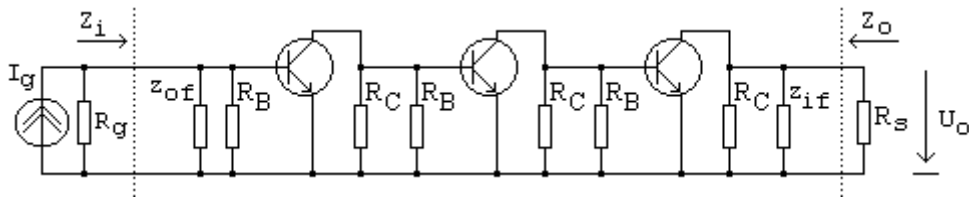


Figura 3.19: Amplificatorul de calcul

Amplificarea transimpedanță a amplificatorului de calcul:

$$a_z = \frac{U_o}{I_g} = \frac{U_{be1}}{I_g} \cdot A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3}$$

$$\frac{U_{be1}}{I_g} = R_g \parallel z_{of} \parallel R_B \parallel h_{i1} \cong R_g \parallel h_i$$

$$A_{u2} = A_{u1} = -\frac{R_B \parallel R_C \parallel \frac{1}{h_{o1}} \parallel h_{i2}}{h_{i1}} \cdot h_{f1} \cong -h_f \cdot \frac{h_i \parallel R_C}{h_i} = -\frac{h_f R_C}{h_i + R_C}$$

$$A_{u3} = -h_f \frac{R_C \parallel R_s}{h_i}$$

Amplificarea transimpedanță depinde de R_g și R_s . Chiar pentru valori mici ale acestora, se obține o transmisie pe buclă mare. Spre exemplu, pentru $R_g=5k$ și $R_s=1k$, rezultă $a_z = -200M$, de unde $T=100$. În aceste condiții, $A_z=1/f = -2M$

Pe amplificatorul de calcul:

$$Z_i = h_i \parallel R_B \parallel z_{of} \cong h_i = 5,3k$$

$$Z_o = R_C \parallel z_{if} \cong R_C = 10k$$

(În calculul amplificării și al impedanțelor s-a neglijat impedanța de ieșire a tranzistorului)

Impedanța de intrare depinde de $T' = T|_{R_g \rightarrow \infty} > 200$ (dacă $R_s > 1k$), deci $Z_{i,r} = \frac{Z_i}{1+T'} < 27\Omega$, dacă $R_s > 1k$.

Impedanța de ieșire depinde de $T'' = T|_{R_s \rightarrow \infty} > 1000$ (dacă $R_g > 5k$), deci $Z_{o,r} = \frac{Z_o}{1+T''} < 10\Omega$, dacă $R_g > 5k$.

Ambele valori sînt plauzibile în practică și determină un amplificator transimpedanță aproape ideal.

În analiza de mai sus a fost ignorat un element important: posibilitatea ca circuitul să oscileze, la frecvențe mari, datorită defazajelor introduse de tranzistoare. Această chestiune va fi analizată în detaliu în cursul de Circuite Integrate Analogice (sem. 5).

3.5 Problema punctului de masă

Toate topologiile care conțin o buclă (figurile 3.6b și 3.7a) crează următoarea problemă: ele pot funcționa așa cum este prezentat în figurile menționate numai dacă circuitul de reacție este izolat galvanic de amplificator. În amplificatoarele vechi de 50 ani se folosea cuplarea prin transformator (chiar și pentru amplificatoare de c.c., care se realizau cu modulare-demodulare), care asigura izolarea galvanică. Această tehnologie este scumpă și a fost abandonată pentru majoritatea aplicațiilor. Tehnologia actuală folosește amplificatoare integrate, atât în c.c. cât și în c.a., cuplarea fiind directă.

Din acest motiv, apare următoarea conectare în amplificatorul cu reacție:

- amplificatorul are un punct de masă, comun între intrare și ieșire
- rețeaua de reacție este legată la acest punct de masă
- generatorul și/sau sarcina sînt legate la același punct de masă

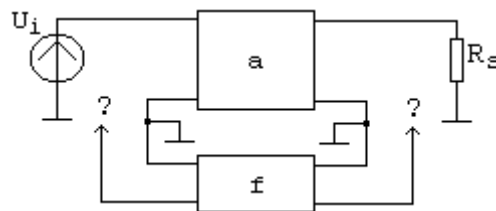


Figura 3.20: Circuit cu reacție, a cărui topologie conține cel puțin o buclă

Dacă topologia reacției cuprinde cel puțin o buclă (vezi figura 3.20), circuitul nu poate folosi structura prezentată în figurile 3.6b și 3.7a, deoarece intrarea sau ieșirea circuitului de reacție va fi scurtcircuitată.

Soluția problemei: nu se mai respectă topologia standard în acea parte a circuitului care cuprinde buclă. Aplicarea teoriei reacției trebuie făcută cu prudență.

Cazul cînd se compară tensiune (buclă la intrare) - Soluția 1

Reacție adusă în emitorul tranzistorului (vezi figura 3.21a), presupunem că reacția este negativă.

Soluția se aplică indiferent de topologia de la ieșire (în figură apare eșantionare de tensiune). La acest exemplu de topologie, este comodă folosirea parametrilor g pentru rețeaua de reacție.

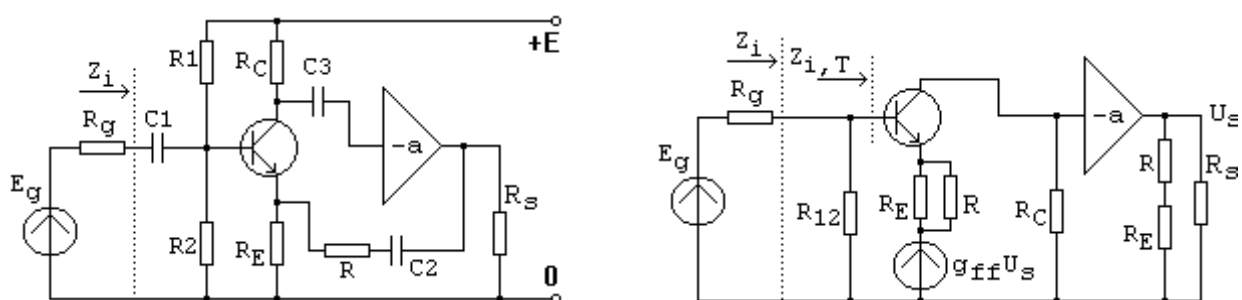


Figura 3.21: Soluție pentru compararea de tensiune

Schema echivalentă de c.a. apare în figura 3.21b. În figura 3.22 apar scheme echivalente de semnal mic, ilustrând modificările de topologie care justifică aplicarea metodei.

Se face notația U_r pentru tensiunea de reacție, se modifică poziția generatorului U_r (circuit echivalent, nu modifică rezultatul, singurele elemente neglijate sînt admitanța de ieșire a tranzistorului și factorul de transfer invers, care se neglijează sistematic).

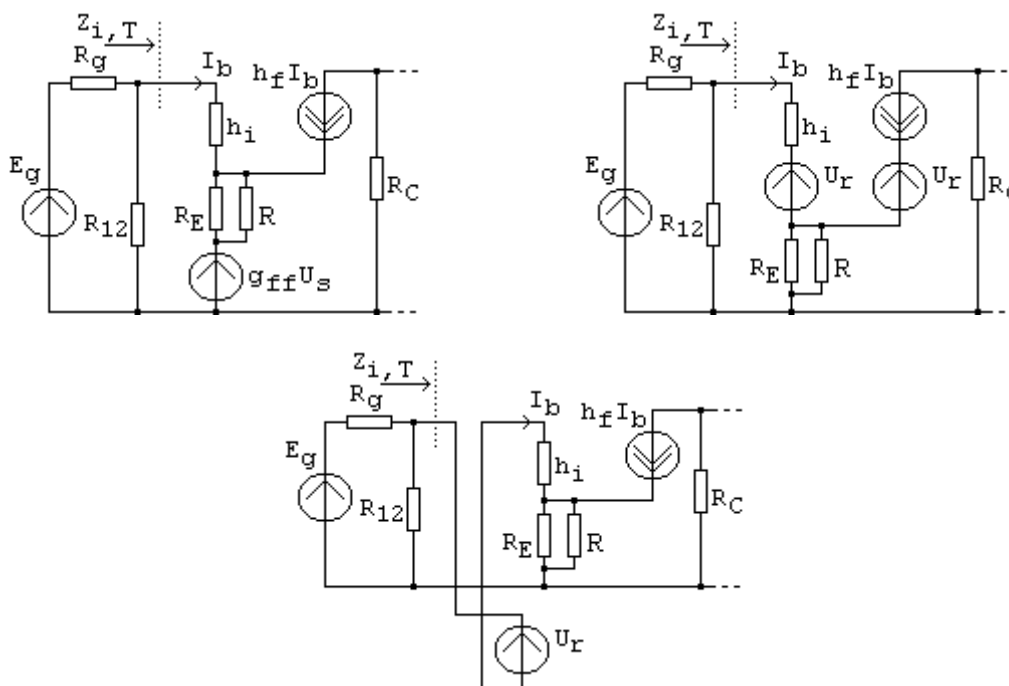


Figura 3.22: Circuite echivalente de semnal mic

Parametrii amplificatorului cu reacție (amplificare și impedanța de ieșire) vor fi calculați cu metoda generală, prezentată sintetic la sfîrșitul subcapitolului 3.2.

Impedanța de intrare urmează altă cale, deoarece divizorul de polarizare nu este inclus în bucla de reacție (prin redesenarea schemei, figura 3.22, se observă că rezistența divizorului este scoasă în afara buclei de reacție.).

Deși impedanța la intrarea în tranzistor este foarte mare, datorită reacției negative (comparare de tensiune): $Z_{i,T} = Z_{ir}$, impedanța de intrare în amplificatorul cu reacție este mascată de divizorul de intrare: $Z_i = R_{12} \parallel Z_{i,r} \cong R_{12}$.

Cazul cînd se compară tensiune (bucă la intrare) - Soluția 2

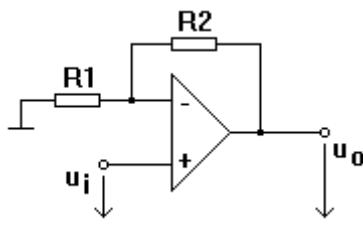


Figura 3.23: Amplificator cu comparare de tensiune, folosind AO

Altă soluție a problemei punctului de masă, cînd se compară tensiuni: amplificatorul diferențial. Schema din figura 3.23 este standard pentru intrarea în tensiune, atunci cînd putem folosi un AO. Rețeaua de reacție este identică cu cea din figura 3.15 și conduce imediat la valoarea amplificării:

$A_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. Impedanța de intrare este foarte mare (nu este afectată de topologia buclei). Toți parametrii se calculează cu metoda generală din subcapitolul 3.2.

Cazul cînd se eșantionează curent (bucă la ieșire)

Soluția aplicată în acest caz: reacție luată din emitorul tranzistorului (vezi figura 3.24). Presupunem din nou că reacția este negativă. Nu contează pentru analiză topologia de la intrare (în figură apare comparare de curent). La acest exemplu de topologie este comodă folosirea parametrilor h pentru rețeaua de reacție.

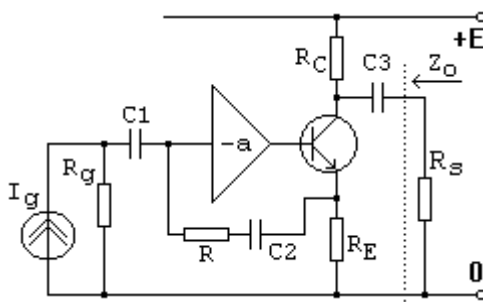


Figura 3.24: Soluție pentru eșantionarea de curent

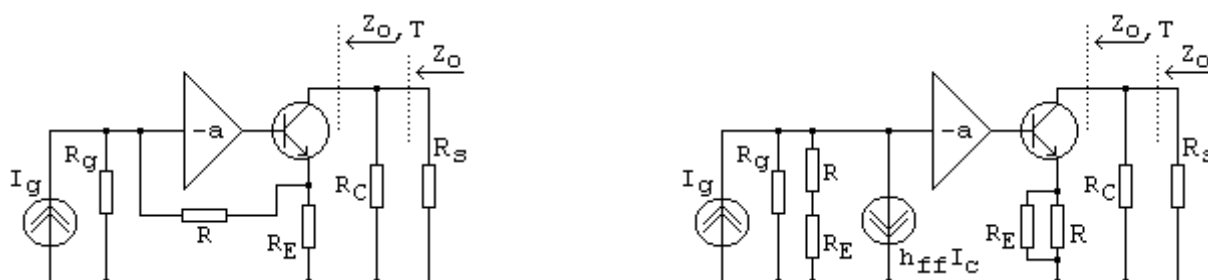


Figura 3.25: Schema echivalentă de c.a. și schema echivalentă de semnal mic

Schema echivalentă de c.a. și schema echivalentă de semnal mic apar în figura 3.25. Parametrii amplificatorului cu reacție (amplificarea și impedența de intrare) se calculează cu metoda generală, din subcapitolul 3.2.

Impedanța de ieșire urmează altă cale, deoarece topologia este diferită de cea presupusă atunci cînd a fost prezentată metoda de analiză. Redesenarea schemei din figura 3.25 pune în evidență că rezistența de colector a fost scoasă în afara buclei de reacție.

Impedanța de ieșire din tranzistor $Z_{o,T}$ este foarte mare, datorită reacției negative (eșantionare de curent). Cu toate acestea, impedența de ieșire a circuitului cu reacție nu este mare, deoarece $Z_{o,T}$ este mascată de rezistența de colector: $Z_o = Z_{o,T} \parallel R_C \cong R_C$.

Exemplu de analiză a circuitului cu comparare de tensiune: schema din figura 3.26.

Reacție negativă pe bucla: emitor T1, colector T1, baza T2, colector T2, divizorul R5-R4. Reacția funcționează numai în c.a. Se eșantionează tensiune; se compară tensiune pe joncțiunea bază-emitor a lui T1. Important de observat că R1 și R2 rămîn în afara buclei de reacție. (De aici se poate deja anticipa că $Z_{i,r} \cong R_1 \parallel R_2$, chiar dacă $Z_{i,T1}$ va fi mare, datorită reacției.)

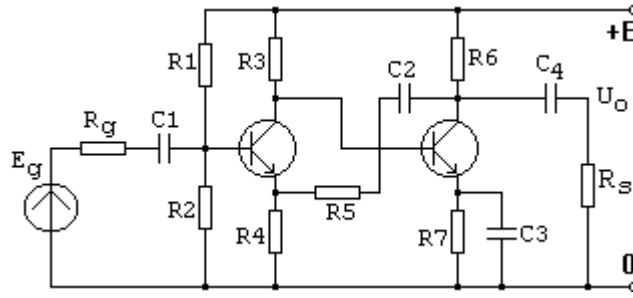


Figura 3.26: Amplificator cu comparare de tensiune

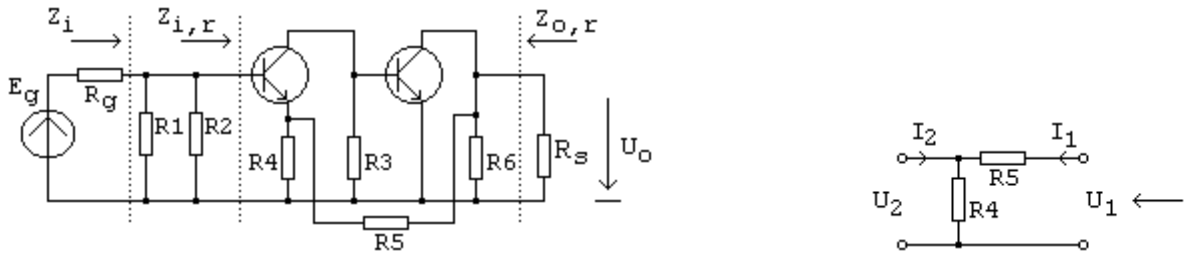


Figura 3.27: Circuit echivalent de c.a. și rețeaua de reacție

În figura 3.27a se observă circuitul echivalent în c.a. al amplificatorului. Pe rețeaua de reacție detașată de amplificator (figura 3.27b) se calculează:

$$f = \frac{U_2}{U_1} \Big|_{I_2=0} = \frac{R_4}{R_4 + R_5} \quad z_{if} = R_4 + R_5 \quad z_{of} = R_4 \parallel R_5$$

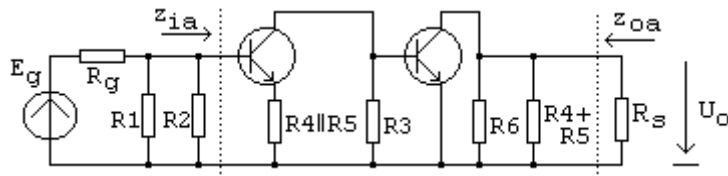


Figura 3.28: Amplificatorul de calcul

Pe amplificatorul de calcul din figura 3.28 se calculează:

$$z_{ia} = (R_4 \parallel R_5)(h_{f1} + 1) + h_{i1} \cong 400 \text{ k}$$

$$z_{oa} = R_6 \parallel (R_4 + R_5) = 2 \text{ k}$$

$$a_u = \frac{U_o}{E_g} = \frac{U_i}{E_g} \cdot a_{u1} \cdot a_{u2}$$

$$U_i = E_g \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel z_{ia}}{R_g + R_1 \parallel R_2 \parallel z_{ia}}$$

$$a_{u1} = \frac{-h_{f1}(h_{i2} \parallel R_3)}{h_{i1} + (R_4 \parallel R_5)(h_{f1} + 1)}$$

$$a_{u2} = \frac{-h_{f2}(\frac{1}{h_{o2}} \parallel R_6 \parallel (R_4 + R_5) \parallel R_s)}{h_{i2}}$$

$$a_u = \frac{U_o}{E_g} = \frac{U_i}{E_g} \cdot a_{u1} \cdot a_{u2} = \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel Z_i}{R_g + R_1 \parallel R_2 \parallel Z_i} \cdot a_{u1} \cdot a_{u2} \cong 77$$

$$T = f \cdot a_u \cong 15,3 \quad A_u = \frac{a_u}{1+T} \cong 4,7$$

Se observă că T nu este foarte mare, deci amplificarea nu se calculează cu relația aproximativă.

$$Z_{i,r} \text{ beneficiază de avantajul reacției: } Z_{i,r} = z_{ia}(1+T') = 6,4M\Omega, \quad T' = T|_{R_g \parallel R_1 \parallel R_2=0} \cong \frac{79,9}{5}$$

$$Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{i,r} = R_1 \parallel R_2 = 2,2k$$

$$T'' = T|_{R_s \rightarrow \infty} = \frac{232}{5} = 46,4 \quad Z_{o,r} = \frac{z_{oa}}{1+T''} \quad Z_{o,r} = \frac{2k}{46,4} = 43\Omega$$

Se observă că intrarea și ieșirea au impedanțe convenabile, dar nu foarte departe de generator, respectiv sarcină, din cauză că T este modestă.

Concluziile acestui capitol:

1. Circuitele fără reacție negativă sînt afectate de dispersia parametrilor și de perturbații.
2. Pentru a obține un amplificator cu amplificare bine cunoscută, cu impedanțe și bandă convenabile, este obligatorie folosirea reacției negative!
3. Topologia trebuie aleasă adecvat proprietăților dorite.
4. Calculul parametrilor circuitului cu reacție se face simplificat, ca în subcapitolul 3.2.
5. Atunci cînd topologia conține o buclă, una dintre impedanțe nu beneficiază de avantajul reacției (excepție: amplificator de tensiune neinvertor, cu AO).