

---

## *Capitolul III*

### **AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE**

#### **III.1. CARACTERISTICI TEHNICE PRINCIPALE**

Înțelegerea semnificației parametrilor caracteristici ai amplificatoarelor operaționale (AO) și a impactului lor asupra proiectării circuitelor cu AO este de mare importanță practică. Definițiile lor, abrevierile tipice și unitățile de măsură sunt date în detaliu în foile de catalog ale fabricanților de AO.

Caracteristicile tehnice ale AO sunt prezentate de regulă pe trei secțiuni:

- valori maxime absolute;
- condiții recomandate de funcționare;
- caracteristici electrice.

*Valorile maxime absolute* reprezintă limite ale unor parametri care nu trebuie depășite niciodată în funcționare sau testare, pentru a se conserva integritatea fizică a circuitului. Depășirea a cel puțin uneia din valorile maxime absolute poate conduce la distrugerea ireversibilă a circuitului. Un exemplu poate fi *temperatura maximă absolută de funcționare*:  $-40\text{ C}^{\circ} \dots +80\text{ C}^{\circ}$ .

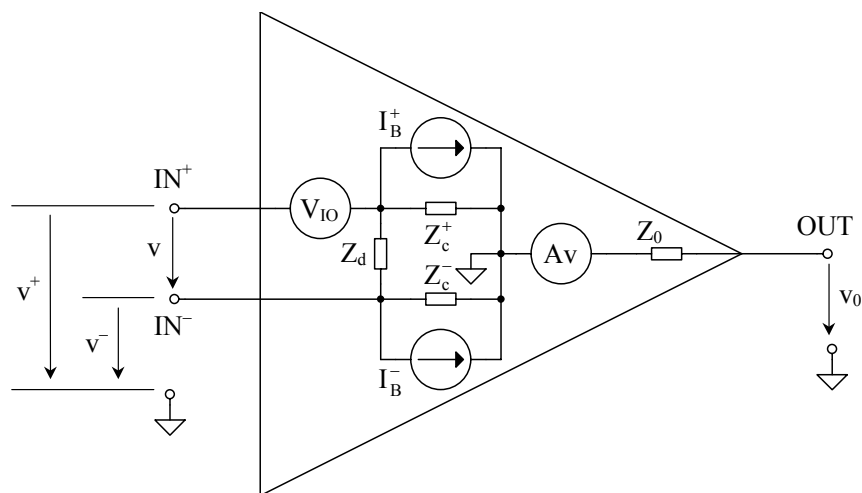
*Condițiile recomandate de funcționare* cuprind limite ale unor parametri tehnici care nu trebuie depășite în funcționare sau testare, pentru a se asigura funcționarea corectă a circuitului. Depășirea uneia din aceste limite nu distruge circuitul, dar poate conduce la funcționarea nesatisfăcătoare a acestuia.

*Caracteristicile electrice* include parametri electrici măsurabili. Aceștia sunt utilizați pentru a face previziuni asupra performanțelor unui AO ca element component al unui circuit analogic mai complex. Valorile acestor parametri sunt garantate și trebuie verificate în condiții recomandate de funcționare.

Numărul de parametri utilizați pentru a caracteriza un AO, reunind cele trei secțiuni menționate mai sus, este variabil funcție de destinația circuitului, de fabricat etc. și poate atinge cu valori cuprinse în intervalul 50...100.

Pe de altă parte, în funcție de aplicație, unii din parametrii unui AO pot

avea un impact mai mare decât alții. Din aceste considerente, în continuare vor fi puși în discuție doar parametrii mai semnificativi în aplicațiile tipice. O parte din acești parametri sunt scoși în evidență în schema echivalentă din Fig.III.1, având semnificațiile:  $V_{IO}$  – tensiunea de decalaj la intrare,  $Z_D$  – impedanța de mod diferențial,  $Z_C^+$ ,  $Z_C^-$  – impedanțele de mod comun,  $I_B^+$ ,  $I_B^-$  – curenții de intrare,  $A_v$  – sursa de tensiune de ieșire, iar  $Z_0$  – impedanța de ieșire.



**Fig.III.1. Schema echivalentă a unui AO.**

Funcția de transfer a unui AO, în regim static și în buclă deschisă este descrisă de o expresie de forma:

$$v_0 = Av = A(v^+ - v^-), \quad (\text{III.1})$$

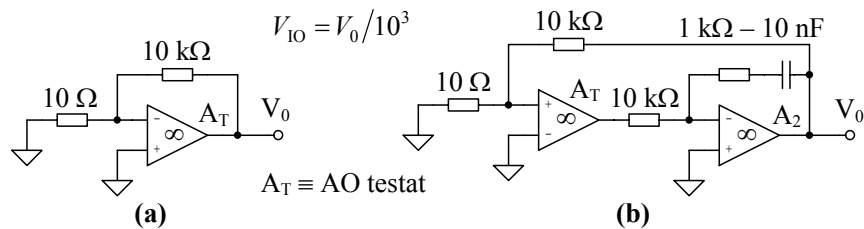
unde  $v_0$  este tensiunea de ieșire,  $A$  – amplificarea,  $v$  – tensiunea diferențială de intrare,  $v^+$  – tensiunea pe intrarea neinversoare, iar  $v^-$  – pe intrarea inversoare.

### III.1.1. TENSIUNEA DE DECALAJ LA INTRARE

Conform (III.1), dacă tensiunea diferențială de intrare este zero, ar trebui ca și tensiunea de ieșire să fie zero. În realitate nu se întâmplă astfel, din cauza nesimetriilor din cadrul etajului de intrare (pct.III.2.3.1). Ca urmare, *pentru ca tensiunea de ieșire să fie zero*, ar trebui aplicată la intrare o tensiune de mică valoare, numită *tensiune de decalaj la intrare*.

În schemele echivalente, tensiunea de decalaj la intrare este modelată printr-o sursă de tensiune aplicată la intrarea neînversoare.

Măsurarea tensiunii de decalaj la intrare se poate efectua cu ajutorul circuitelor din Fig.III.2. În ambele cazuri tensiunea de decalaj la intrare este amplificată cu factorul  $10\text{ k}\Omega/10\ \Omega = 1000$ . În schema din Fig.II.2.a AO testat nu are tensiunea de ieșire zero, conform definiției tensiunii de decalaj. Acest inconvenient este corectat în schema din Fig.II.2.b, prin adăugarea unui alt AO și includerea celor două AO într-o buclă comună de reacție, astfel că tensiunea de ieșire a circuitului  $A_1$  este menținută la valoarea zero.



**Fig.III.2. Circuite de test pentru tensiunea de decalaj la intrare:**  
**(a) – circuit simplu; (b) – circuit de test cu tensiune de ieșire zero.**

Datele de catalog includ și alți parametri privind tensiunea de decalaj și anume, *coeficientul mediu de variație cu temperatura și deriva pe termen lung.*

Coeficientul mediu de variație cu temperatura al tensiunii de decalaj, notat  $\alpha V_{I0}$  și exprimat în  $\mu V/^\circ C$ , este determinat pe baza valorilor tensiunii de decalaj la temperaturile extreme de funcționare, conform relației:

$$\alpha V_{I0} = \Delta V_{I0} / \Delta \theta, \quad (III.2)$$

unde  $\Delta \theta = \theta_{\max} - \theta_{\min}$  reprezintă intervalul de temperatură de funcționare.

Deriva pe termen lung a tensiunii de decalaj dă informații asupra instabilității în timp a tensiunii de decalaj, fiind exprimată în  $\mu V/lună$ .

Tensiunea de decalaj la intrare fiind datorată în principal etajului de intrare, depinde de tehnologia de realizare a acestuia. Astfel, AO cu etaj de intrare bipolar vor avea tensiune de decalaj mai redusă decât AO cu etaj de intrare FET (JFET sau MOSFET: CMOS, NMOS, PMOS).

Dacă este cazul, tensiunea de decalaj la intrare poate fi compensată cu ajutorul unui reglaj exterior, aplicabil la două intrări dedicate special acestui scop, conform Fig.III.3, unde  $N_1, N_2$  sunt intrările de anulare a decalajului.

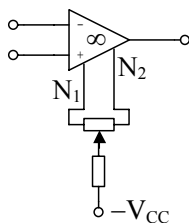


Fig.III.3. *Ajustarea tensiunea de decalaj la intrare.*

### III.1.2. CURENTUL DE INTRARE

Etajul de intrare al unui AO necesită un curent de polarizare pentru o funcționare corectă a circuitului. Curentul de polarizare la intrare,  $I_{IB}$ , se calculează ca medie aritmetică a curenților celor două intrări:

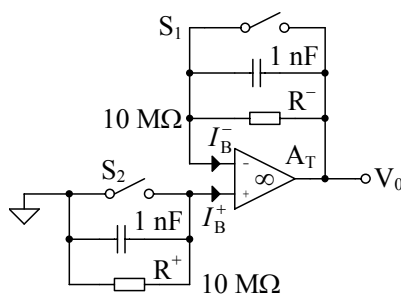
$$I_{IB} = (I_B^+ + I_B^-) / 2. \quad (III.3)$$

Diferența între cei doi curenți de intrare, notată  $I_{IO}$ , se numește curent de decalaj la intrare, având valoarea cu un ordin de mărime mai mică decât curentul de polarizare la intrare (pct.II.2.3.2):

$$I_{IO} = I_B^+ - I_B^-. \quad (III.4)$$

În ce privește curentul de polarizare la intrare, în funcție de tehnologie, situația se prezintă invers decât în cazul tensiunii de decalaj la intrare și anume, tehnologia FET asigură curenți de intrare mai mici decât cea bipolară.

Circuitul tipic pentru măsurarea curenților de polarizare la intrare este reprezentat în Fig.III.4.



$S_1$  închis:  
 $I_B^+ = V_0 / R^+ = V_0 / 10^7$

$S_2$  închis:  
 $I_B^- = V_0 / R^- = V_0 / 10^7$

Fig.III.4. *Circuit de test pentru curentul de polarizare la intrare.*

Din Fig.III.4 se observă că măsurarea curenților de intrare se realizează indirect, prin conversiune curent-tensiune cu ajutorul rezistențelor  $R^+$  și  $R^-$ . Deci tensiunea de ieșire, în funcție de starea comutatoarelor  $S_1$  și  $S_2$ , este dependentă de valoarea curenților de intrare și a rezistențelor echivalente de la intrări. Deoarece căderile de tensiune pe rezistențele de la intrări dau la ieșire efecte de sens contrar, tensiunea de ieșire va depinde de diferența celor două rezistențe, având valoarea minimă pentru rezistențe egale. Dacă în Fig.III.4 ambele comutatoare,  $S_1$  și  $S_2$ , sunt deschise, tensiunea de ieșire are valoarea:

$$V_0 = R^- I_B^- - R^+ I_B^+ = R(I_B^- - I_B^+) = R|I_{IO}|. \quad (\text{III.5})$$

de unde se poate desprinde concluzia că efectul curenților de intrare este redus la minim dacă rezistențele echivalente văzute la cele două intrări sunt egale.

Relativ la curentul de polarizare, datele de catalog includ și *coeficientul mediu de variație cu temperatura al curentului de decalaj*, notat  $\alpha I_{IO}$  și exprimat în  $\mu V/^\circ C$ , determinat pe baza valorilor curentului de polarizare la temperaturile extreme de funcționare, conform relației:

$$\alpha I_{IO} = \Delta I_{IO} / \Delta \theta, \quad (\text{III.6})$$

unde  $\Delta \theta = \theta_{\max} - \theta_{\min}$  reprezintă intervalul de temperatură de funcționare.

### III.1.3. TENSIUNEA DE MOD COMUN LA INTRARE

Tensiunea de mod comun la intrare este definită ca tensiunea medie la intrările inversoare și neinversoare. Dacă tensiunea de mod comun depășește limitele prestabilite intrările se blochează, deci AO nu mai funcționează corect.

Gama tensiunii de mod comun la intrare, notată  $V_{ICR}$ , specifică intervalul de tensiune în care funcționarea AO este garantată.

Gama tensiunii de mod comun la intrare este de regulă mai mică decât gama tensiunilor de alimentare. Ea depinde de tehnologia AO, care pot avea la intrare tranzistoare bipolare (nnp sau pnp) sau tranzistoare FET (cu canal n sau p). În funcție de aceste variante, gama tensiunii de mod comun la intrare poate include una sau ambele tensiuni de alimentare ale AO. De exemplu, dacă etajul de intrare al AO este realizat cu tranzistoare pnp, având colectorul conectat la bara de alimentare cu tensiune negativă, atunci gama tensiunii de mod comun la intrare include tensiunea de alimentare negativă. În cazul etajelor de intrare realizate cu tranzistoare FET se poate întâmpla ca AO să fie activ pentru tensiuni de mod comun care depășesc tensiunile de alimentare.

### III.1.4. TENSIUNEA DIFERENȚIALĂ DE INTRARE

În regim normal de amplificare intrările AO sunt practic echipotențiale. În alte regimuri, cum ar fi cel de comparator sau în regimuri tranzitorii sau accidentale, între intrările AO pot apare tensiuni diferențiale considerabile. Prin urmare, un AO trebuie să suporte o tensiune diferențială cât mai mare.

Gama tensiunii diferențiale de intrare este specificată ca o valoare absolută maximă, a cărei depășire duce la străpungerea intrărilor și ieșirea din uz a AO. Din acest motiv, unele circuite prezintă circuite de protecție în acest sens, situație în care trebuie luate măsuri de limitare a curentului de intrare.

### III.1.5. TENSIUNEA MAXIMĂ DE IEȘIRE

Tensiunea maximă de ieșire,  $V_{OM\pm}$ , este definită ca *tensiunea maximă vârf-vârf care poate fi obținută la ieșire, fără afectarea formei de undă, când componenta continuă este zero*. Tensiunea maximă de ieșire este limitată de impedanța de ieșire, de tensiunea de saturație a tranzistoarelor de ieșire și de tensiunile de alimentare ale AO, conform Fig.III.5.

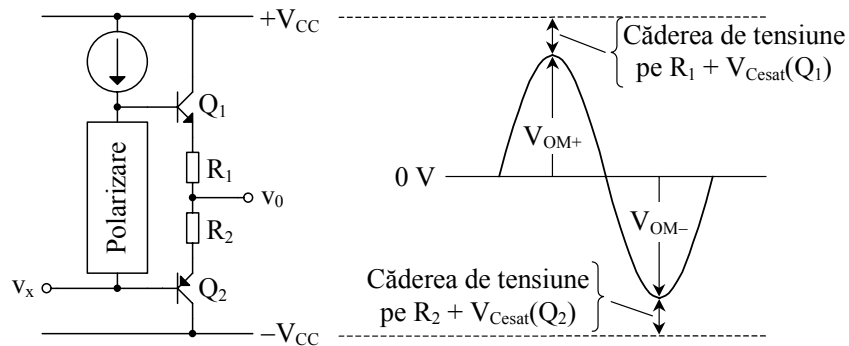


Fig.III.5. Ilustrarea tensiunii maxime de ieșire.

Pentru etajele CMOS tensiunea maximă de ieșire este limitată de sarcină și de rezistența ON a tranzistoarelor de ieșire. Pentru AO destinate funcționării cu o singură sursă de alimentare, în funcție de tipul etajului de ieșire, se poate specifica separat valoarea maximă a fiecărei alternanță  $V_{OH}$ , respectiv  $V_{OL}$ .

### III.1.6. AMPLIFICAREA DIFERENȚIALĂ DE SEMNAL MARE

Amplificarea diferențială de tensiune de semnal mare,  $A_{VD}$ , este similară cu amplificarea în buclă deschisă a AO în gol, graficul tipic în funcție de frecvență fiind reprezentat în Fig.III.x.  $A_{VD}$  prezintă importanță în proiectare, atunci când se urmărește o amplificare precisă în buclă închisă. De exemplu, expresia amplificării pentru o configurație de amplificator neinversoare este:

$$A = \frac{A_{VD}}{1 + \beta A_{VD}} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta A_{VD}}}, \quad (\text{III.7})$$

unde  $\beta$  este factorul de reacție, determinat de rețeaua de reacție. Termenul  $1/\beta A_{VD}$  din (III.7) constituie o eroare. Cu cât  $A_{VD}$  este mai mare în raport cu  $1/\beta$  ( $\beta A_{VD} \gg 1$ ), cu atât această eroare devine mai puțin semnificativă.

### III.1.7. IMPEDANȚA DE INTRARE

Ambele intrări prezintă elemente parazite asociate care pot fi modelate conform Fig.III.1, unde  $Z_d$ ,  $Z_c^+$ ,  $Z_c^-$  sunt grupuri RC paralel conform Fig.III.6. Există și inductanțe parazite, dar efectul lor este neglijabil la frecvențe joase.

Impedanțele de intrare trebuie luate în calcul în proiectare atunci când impedanța sursei de semnal este mare și impedanțele de intrare încarcă sursa.

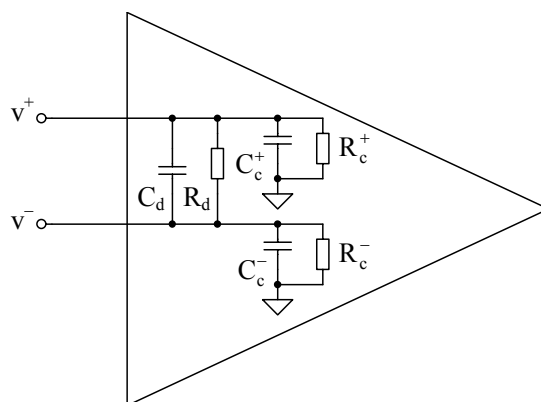


Fig.III.6. Schema echivalentă a impedanței de intrare a unui AO.

**Capacitatea de intrare**,  $C_i$ , este măsurată între terminalele de intrare, unul din ele fiind conectat la masă. În Fig.III.6, dacă  $v^-$  este șuntată la masă, atunci  $C_i = C_d \parallel C_c^+$ .  $C_i$  are uzual valori de ordinul pF.

Uneori este specificată și capacitatea de mod comun,  $C_{ic}$ . Dacă în Fig.III.6 intrările sunt conectate împreună, atunci  $C_{ic} = C_c^- \parallel C_c^+$ .  $C_{ic}$  este capacitatea de intrare pe care o sursă de mod comun o vede față de masă.

**Rezistența de intrare**,  $R_i$ , este măsurată între terminalele de intrare, unul din ele fiind conectat la masă. În Fig.III.6, dacă  $v^-$  este șuntată la masă, atunci  $R_i = R_d \parallel R_c^+$ .  $R_i$  are valori de ordinul  $10^7 \dots 10^{12}$ , funcție de tipul intrării.

Uneori este specificată și rezistența de mod comun,  $R_{ic}$ . Dacă în Fig.III.6 intrările sunt conectate împreună, atunci  $R_{ic} = R_c^- \parallel R_c^+$ .  $R_{ic}$  este rezistența de intrare pe care o sursă de mod comun o vede față de masă.

### III.1.8. IMPEDANȚA DE IEȘIRE

Impedanța de ieșire,  $Z_0$ , este specificată în mod diferit. Unii fabricanți de AO specifică impedanța de ieșire în buclă deschisă, iar alții în buclă închisă.

Impedanța de ieșire este definită ca fiind impedanța de semnal mic între ieșire și masă, valorile uzuale fiind de ordinul a  $50 \dots 200 \Omega$ .

În cazul sarcinii rezistive, impedanța de ieșire limitează excursia de semnal la ieșire, iar în cazul celei capacitive produce o defazare suplimentară a semnalului, care modificând marginea de fază afectează stabilitatea.

Dacă se presupune că  $Z_0$  este preponderent rezistivă, pe baza schemelor echivalent din Fig.III.7 se poate determina cantitativ efectele generate de  $Z_0$ :

$$(a): v_0 = \frac{R_L}{R_L + Z_0} A_{VDV} v; \quad (b): v_0 = \frac{1}{1 + f/f_0} A_{VDV} v, \quad \text{unde } f_0 = \frac{1}{2\pi Z_0 C_L}. \quad (III.8)$$



**Fig.III.7. Efectele impedanței de ieșire a unui AO.**



---

### III.1.9. RAPORTUL DE REJEȚIE DE MOD COMUN

Raportul de rejecție de mod comun (RRMC), CMMR (*Common-Mode Rejection Ratio*), este definit ca raport între amplificarea pe mod diferențial și amplificarea pe mod comun,  $CMMR = A_{DIF}/A_{COM}$ . Ideal, acest raport ar trebui să fie infinit, pentru ca tensiunile de mod comun să fie rejectate total.

Tensiunile de mod comun afectează punctul static de funcționare al etajului diferențial de intrare. Datorită nesimetriilor din cadrul circuitelor de intrare, schimbările punctului static de funcționare generează tensiuni suplimentare de offset, care la rândul lor generează modificări ale tensiunii de ieșire. Prin urmare, se poate utiliza și expresia  $CMMR = \Delta V_{COM}/\Delta V_{OS}$ .

CMMR este un parametru de curent continuu, exprimat de regulă în decibeli. Fiind proporțional cu amplificarea pe mod diferențial, iar aceasta fiind dependentă de frecvență, este de așteptat ca și CMMR să fie dependent de frecvență după o curbă cu aceeași alură că și amplificarea diferențială.

Sursele uzuale de tensiuni perturbatoare de mod comun sunt tensiunile perturbatoare provenite de la rețeaua de c.a. În proiectare trebuie avut grijă ca CMMR să nu fie degradat de alte componente de circuit. Rezistențele de valoare ridicată cresc vulnerabilitatea circuitului la tensiuni de mod comun și alte tipuri de zgomote. Pentru a se prezerva rejecția de mod comun, în măsura posibilităților, rezistențele trebuie reduse ca valoare iar capacitățile crescute.

În afară de CMMR, se mai utilizează și notația  $K_{CMR}$  cu același înțeles.

### III.1.10. RAPORTUL DE REJEȚIE AL TENSIUNII DE ALIMENTARE

Raportul de rejecție al tensiunii de alimentare,  $K_{SVR}$  sau PSRR (*Power Supply Voltage Ratio*) este raportul dintre variația tensiunii de alimentare și variația corespunzătoare a tensiunii de ieșire. Variația tensiunii de alimentare acționează identic cu tensiunea de mod comun: modifică, în lanț, punctul static de funcționare al etajului de intrare, tensiunii de offset și în final cea de ieșire.

Pentru AO alimentate de la sursă dublă de tensiune,  $K_{SVR} = \Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{OS}$  sau  $K_{SVR} = \Delta V_{DD\pm}/\Delta V_{OS}$ , unde  $\Delta V_{CC\pm}$  sau  $\Delta V_{DD\pm}$  (pentru AO cu FET) reprezintă modificările simetrice ale celor două tensiuni de alimentare. Pentru AO cu o singură tensiune de alimentare,  $K_{SVR} = \Delta V_{CC}/\Delta V_{OS}$  sau  $K_{SVR} = \Delta V_{DD}/\Delta V_{OS}$ .

### III.1.11. VITEZA DE VARIAȚIE A TENSIUNII DE IEȘIRE LA CÂȘTIG UNITAR

Viteza de variație a tensiunii de ieșire, SR (*Slew Rate*), este definită pentru semnal treaptă la intrare (Fig.III.8) și se măsoară în V/ $\mu$ s sau V/ms.

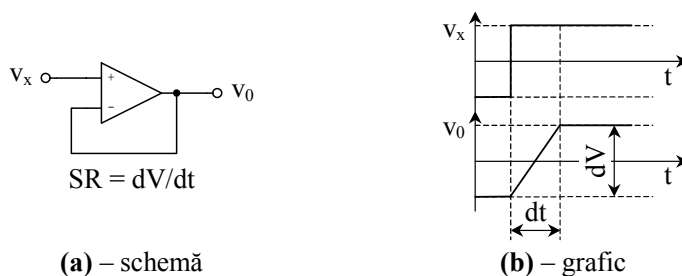


Fig.III.8. *Ilustrare slew rate.*

Din considerente de stabilitate, AO trebuie compensate cu frecvența, existând AO cu compensare internă și externă. Cele cu compensare externă, prezintă terminale de compensare la care se poate conecta o rețea RC, care în cazul cel mai simplu se reduce la un singur condensator. Cele cu compensare internă includ un condensator de compensare integrat, conectat în bucla de reacție negativă a unui etaj de amplificare intermediar sau a etajului prefinal.

Ca urmare, factorul determinant asupra slew rate este condensatorul intern de compensare, dimensionat astfel încât să asigure amplificare stabilă la câștig unitar, aceasta fiind situația cea mai critică din acest punct de vedere.

Variațiile de tensiune la ieșirea etajului compensat sunt limitate de încărcarea și descărcarea condensatorului de compensare la curentul maxim debitat de acel etaj. Notând cu  $C_C$  capacitatea de compensare și cu  $I_0$  curentul de ieșire al etajului compensat (Fig.III.10), rezultă:  $SR = dv/dt = I_0/C_C$ .

În cazul AO necompensate intern SR este determinată de capacitățile parazite interne. Ca urmare, AO necompensate prezintă bandă și SR ridicate, însă stabilitatea trebuie asigurată prin alte mijloace.

Este cunoscut faptul că viteza unui circuit electronic este direct proporțională cu consumul de putere. Deci pentru a crește SR, AO trebuie polarizat la curenți de valoare mai mare în aceeași măsură.

### III.1.12. ZGOMOTUL ECHIVALENT DE INTRARE

Toate AO prezintă surse interne de zgomot. Zgomotul este măsurat la ieșire și apoi este raportat la intrare, fiind numit *zgomot echivalent de intrare*.

Parametrii zgomotului echivalent de intrare sunt de regulă specificați ca o tensiune echivalentă de zgomot,  $V_n$  sau curent echivalent de zgomot,  $I_n$  per radical din Hertz. Pentru AO de audiofrecvență zgomotul este reprezentat grafic, prin suprapunere peste banda audio.

Densitatea spectrală a zgomotului AO include componentele de *zgomot roz* și *zgomot alb*. Zgomotul roz, fiind numit și zgomot  $1/f$ , are densitatea spectrală invers proporțională cu frecvența, având pondere mare la frecvențe joase, iar zgomotul alb are densitatea spectrală constantă cu frecvența.

Uzual, zgomotul este specificat la două frecvențe. Prima frecvență este de 10 Hz, unde ponderea mare o are zgomotul  $1/f$ , iar a doua frecvență este de 1 kHz, unde se manifestă zgomotul alb cu densitatea spectrală constantă. Spectrul tipic al zgomotului pentru un AO este reprezentat în Fig.III.9, unde este marcată frecvența de tranziție între cele două componente.

Unitatea de măsură pentru zgomot este densitatea spectrală exprimată în valori efective de tensiune sau curent per radical din Hertz,  $V/\sqrt{\text{Hz}}$ ,  $A/\sqrt{\text{Hz}}$ , valorile uzuale fiind exprimabile în  $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  sau  $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Un alt parametru caracteristic este valoarea vârf-vârf a tensiunii de zgomot,  $[\text{nV}_{\text{v-v}}]$ , pentru o bandă de frecvență specificată, cum ar fi 0,1 Hz...1 Hz sau 0,1 Hz...10 Hz.

Pentru un AO cu aceeași structură internă, creșterea curentului de polarizare, având ca efect creșterea SR, a produsului amplificare-bandă și a puterii disipate, conduce la reducerea zgomotului, iar rezistențele exterioare de la intrări contribuie cu zgomotul propriu la zgomotul total al circuitului.

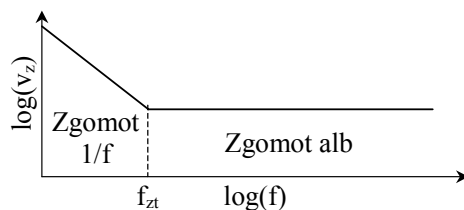


Fig.III.9. Spectrul tipic al zgomotului unui AO.

### III.1.13. DISTORSIUNILE ARMONICE TOTALE PLUS ZGOMOTUL

Parametrul numit *distorsiuni armonice totale plus zgomot*, THD + N (**T**otal **H**armonic **D**istorsion **P**lus **N**oise) compară conținutul în armonici al semnalului de ieșire cu cel al semnalului de intrare. Ideal, dacă semnalul de intrare este o undă pur sinusoidală și semnalul de ieșire ar trebui să fie la fel. În realitate, datorită neliniarităților și surselor de zgomot interioare AO, semnalul de ieșire nu este niciodată pur.

THD + N reprezintă suma componentelor armonice fără fundamentală, raportată la fundamentală și se exprimă de regulă în procente:

$$THD + N = \left[ \frac{\left( \sum \text{tensiunilor armonice} + \text{zgomot} \right)}{\text{tensiunea fundamentală}} \right]. \quad (\text{III.9})$$

În Fig.III.10 este reprezentat grafic spectrul semnalului de ieșire al AO, fiind puse în evidență fundamentală, armonicile și zgomotul pentru THD + N = 1%. Fundamentală semnalului de ieșire are frecvența semnalului de intrare presupus pur sinusoidal. Armonicile din semnalul de ieșire sunt generate din fundamentală datorită neliniarităților interne al AO. Zgomotul din semnalul de ieșire este datorat în principal zgomotului din semnalul de intrare.

Cauza principală a distorsiunilor generate de AO o constituie limitările în excursia tensiunii de ieșire și în slew rate. Prin urmare, un AO trebuie să funcționeze în condiții optime, care să asigure un nivel minim de THD + N.

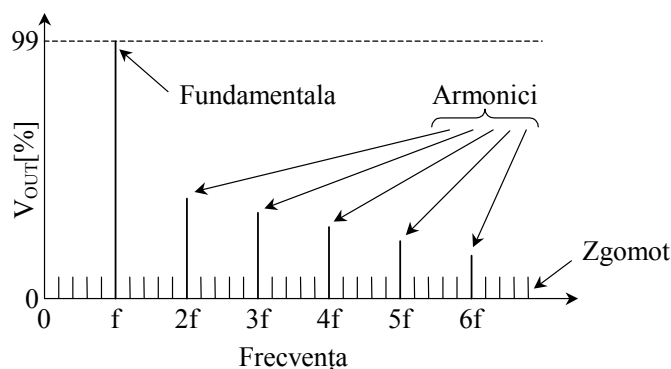


Fig.III.10. Spectrul semnalului de ieșire cu THD + N.

---

### III.1.14. BANDA LA CÂȘTIG UNITAR ȘI MARGINEA DE FAZĂ

Se utilizează tipic cinci parametri pentru caracterizarea comportării în frecvență a unui AO, conform datelor de catalog ale firmei Texas Instruments:

- banda la amplificare unitară ( $B_1$ );
- produsul amplificare bandă (GBW);
- marginea de fază la amplificare unitară ( $\phi_m$ );
- marginea de amplificare ( $A_m$ );
- banda pentru excursie maximă la ieșire ( $B_{0M}$ ).

Banda la amplificare unitară ( $B_1$ ) și produsul amplificare-bandă (GBW) sunt similare.  $B_1$  specifică frecvența la care amplificare ( $A_{VD}$ ) a AO este 1:

$$B_1 = f(A_{VD} = 1), \quad (\text{III.10})$$

iar GBW specifică produsul amplificare-bandă al AO în buclă deschisă și cu sarcină la ieșire:

$$GBW = A_{VD} \times f. \quad (\text{III.11})$$

GBW este constant pentru un amplificator cu reacție de tensiune, dar nu are aceeași semnificație pentru un amplificator cu reacție de curent, pentru că în acest caz nu există o relație liniară între amplificare și bandă.

Marginea de fază la amplificare unitară ( $\phi_m$ ) este diferența până la  $180^\circ$  a defazajului unui semnal care parcurge un AO la amplificare unitară:

$$\phi_m = 180^\circ - \phi(B_1). \quad (\text{III.12})$$

Marginea de amplificare ( $A_m$ ) este diferența între amplificarea unitară și amplificarea la defazaj de  $180^\circ$ :

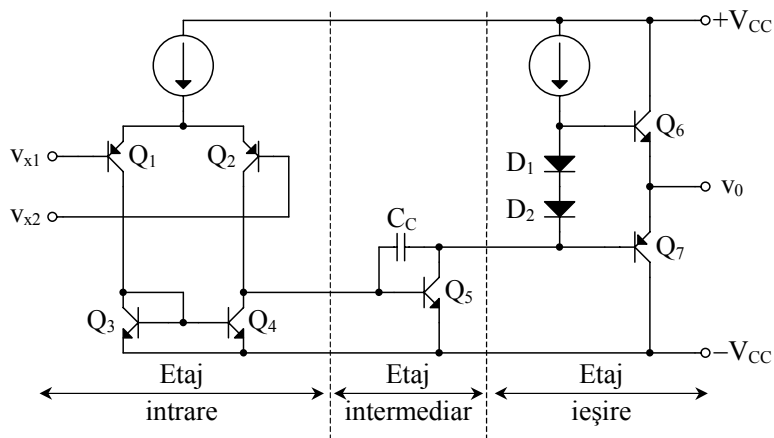
$$A_m = 1 - A_{VD}(\phi = 180^\circ). \quad (\text{III.13})$$

Banda pentru excursie maximă la ieșire ( $B_{0M}$ ) reprezintă banda de frecvență pentru care semnalul de ieșire este mai mare decât o valoare impusă:

$$B_{0M} = f_{\max}(V_0 = V_{\text{MIN}}). \quad (\text{III.14})$$

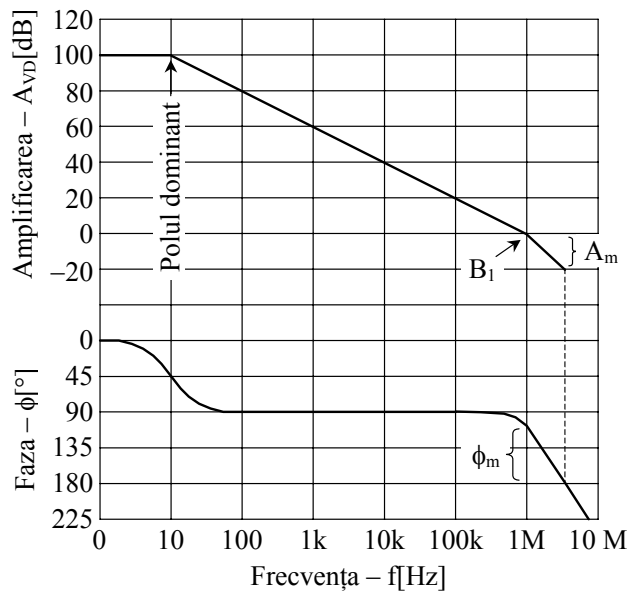
Factorul de limitare pentru  $B_{0M}$  este slew rate (SR). La semnal mare, când frecvența crește, viteza de variație a semnalului de ieșire atinge valoarea SR și mai departe AO nu mai poate menține forma de undă a semnalului de ieșire.

Schema simplificată a unui AO compensat intern este reprezentată în Fig.III.11, unde  $C_C$  este un condensator integrat de compensare.



**Fig.III.11. Schema simplificată a unui AO compensat intern.**

Condensatorul  $C_C$  are rolul de a asigura stabilitatea AO, această soluție fiind denumită *compensare cu pol dominant*. În Fig.III.12 sunt reprezentate grafic caracteristicile tipice *amplificare-frecvență* și *fază-frecvență* ale AO.



**Fig.III.12. Caracteristicile amplificare-frecvență și fază-frecvență ale AO.**

Pentru a se asigura stabilitatea, caracteristica amplificare-frecvență în buclă deschisă trebuie să atingă valoarea unitară înainte ca fază să devină  $180^\circ$ .

Din Fig.III.11 se observă că amplificarea ( $A_{VD}$ ) scade cu frecvența. În proiectare, pentru a se determina banda în buclă închisă corespunzătoare unei anumite amplificări, sau vice-versa, se utilizează banda la amplificare unitară ( $B_1$ ) sau produsul amplificare bandă (GBW).

Marginea de fază ( $\phi_m$ ) și marginea de amplificare ( $A_m$ ) reprezintă două moduri echivalente de a caracteriza stabilitatea circuitului.

În cazul AO cu CMOS rezistența de ieșire fiind mai mare decât a celor bipolare, sarcina capacitivă contribuie la reducerea marginii de fază datorită defazajului suplimentar introdus (pct.II.1.8).

### III.1.15. TIMPUL DE STABILIRE ȘI EROAREA DINAMICĂ

Timpul de stabilire,  $T_s$ , se definește pentru semnal treaptă la intrare și reprezintă intervalul timp după care valoarea tensiunii de ieșire diferă cu o anumită eroare,  $\varepsilon_d$ , de valoarea finală de regim permanent, conform Fig.III.13. Eroarea  $\varepsilon_d$  se numește *eroare dinamică* și are valoarea de 0,1% sau 0,01 %.

În graficul din Fig.III.13 mai sunt puse în evidență supracreșterea (depășirea maximă a valorii finale),  $\Delta v$ , exprimată în procente și slew rate.

Timpul de stabilire trebuie luat în considerare în cazul circuitelor care lucrează cu semnale variabile, asimilabile cu semnalul treaptă. Un exemplu ar putea fi repetoarele sau amplificatoarele intercalate între un multiplexor și un convertor analog-numeric, când după selecția unui semnal trebuie așteptat un timp cel puțin egal cu cel de stabilire pentru a se trece la efectuarea conversiei.

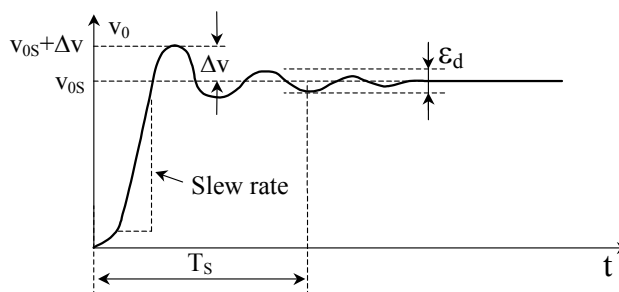


Fig.III.13. Ilustrarea timpului de stabilire și a parametrilor adiacenți.

---

## III.2. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE IDEALE ȘI NEIDEALE

Amplificatorul operațional (AO) este un amplificator diferențial format din mai multe etaje de amplificare cuplate direct, realizate cu tranzistoare bipolare sau cu efect de câmp (JFET sau MOSFET), fiind caracterizat în regim static de parametrii principali conform schemei echivalente din Fig.III.1.

AO nu se utilizează în buclă deschisă, decât ca comparator de tensiune. În rest AO se utilizează în buclă închisă, adică cu reacție negativă în aplicațiile care implică funcția de amplificare sau cu reacție pozitivă în oscilatoare.

În cazul schemelor cu reacție ar fi extrem de complicat să se ia în considerare toți parametrii reali ai unui AO, motiv pentru care se operează cu noțiunea de AO *ideal*. Prin idealizare, se neglijează toți parametrii AO real, considerând  $A, Z_d, Z_c = \infty$  și  $V_d, I_B^+, I_B^-, Z_0 = 0$ , deoarece pe de o parte valorile parametrilor AO real permit așa ceva, iar pe de altă parte reacția negativă acționează în acest sens. În cazul în care, într-o anumită aplicație, unul sau mai mulți parametrii ai AO real devin critici și nu pot fi neglijați, se consideră în calcul, pe rând, numai câte unul și apoi se sumează efectele, în baza principiului *metodei superpoziției* sau *suprapunerii efectelor*.

### III.2.1. REACȚIA NEGATIVĂ

Schema bloc generală a unui sistem cu reacție este reprezentată în Fig.III.14. Pentru semnalul de ieșire și de eroare se pot scrie ecuațiile:

$$\begin{aligned} V_{OUT} &= EA \\ E &= V_{IN} - \beta V_{OUT} \end{aligned} \quad (III.15)$$

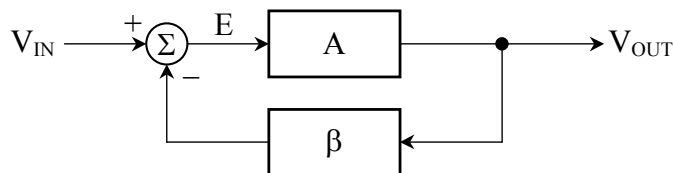


Fig.III.14. Schema bloc generală a unui sistem cu reacție.



Prelucrând (15) se obține ecuația caracteristicii de transfer:

$$A_v = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{A}{1 + T} \quad (III.16)$$

Considerând cazul ideal, adică  $A = \infty$  deci  $\beta A \gg 1$ , (III.16) devine:

$$A_v = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{\beta}, \quad (III.17)$$

reprezentând ecuația ideală a reacției negative. Se observă că în acest caz, amplificarea sistemului este dependentă numai de  $\beta$ , *numit factor de reacție*. Dacă factorul de reacție  $\beta$  este implementat prin componente de circuit stabile și precise, atunci amplificarea în buclă închisă va fi stabilă și precisă.

Termenul  $\beta A = T$  prezintă importanță, fiind numit *amplificare pe buclă* sau *transmisie pe buclă*. Considerând intrarea la masă, bucla întreruptă și un semnal de test la intrarea buclei, conform Fig.III.15, se poate determina  $\beta A$ :

$$\frac{V_{RETUR}}{V_{TEST}} = \beta A = T, \quad (III.18)$$

care este o mărime complexă, caracterizată prin modul și argument. Atunci când se atinge valoarea  $\beta A = -1$ , adică  $|\beta A| = 1$  și  $\phi_{\beta A} = -180^\circ$ , amplificarea în buclă închisă, (III.16), tinde la  $1/0 = \infty$ , deci pentru  $V_{IN} \neq 0$ ,  $V_{OUT} \rightarrow \infty$ . Dacă semnalul de ieșire nu ar fi limitat în energie, circuitul ar exploda. Însă, datorită surselor de alimentare limitate în energie, acest lucru nu se poate întâmpla.

În plus, dispozitivele active din componența circuitului fiind neliniare, când semnalul de ieșire se apropie de valoarea tensiunilor de alimentare, amplificarea în buclă deschisă ( $A$ ) scade, iar amplificarea pe buclă nu mai atinge valoarea  $\beta A = 1 \angle -180^\circ$ . În aceste condiții, circuitul poate evolua în două stări: fie rămâne *agățat* la una din tensiunile de alimentare, fie semnalul de ieșire își schimbă sensul de variație spre cealaltă tensiune de alimentare.

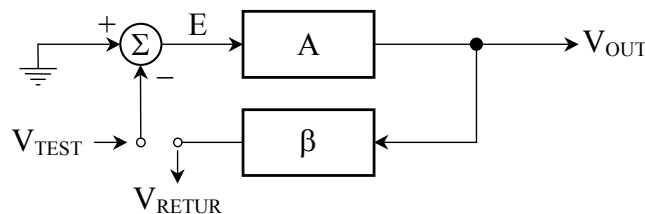


Fig.III.15. Schema echivalentă pentru determinarea amplificării pe buclă.

---

Prima stare în care circuitul rămâne stabil, cu semnalul de ieșire agățat la una din tensiunile de alimentare se numește *starea blocat* sau *agățat* și circuitul rămâne în această stare până la întreruperea alimentării, iar a doua stare în care semnalul de ieșire al circuitului trece alternativ de la o tensiune de alimentare la cealaltă se numește *starea oscilatorie*.

În concluzie, amplificarea pe buclă,  $\beta A$ , este singurul factor de care depinde stabilitatea unui circuit sau sistem. Deoarece, pentru a determina  $\beta A$ , intrarea este pusă la masă sau în general deconectată de la sursa de semnal, rezultă că semnalul de intrare nu are nici un efect asupra stabilității.

Din (III.15) se poate determina și eroarea circuitului sau sistemului:

$$E = \frac{V_{IN}}{1 + \beta A}. \quad (III.19)$$

Din (III.19) rezultă că eroarea este proporțională cu semnalul de intrare. Acest rezultat este previzibil, fiindcă semnal de intrare mare înseamnă semnal de ieșire mare, deci risc de limitare a semnalului de ieșire. Tot din (III.19) se mai observă și că eroarea este invers proporțională cu amplificarea pe buclă,  $\beta A$ . Deci pentru minimizarea erorii trebuie maximizată amplificarea pe buclă. Pe de altă parte, creșterea amplificării pe buclă contribuie la scăderea stabilității.

Din cele menționate mai sus, rezultă că amplificarea pe buclă,  $\beta A$ , are două efecte contradictorii ca sens benefic: reduce eroarea, dar și stabilitatea. Prin urmare, valoarea amplificării pe buclă trebuie să fie astfel stabilită, încât să se asigure un compromis optim între nivelul de eroare și cel de stabilitate.

Pe baza de AO pot fi realizate patru configurații tipice de amplificatoare cu reacție: inversor, neinversor, repetor și diferențial.

## III.2.2. AMPLIFICATORUL INVERSOR

### III.2.2.1. Amplificarea

Schema de principiu a amplificatorului inversor este reprezentată în Fig.III.16, pe baza căreia ecuația de transfer se poate pune sub forma:

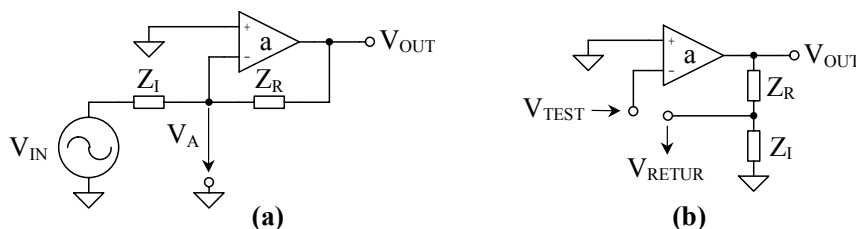
$$V_{OUT} = -aV_A, \quad (III.20)$$

unde  $a$  reprezintă amplificarea în buclă deschisă, iar  $V_A$  o variabilă ajutătoare, reprezentând tensiune pe intrarea inversoare a AO. Considerând curentul de intrare al AO egal cu zero și aplicând regula divizorului de tensiune și teorema superpoziției se obține expresia tensiunii  $V_A$ :

$$V_A = \frac{Z_R}{Z_I + Z_R} V_{IN} + \frac{Z_I}{Z_I + Z_R} V_{OUT} \quad (III.21)$$

Din (III.20) și (III.21) se poate determina forma explicită a ecuației de transfer:

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{\frac{aZ_R}{Z_I + Z_R}}{1 + \frac{aZ_I}{Z_I + Z_R}} \quad (III.22)$$



**Fig.III.16. Amplificatorul inversor:**

(a) – *schema de principiu*; (b) – *schema echivalentă pentru determinare  $\beta A$* .

Amplificarea pe buclă se poate determina pe baza Fig.III.16.a, unde s-a considerat intrarea la masă, bucla de reacție întreruptă și o tensiune de test aplicată la intrarea buclei, în mod analog cu cazul general conform Fig.III.15:

$$\frac{V_{RETUR}}{V_{TEST}} = \frac{aZ_I}{Z_I + Z_R} = \beta A = T \quad (III.23)$$

La același rezultat se poate ajunge și dacă se identifică termenii între ecuația de transfer generală, (III.16) și cea a amplificatorului inversor, (III.22):

$$A = \frac{aZ_R}{Z_I + Z_R}; \quad T = \beta A = \frac{aZ_I}{Z_I + Z_R}; \quad \text{deci } \beta = \frac{\beta A}{A} = \frac{Z_I}{Z_R} \quad (III.24)$$

Introducând  $\beta$  în (III.24) și (III.22), se obțin expresiile  $A$ ,  $\beta A$  și  $A_V$  în funcția de amplificarea în buclă deschisă a AO,  $a$  și de factorul de reacție,  $\beta$ :

$$A = \frac{a}{1 + \beta}; \quad T = \beta A = \frac{\beta a}{1 + \beta}; \quad \text{și } A_V = - \frac{a}{1 + \beta(1 + a)} \quad (III.25)$$

Considerând AO ideal,  $a = \infty$ , adică  $A = \infty$  deci  $\beta A \gg 1$ , (III.22) devine:

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{Z_R}{Z_I} = - \frac{1}{\beta} \quad (III.26)$$

reprezentând factorul de amplificare al amplificatorului inversor ideal.

### III.2.2.2. Impedanța de intrare

Impedanța de intrare a AO depinde de impedanțele de mod diferențial,  $Z_D$  și de mod comun,  $Z_C$ . De regulă  $|Z_C| \gg |Z_D|$  și ca urmare va conta numai  $Z_D$ .

Schema echivalentă a amplificatorului inversor este reprezentată în Fig.III.17, unde  $Z_{IR} = Z_1 \parallel Z_R$  asigură compensarea curenților de intrare ai AO.

Pentru determinarea impedanței de intrare se consideră la intrare o sursă de semnal de test,  $V_{IN}$  și se calculează impedanța de intrare,  $Z_{IN}$ , cu relațiile:

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}}, \text{ unde } I_{IN} = \frac{V_{IN} - V^-}{Z_1}. \quad (III.27)$$

Aplicând metoda suprapunerii efectelor, se calculează expresiile  $V^-$  și  $V_0$ :

$$V^- = \frac{(Z_0 + Z_R) \parallel (Z_D + Z_{IR})}{Z_1 + (Z_0 + Z_R) \parallel (Z_D + Z_{IR})} V_{IN} + \frac{Z_1 \parallel (Z_D + Z_{IR})}{Z_0 + Z_R + Z_1 \parallel (Z_D + Z_{IR})} V_0 \quad (III.28)$$

$$V_0 = a(V^+ - V^-) = -a \frac{Z_D}{Z_{IR} + Z_D} V^-$$

Calculul pot fi continuate rezolvând sistemul de ecuații de mai sus, iar în final, fiind îndeplinite condițiile:  $Z_0 \ll Z_R$  și  $Z_{IR}, Z_1, Z_R, \ll Z_D$ , se pot neglija termenii corespunzători, rezultând pentru  $Z_{IN}$  o expresie simplă, mai puțin exactă, dar mai utilă practic. La aceeași expresie simplă se poate ajunge și dacă aceste negliji se fac de la început. În aceste condiții (III.28) și (III.27), devin:

$$V^- = \frac{Z_R}{Z_1 + Z_R} V_{IN} + \frac{Z_1}{Z_1 + Z_R} V_0 \text{ și } V_0 = -aV^-; \quad (III.30)$$

$$Z_{IN} = Z_1 + \frac{Z_R}{1+a} \cong Z_1 + \frac{Z_R}{a} \cong Z_1, \text{ dacă } a \gg 1. \quad (III.31)$$

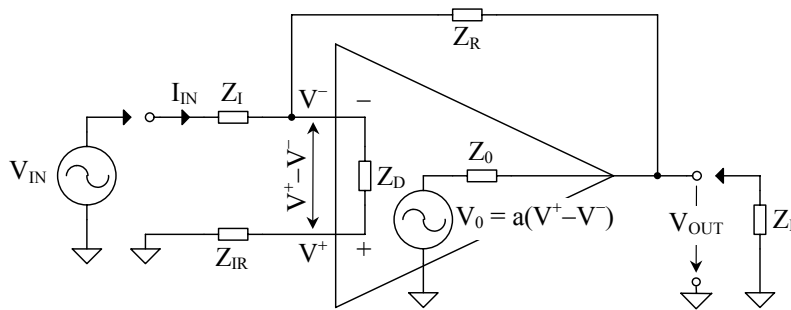


Fig.III.17. Schema echivalentă a amplificatorului inversor.