



UNIUNEA EUROPEANĂ



GUVERNUL ROMÂNIEI



Instrumente Structurale
2007-2013



Platformă de e-learning și curriculum e-content pentru învățământul superior tehnic

Elemente de Electronică Analogică

26. Structuri neinversoare cu AO

STRUCTURI NEINVERSOARE CU AO

SCHEMA DE PRINCIPIU CU AO IDEAL

Schema de principiu a unui amplificator de tensiune cu AO ideal este prezentată în fig.3.16 în care reacția negativă de tensiune este realizată de impedanțele Z_1 și Z_2 . Reacția este de tip serie la intrare.

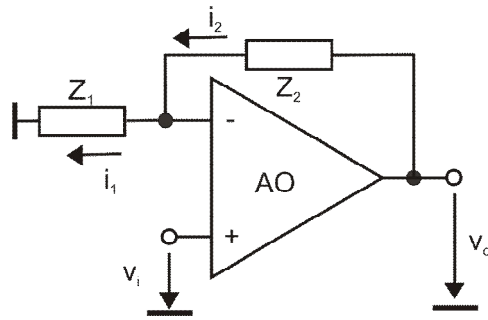


Fig.3.1. Amplificator neinversor cu AO ideal

Folosind conceptul de AO ideal, tensiunea dintre bornele de intrare ale AO este nulă astfel încât tensiunea pe borna inversoare a AO față de masă este chiar tensiunea de intrare, v_i . Deci curentul i_1 care circulă prin impedanța Z_1 va fi:

$$i_1 = \frac{v_i}{Z_1}, \text{ iar curentul prin impedanța } Z_2 \text{ va fi: } i_2 = \frac{v_o - v_i}{Z_2}.$$

Deoarece curentul de intrare în borna inversoare a AO ideal este nul, rezultă că $i_1 = i_2$ și, din egalitatea acestor curenți, se deduce:

$$\frac{v_i}{Z_1} = \frac{v_o - v_i}{Z_2}, \text{ de unde se calculează amplificarea de tensiune sub forma:}$$

$$A_u = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$$

Deoarece curentul de intrare în borna neinversoare a AO ideal este zero, rezultă că impedanța de intrare este infinită,

$$Z_{\text{int}} = \infty$$

și, deoarece impedanța de ieșire a unui AO ideal este considerată nulă, iar reacția

negativă este de tipul de tensiune (la ieșire), impedanța de ieșire a amplificatorului cu reacție este nulă, adică:

$$Z_{ies} = 0$$

În cazul unui AO real, parametrii acestuia vor afecta calculul celor trei caracteristici determinate mai înainte precum și alte aspecte ale funcționării amplificatorului inversor cu AO.

INFLUENȚA MĂRIMILOR REZIDUALE ALE AO ASUPRA PERFORMANȚELOR AMPLIFICATORULUI NEINVERSOR

Pentru determinarea efectului mărimilor reziduale și ale derivelor acestora, se presupune că impedanțele din circuitul de reacție sunt rezistive, $Z_1 = R_1$ și $Z_2 = R_2$, iar tensiunea de intrare de comandă este nulă. Se obține schema din fig.3.17 în care s-a introdus și rezistența de compensare R_0 pe borna neinvertoare a AO care, eventual, cuprinde și rezistența în curent continuu a generatorului de semnal.

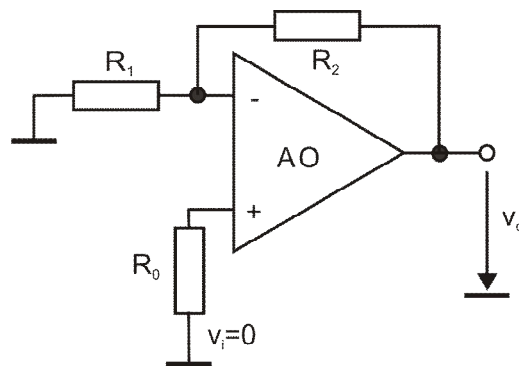


Fig.3.2. Influența mărimilor reziduale pentru amplificatorul neinvertor cu AO

Se observă că această schemă este identică cu schema corespunzătoare amplificatorului inversor cu AO din fig.3.4.

Deci, se impun aceleași concluzii ca și în cazul amplificatorului de tip inversor cu AO cu privire la valorile rezistențelor din circuitul de reacție, la

valoarea amplificării în buclă închisă și la valoarea rezistenței de compensare statică, R_o . Aceleași observații se impun și în ceea ce privește influența derivatei mărimilor de decalaj ale AO.

INFLUENȚA MĂRIMILOR A_o , Z_i ȘI Z_o ASUPRA AMPLIFICĂRII DE TENSIUNE A UNUI AMPLIFICATOR NEINVERSOR CU AO

Pentru circuitul din fig.3.16, se poate desena schema echivalentă din fig.3.18, numai pentru circuitul de intrare, în care s-a făcut o echivalare de tip Thevenin pentru circuitul de reacție punându-se în evidență generatorul de tensiune echivalent format de impedanțele Z_1 , Z_2 și tensiunea de ieșire, v_o precum și impedanța echivalentă $Z_1 \parallel Z_2$.

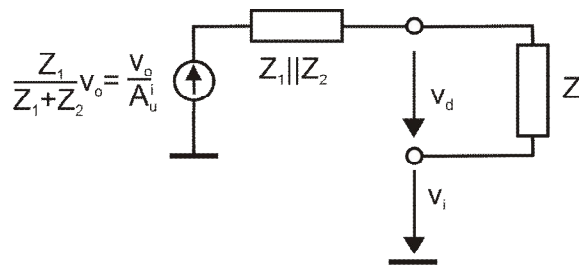


Fig. 3.3. Schema echivalentă pentru amplificatorul neinversor cu AO

Din relația fundamentală a amplificatorului operațional rezultă tensiunea de intrare dintre bornele AO sub forma:

$$v_d = -\frac{v_o}{A_o}$$

unde $A_o = \frac{Z_s}{Z_s + Z_o} A_0$ (pentru a pune în evidență și influența impedanței de ieșire finite a AO), amplificarea de tensiune ideală, notată acum cu A_u^i fiind calculabilă cu relația (3.33): $A_u^i = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$.

A doua ecuație a lui Kirchhoff, scrisă pe bucla de la intrare din fig.3.18, va fi:

$$\frac{v_o}{A_u^i} = -\frac{v_o}{A_o^i} + v_i + (Z_1 \parallel Z_2) \frac{A_u^i - v_i}{Z_i + Z_1 \parallel Z_2} \text{ de unde se poate explicita tensiunea } v_o :$$

$$v_o \left[\frac{1}{A_u^i} + \frac{1}{A_o^i} - \frac{1}{A_u^i} \frac{Z_1 \parallel Z_2}{Z_i + Z_1 \parallel Z_2} \right] = v_i \left[1 - \frac{Z_1 \parallel Z_2}{Z_i + Z_1 \parallel Z_2} \right], \text{ adică:}$$

$$v_o = \frac{\frac{Z_i}{Z_i + Z_1 \parallel Z_2}}{\frac{1}{A_o^i} + \frac{1}{A_u^i} \frac{Z_i}{Z_i + Z_1 \parallel Z_2}} v_i.$$

Folosind această relație și expresia amplificării ideale de tensiune din relația (3.33), se poate determina amplificarea de tensiune a amplificatorului neinversor cu AO real sub forma:

$$A_u = \frac{A_u^i}{1 + \frac{1}{A_o^i} \left(1 + \frac{Z_o}{Z_s} \right) A_u^i \left(1 + \frac{Z_1 \parallel Z_2}{Z_i} \right)} = \frac{A_u^i}{1 + \varepsilon}$$

Eroarea de calcul, ε , determinată de neidealitățile AO se poate scrie sub forma:

$$\varepsilon = \frac{A_u^i}{A_o^i} + \frac{A_u^i}{A_o^i} \frac{Z_o}{Z_s} + \frac{A_u^i}{A_o^i} \left(1 + \frac{Z_o}{Z_s} \right) \frac{Z_1 \parallel Z_2}{Z_i} = \varepsilon_{A_o} + \varepsilon_{Z_o} + \varepsilon_{Z_i}$$

în care se pot pune în evidență următoarele componente:

$$\varepsilon_{A_o} = \frac{A_u^i}{A_o^i} \text{ este eroarea determinată de valoarea finită a amplificării în buclă}$$

închisă a amplificatorului cu reacție;

$$\varepsilon_{Z_o} = \frac{A_u^i}{A_o^i} \frac{Z_o}{Z_s} \text{ este eroarea determinată de valoarea finită a impedanței de ieșire}$$

a AO;

$$\varepsilon_{Z_i} = \frac{A_u^i}{A_o^i} \left(1 + \frac{Z_o}{Z_s} \right) \frac{Z_1 \parallel Z_2}{Z_i} \text{ este eroarea determinată de valoarea finită a impedanței}$$

de intrare a AO.

Se remarcă faptul că toate aceste erori devin nule dacă amplificarea de tensiune a AO în buclă deschisă este ∞ fiind cu atât mai mici cu cât A_o este mai

mare. De asemenea, cu cât amplificarea de tensiune solicitată de la amplificatorul cu reacție este mai mică, erorile de calcul sunt mai mici.

Se observă că aceste concluzii sunt asemănătoare cu cele corespunzătoare amplificatorului inversor cu AO.

INFLUENȚA MĂRIMILOR A_0 , Z_i ȘI Z_o ASUPRA IMPEDANȚELOR DE INTRARE ȘI DE IEȘIRE ALE UNUI AMPLIFICATOR NEINVERSOR CU AO

Se va lua în considerație schema echivalentă din fig.3.19 în care au fost luate în considerare și impedanțele de intrare pe modul comun pe cele două intrări ale AO, Z_{ic}^+ și Z_{ic}^- .

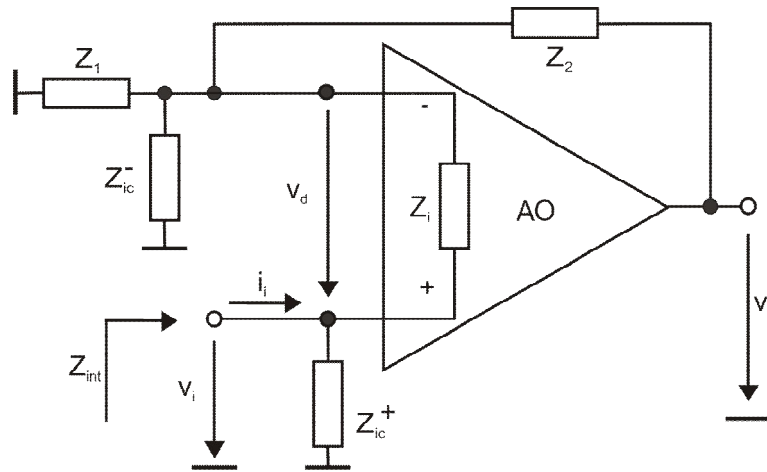


Fig. 3.4. Influența mărimilor A_0 , Z_i și Z_o asupra impedanțelor de intrare și de ieșire ale unui amplificator neinversor cu AO

Datorită valorii mari a impedanței Z_{ic}^- în comparație cu valorile rezonabile ale impedanței Z_i din circuitul de reacție al amplificatorului (cel puțin trei ordine de mărime), se consideră că $Z_{ic}^- \parallel Z_i \cong Z_i$ și având în vedere că nu se mai poate neglija valoarea impedanței Z_{ic}^+ față de masă, pentru curentul de intrare absorbit de la sursa

de semnal, i_i , se scrie relația:

$$i_i = \frac{v_i}{Z_{ic}^+} - \frac{v_d}{Z_i} = \frac{v_i}{Z_{ic}^+} + \frac{A_u}{A_0'} \frac{v_i}{Z_i}$$

în care s-a folosit și relația evidentă:

$$v_d = -\frac{v_o}{A_0'} = -\frac{A_u v_i}{A_0'}$$

Ca urmare, impedanța de intrare în amplificator se poate scrie sub forma:

$$\begin{aligned} Z_{int} &= Z_{ic}^+ \left\| \left(Z_i \frac{A_0'}{A_u} \right) \right. = Z_{ic}^+ \left\| \left(Z_i \frac{A_0'}{A_u^i} \right) \right. = \\ &= Z_{ic}^+ \left\| \left(Z_i \frac{A_0'}{A_u^i \left(1 + \frac{A_u^i}{A_0'} \left(1 + \frac{Z_1 \| Z_2}{Z_i} \right) \right)} \right) \right. = \\ &= Z_{ic}^+ \left\| \left(Z_i \frac{A_0' + A_u^i \left(1 + \frac{Z_1 \| Z_2}{Z_i} \right)}{A_u^i} \right) \right. \text{ sau} \\ Z_{int} &= Z_{ic}^+ \left\| \left(Z_i \left(1 + \frac{A_0'}{A_u^i} + \frac{Z_1 \| Z_2}{Z_i} \right) \right) \right. = Z_{ic}^+ \left\| \left(Z_i + Z_1 \| Z_2 + Z_i \frac{A_0'}{A_u^i} \right) \right. \end{aligned}$$

Se observă că impedanța de intrare în amplificatorul neinversor este foarte mult mărită datorită reacției serie de tensiune, cele două componente care apar în paralel fiind de valoare foarte mare. Raportul $\frac{A_0'}{A_u^i}$ poate avea valori de ordinul de mărime 10^3-10^4 (în funcție de aplicație), și, împreună cu valorile mari ale impedanței Z_{ic}^+ , rezultă că impedanța de intrare obținută pentru astfel de circuite este foarte mare, de ordinal zecilor sau sutelor de MΩ.

În ceea ce privește impedanța de ieșire a amplificatorului, se constată că, prin anularea sursei de semnal, conform definiției, se obține același circuit echivalent ca și în cazul amplificatorului inversor cu AO și, în consecință, valoarea impedanței de ieșire va avea aceeași expresie, cu aceleași valori tipice, adică foarte mici, neglijabile, în cea mai mare parte a cazurilor.

REPETOR DE TENSIUNE CU AO

Cel mai simplu amplificator de tip neinversor este repetorul de tensiune care se poate realiza fie cu $R_2 = 0$ fie prin $R_1 \rightarrow \infty$. Varianta corectă depinde de condițiile de compensare în curent continuu. În schema din fig.3.20.a este reprezentată schema de principiu iar în fig.3.20.b este luată în considerare și eventuala rezistență de compensare statică, în care rezistența R_2 este egală cu rezistența în curent continuu a generatorului de tensiune de comandă.

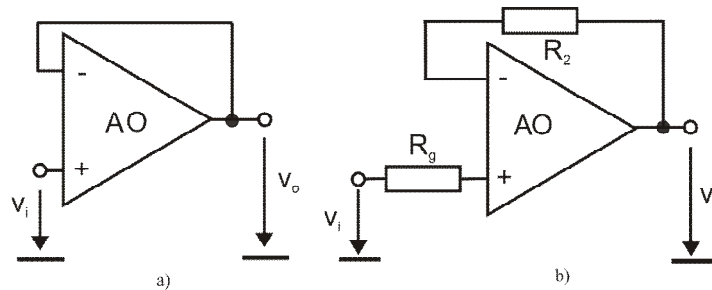


Fig. 3.5. Repetor de tensiune cu AO

Conform relațiilor deduse pentru un amplificator neinversor în cazul ideal, rezultă următoarele performanțe ale unui repetor de tensiune realizat cu AO ideal:

$$A_u = 1$$

(amplificarea de tensiune este egală cu 1);

$$Z_{\text{int}} \rightarrow \infty$$

(impedanța de intrare este infinită);

$$Z_{\text{ies}} = 0$$

(impedanța de ieșire este nulă).

Este evident că acest circuit are cea mai bună comportare ca un etaj de cuplare între etaje pentru că se poate cupla la orice sursă de semnal fără să provoace o încărcare importantă și, în același timp, ca sarcină, nu solicită sursa de semnal decât în măsură complet nesemnificativă, în condițiile în care transferul de tensiune se face cu un raport foarte apropiat de 1.

În cazul unui AO real, în care contează A_0 , Z_i și Z_o , se pot deduce, din

relațiile anterioare, performanțele acestui repetor de tensiune cu AO real:

$$A_u = \frac{A_0}{A_0 + 1}$$

$$Z_{int} = Z_{ic} \parallel [Z_i(1 + A_0^1) + Z_1 \parallel Z_2]$$

(de valoarea foarte mare) și:

$$Z_{ies} \cong 0$$

foarte mică (valoarea calculată este cu totul neglijabilă).

Se remarcă faptul că dintre toate repetoarele de tensiune (repetorul pe emitor, repetorul de tensiune cu superG, repetorul de tensiune cu tranzistor compus BIP cu TEC), repetorul de tensiune cu AO se apropie cel mai mult de repetorul ideal de tensiune (amplificare de tensiune 1, impedanță de intrare infinită și impedanță de ieșire nulă).

AMPLIFICATOR DE CURENT ALTERNATIV DE TIP NEINVERSOR

Pentru amplificarea semnalelor de curent alternativ (însoțite de o componentă continuă sau lent variabilă care trebuie rejectată) se poate folosi schema din fig.3.21 în care sursa de semnal se cuplează la amplificator printr-o capacitate.

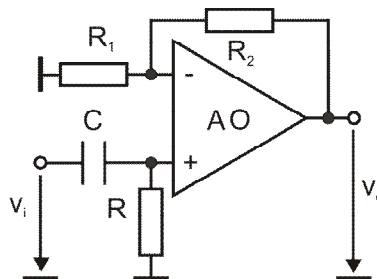


Fig. 3.6. Amplificator de curent alternativ de tip neinversor

Se observă că, pentru închiderea curentului în ambele sensuri prin capacitatea de cuplare C , este necesară conectarea unei rezistențe R spre masă de la borna neinversoare deoarece curentul de intrare în AO are un sens unic bine stabilit în funcție de structura circuitului de intrare în AO. În caz contrar, adică în absența rezistenței R , tensiunea care se aplică pe intrarea neinversoare a AO și care va fi amplificată efectiv, este suma dintre tensiunea de la intrare și tensiunea de pe capacitate care, datorită curentului de intrare de la borna neinversoare, diferit de zero, dar mereu cu același sens, crește (în valoare absolută) și determină intrarea în saturație a AO, ceea ce nu este corect pentru amplificarea semnalelor variabile. Rezistența R este necesară din acest punct de vedere, dar ea produce micșorarea impedanței de intrare care devine:

$$Z_{int} = (R \parallel Z_{ic}^+) \parallel Z_i \left(1 + \frac{A_0'}{A_u} + \frac{Z_1 \parallel Z_2}{Z_i} \right)$$

Este evident că rezistența R trebuie să îndeplinească anumite condiții determinate, pe de o parte de zgomotul propriu pe care îl generează, dependente de valoarea rezistenței, și, pe de altă parte, de limitarea impedanței de intrare în amplificator, așa cum rezultă din relația (3.46), având în vedere faptul că celelalte componente din impedanța de intrare au o contribuție neglijabilă la valoarea impedanței de intrare în amplificator.

Rezultă că, pentru aplicații în care este necesară o impedanță de intrare a amplificatorului mult mai mare, este necesar să se utilizeze o schemă prin care să se micșoreze efectul de șuntare a rezistenței R .

Acest aspect poate fi realizat folosind un circuit cu bootstrapare ca în fig.3.22.a. În această schemă suma rezistențelor R' și R'' este egală cu rezistența R_2 pentru asigurarea condiției de compensare a curentului de polarizare iar rezistența R' joacă rolul rezistenței R_1 din schema din fig.3.21. Schema echivalentă din punct de vedere dinamic, pentru semnale cu frecvență din banda de trecere a amplificatorului este reprezentată în fig.3.22.b.

Amplificarea de tensiune va fi ca la un amplificator neinversor obișnuit, adică:

$$A_u = 1 + \frac{R_2}{R'}$$

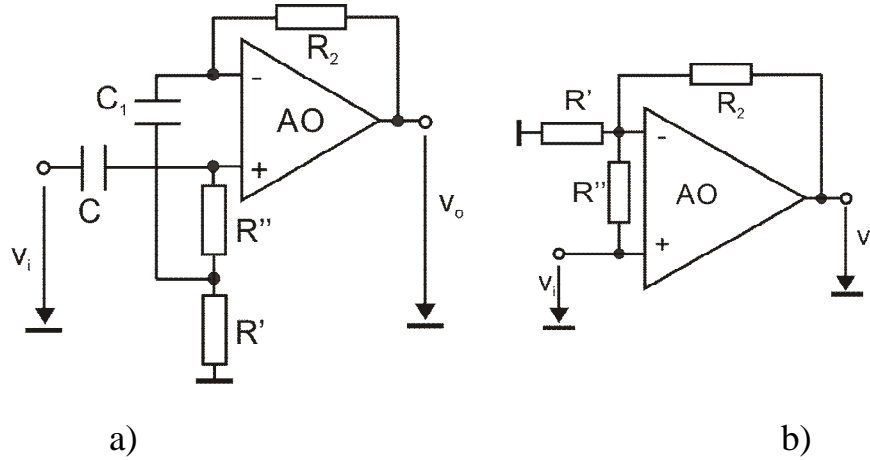


Fig. 3.7. Amplificator de curent alternativ cu bootstrapare

După cum se vede din schema echivalentă din fig.3.22.b, rezistența R'' apare, datorită capacității C_1 , între cele două borne de intrare, adică în paralel cu impedanța de intrare diferențială a AO. În consecință, impedanța de intrare în amplificator se poate scrie sub o formă asemănătoare celei din relația (3.44), adică:

$$Z_{\text{int}} = Z_{\text{ic}}^+ \parallel \left(R'' \parallel Z_i \right) \left(1 + \frac{A_0'}{A_u} + \frac{Z_1 \parallel Z_2}{Z_i} \right)$$

ceea ce înseamnă că impedanța de intrare este mult mărită datorită faptului că rezistența R'' este multiplicată, practic, cu raportul dintre amplificarea AO în buclă deschisă, A_0' și amplificarea amplificatorului cu bucla de reacție închisă, A_u , de obicei, foarte mare, de ordinul a $10^3 - 10^4$. Impedanța de intrare care se obține cu o astfel de schemă este de ordinul de mărime al impedanței de intrare pe modul comun, adică cel puțin zeci de $M\Omega$.

Având în vedere valoarea mare a rezistenței de intrare, capacitatea de cuplaj, C , va avea o valoare mică chiar pentru frecvențe joase ale semnalului de la intrare.

AMPLIFICATOR DE TENSIUNE NEINVERSOR CU AMPLIFICARE REGLABILĂ

Pornind de la schema de bază din fig.3.16, se observă că rezistența R_1 este

cuplată la masă și intervine direct în expresia amplificării de tensiune. În schema din fig.3.23 este reprezentată schema unui amplificator de tensiune de tip neinversor la care, amplificarea de tensiune se poate regla între limitele

$$A_{u\min} = 1 + \frac{R_2}{R_1 + P} \text{ și } A_{u\max} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \text{ cu ajutorul potențiometrului } P.$$

Pentru o compensare statică bună, rezistența care se poate conecta în serie cu intrarea neinversoare se alege la valoarea: $R_0 = R_2 \left\| \left(R_1 + \frac{P}{2} \right) \right.$.

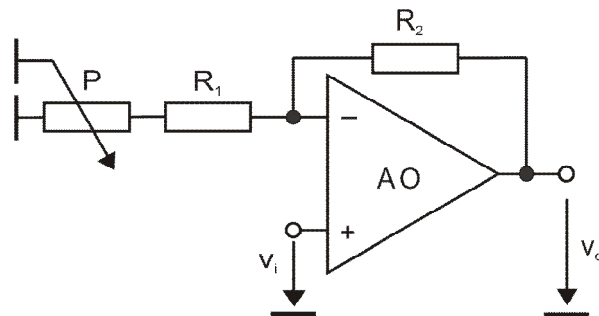


Fig. 3.8. Amplificator de tensiune neinversor cu amplificare reglabilă

AMPLIFICATOR CU AMPLIFICARE REGLABILĂ ÎNTRE -1 ȘI 1

Este un exemplu de schemă de amplificator la care amplificarea de tensiune se poate regla între limitele -1 și 1 de la un singur potențiometru. Schema este reprezentată în fig.3.24 și se observă că AO este comandat de tensiunea de intrare direct pe borna inversoare iar pe borna neinversoare printr-un divizor de tensiune realizat de potențiometrul P. Tensiunea de ieșire se scrie, prin superpoziție, astfel:

$$v_o = \left(-\frac{R}{R} \right) v_i + \left(1 + \frac{R}{R} \right) \frac{kP}{P} v_i$$

sau, după simplificare:

$$v_o = (-1 + 2k)v_i$$

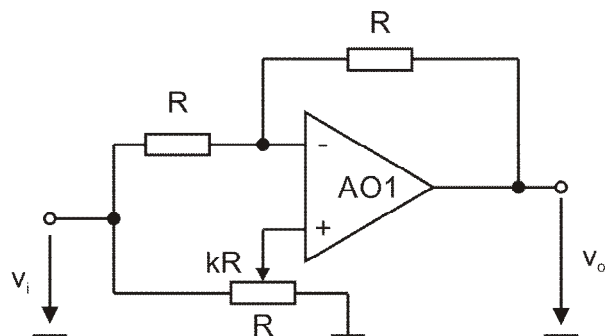


Fig. 3.9. Amplificator cu amplificare între -1 și 1

Parametrul k poate lua valori între 0 și 1, astfel că:

- pentru $k = 0$, tensiunea de ieșire este $v_o = -v_i$, amplificator inversor;
- pentru $k = 1$, tensiunea de ieșire este $v_o = v_i$, repetor de tensiune.

Așa dar, când parametrul k se modifică între 0 și 1, tensiunea de la ieșire se modifică între $-v_i$ și $+v_i$.

AMPLIFICATOR DEFAZOR

În unele aplicații, este necesar să se realizeze un defazaj între semnalul de ieșire și semnalul de intrare dependent de frecvența acestuia, importantă fiind dependența defazajului de frecvență.

Schema de realizare cea mai simplă, cu o funcție de transfer de ordinul 1 este reprezentată în fig.3.25 în care semnalul se aplică la intrarea inversoare a AO printr-o schemă de tip inversor iar la intrarea neinversoare prin intermediul unui circuit RC. Spre deosebire de circuitul din fig.3.21 în circuitul din fig.3.25, capacitatea C nu îndeplinește funcția de capacitate de cuplare ci aceea de a crea, împreună cu rezistența R , un defazaj care să depindă de frecvența semnalului.

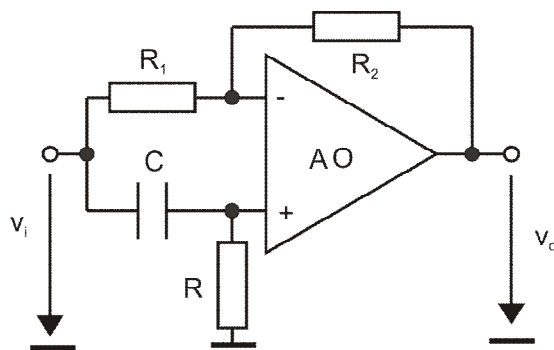


Fig. 3.10. Amplificator defazor
Tensiunea de ieșire se scrie prin superpoziție astfel:

$$v_o = \left(-\frac{R}{R}\right)v_i + \left(1 + \frac{R}{R}\right) \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} v_i$$

sau, după calcule elementare:

$$v_o = -\frac{1 - j\omega CR}{1 + j\omega CR} v_i \quad \text{unde:}$$

$$A_u = -\frac{1 - j\omega CR}{1 + j\omega CR}$$

Din această expresie a amplificării, rezultă următoarele:

- modulul amplificării de tensiune este constant, egal cu 1, indiferent de frecvența semnalului;

- defazajul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare este:

$$\varphi = \pi - 2 \operatorname{arctg}(\omega CR)$$

Se constată dependența acestui defazaj de frecvență și faptul că poate fi controlat prin valoarea capacității C.