

BLOCURI ELECTRONICE ÎN AEMC

3.1. AMPLIFICATOARE DE MĂSURARE

3.1.1. NOȚIUNI INTRODUCATIVE

Amplificatoarele de măsurare, denumite și *amplificatoare de instrumentație sau instrumentale* și — simplu — *amplificatoare diferențiale*, sînt elemente componente aproape obligatorii în componența oricărui sistem de măsurare sau de achiziție de date. În continuare, se va prefera prima denumire cu abrevierea *AM*.

3.1.1.1. Particularitățile amplificatoarelor de măsurare

Performanțele unui circuit de măsurare sînt determinate de **ansamblul sursă de semnal —amplificator—sarcină**. *Sursele de semnal* pot fi foarte diverse : de tensiune, de curent, de sarcină etc. și *sărcinile*, la rîndul lor, trebuie comandate în curent sau în tensiune pentru impedențe variind în limite largi, de la cîțiva ohmi la $10^5 \dots 10^7$ ohmi. Așa cum se va arăta mai departe, calitatea amplificatorului este cea care determină esențial performanțele circuitului de măsurare.

Un *AM*, fără a fi principal deosebit de un amplificator diferențial obișnuit, este un amplificator folosit în *măsurarea mărimilor* electrice sau neelectrice. *AM* trebuie să satisfacă cerințe deosebite privind sensibilitatea, stabilitatea, insensibilitatea la condițiile de funcționare, să aibă erori statice minime și un răspuns în frecvență cunoscut și reproductibil. *AM* trebuie să aibă de asemenea un zgomot propriu redus, să rejeteze semnalele de mod comun la intrare și să se poată conecta la distanțe relativ mari de sursa de semnal și de sarcină.

● În figura 3.1 *AM* este conectat la o sursă de tensiune și la o sarcină comandată în tensiune. Amplificatorul este caracterizat în primul rînd prin amplificarea de tensiune, $A_v = \frac{v_{oi}}{v_i}$. Se observă ușor că amplificarea de ten-

siune de la sursa de semnal la sarcină, denumită amplificare de tensiune disponibilă, $A_{vd} = \frac{v_o}{v_s}$, este mai mică decît A_v , conform relației :

$$A_{vd} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_{oi} \frac{R_L}{R_L + r_o}}{v_i \frac{R_s + r_i}{r_i}} = A_v \cdot \frac{r_i}{R_s + r_i} \cdot \frac{R_L}{R_L + r_o} \quad (3.1)$$

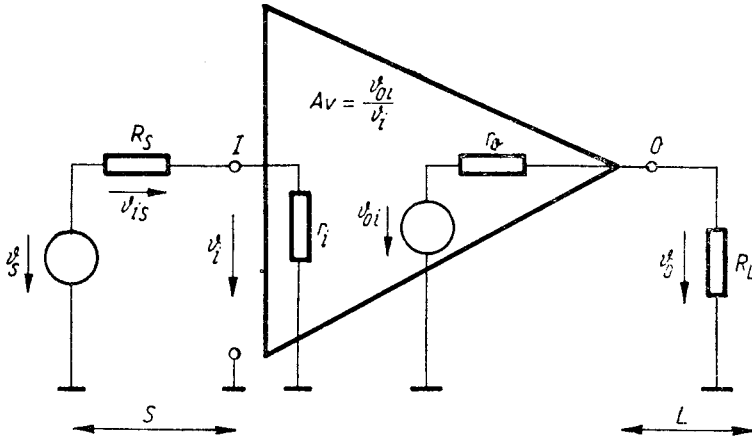


Fig. 3.1. Conectarea unui amplificator de tensiune.

Amplificarea disponibilă se micșorează față de amplificarea A_v prin factorii de divizare ai tensiunii în circuitele intrării și respectiv ieșirii. Pentru a putea conta pe o valoare cunoscută a amplificării disponibile în condițiile unor surse de semnal și sarcini variabile, se impun inegalitățile :

$$r_i \gg R_s, \quad r_o \ll R_L. \quad (3.2)$$

Ideal ar fi ca AM să se prezinte ca un receptor ideal de tensiune ($r_i \rightarrow \infty$) în circuitul intrării și ca o sursă ideală de tensiune ($r_o \rightarrow 0$) în circuitul sarcinii.

● În figura 3.2 este reprezentată conectarea unui AM la o sursă de curent cu ieșirea în tensiune. Aici, amplificarea este o transimpedanță $Z_T = \frac{v_o}{i_i}$. Transimpedanța disponibilă este :

$$Z_{Tda} = \frac{v_o}{i_s} = \frac{v_{oi} \frac{R_L}{R_L + r_o}}{i_i \frac{Y_s + y_i}{y_i}} = Z_T \cdot \frac{y_i}{Y_s + y_i} \cdot \frac{R_L}{R_L + r_o} \quad (3.3)$$

de unde, similar cazului precedent, rezultă condițiile :

$$y_i \gg Y_s \left(\text{sau } r_i = \frac{1}{y_i} \ll R_s = \frac{1}{Y_s} \right) \text{ și } r_o \ll R_L. \quad (3.4)$$

Aici AM trebuie să se comporte în circuitul intrării ca un receptor ideal de curent ($y_i \rightarrow \infty$).

Dacă mărimea de ieșire a amplificatorului este un curent, se deduce ușor că în circuitul sarcinii trebuie îndeplinită condiția :

$$r_o \gg R_L \text{ sau } y_o \ll Y_L. \quad (3.5)$$

Din cele de mai înainte se vede că performanțele ansamblului sînt asigurate grație rigorilor impuse amplificatorului de măsurare.

○ **Notă.** În cele ce urmează, prin AM vom înțelege doar amplificatoarele de tensiune.

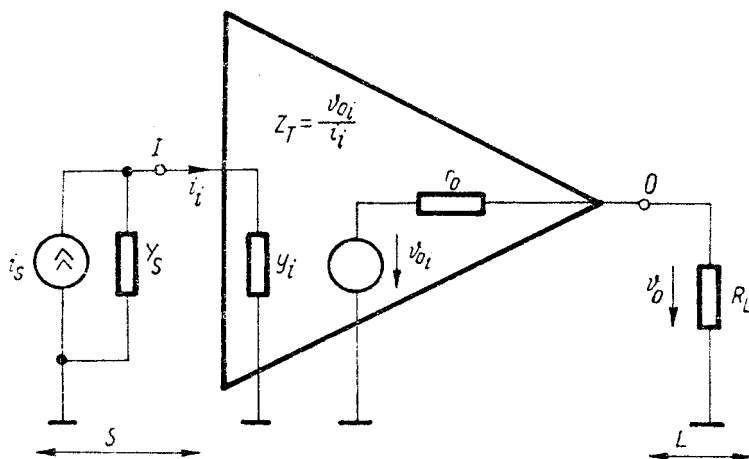


Fig. 3.2. Conectarea unui amplificator de transimpedanță.

3.1.1.2. Parametrii amplificatoarelor de măsurare

Principalii parametri ai AM sînt :

- *amplificarea nominală*, fixă sau variabilă, definită în condiții specificate de sursă de semnal, sarcină, alimentare în curent continuu și de mediu ambiant ;

- *neliniaritatea amplificării*, definită ca abatere maximă în procente a tensiunii de ieșire față de răspunsul linear ideal, $v_o = A_v v_i$, măsurată pentru întreg domeniul lui v_i ;

- *senzitivitățile amplificării* la variațiile tensiunilor de alimentare, temperaturii etc., exprimate în valori relative ale modificărilor amplificării, raportate la mărimea variației factorului perturbator. Se exprimă în ppm/V, ppm/°C etc. ;

- *rejecția modului comun*, definită ca la amplificatoarele diferențiale (CMR).

Tot ca la amplificatoarele diferențiale se definesc :

- *impedanța de intrare diferențială*, z_{id} ;
- *impedanța de intrare pe mod comun*, z_{ic} ;
- *impedanța de ieșire*, z_o ;
- *curentul de polarizare*, I_B , și *curentul de offset*, I_{OS} ;
- *tensiunea de offset*, V_{OS} ;
- *derivatele* lui I_B , I_{OS} , V_{OS} ;
- *produsul amplificare-bandă*, f_T .

3.1.2. CONFIGURAȚII DE BAZĂ

În vederea obținerii performanțelor specificate mai sus, la realizarea amplificatoarelor de măsurare se recurge la *circuite cu reacție negativă puler-nică*, ceea ce asigură o valoare predictibilă și stabilă a amplificării și sensiti-

vități mici la factorii perturbatori, o dată cu asigurarea unei bune liniarități și a unui răspuns îmbunătățit în frecvență.

Pentru a obține erori statice minime și rejecția semnalelor de mod comun, se folosesc circuite simetrice atât în structura schemei, cât și în realizarea concretă, având în vedere o variație izotermă a temperaturii elementelor componente, conform cu principiile de realizare a amplificatoarelor operaționale.

Amplificatoarele operaționale având, de cele mai multe ori, intrare diferențială, amplificare mare de tensiune, rezistențe de intrare relativ mari și rezistențe de ieșire relativ mici sînt elemente constitutive importante în realizarea AM. Cu ajutorul lor a devenit posibilă construirea unor AM cu performanțe ridicate, la un gabarit și un cost reduse. Amplificarea inițială mare a AO a permis utilizarea unor reacții negative puternice, chiar pentru valori mari ale amplificării cu reacție (10^3). Reacția negativă se poate aplica în circuitul intrării atât sub forma reacției în tensiune, cât și sub forma reacției în curent.

3.1.2.1. Amplificatoare de măsurare cu reacție negativă de tensiune

● **Amplificator diferențial cu un AO.** Amplificatoarele de măsurare cu reacție în tensiune derivă din circuitul amplificatorului diferențial cu reacție negativă reprezentat în figura 3.3. Admițînd un AO ideal ($V_{os} = 0$, $I_B = 0$, $z_i \rightarrow \infty$, $z_o \rightarrow 0$, $\mu \rightarrow \infty$) se vor determina amplificarea diferențială, amplificarea și rejecția semnalului de mod comun. Tensiunea de ieșire v_o este:

$$v_o = v_{i1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1} - v_{i2} \frac{R_2}{R_1} \quad (3.6)$$

Condiția de funcționare ideală a amplificatorului diferențial se obține prin egalarea coeficienților tensiunilor de intrare:

$$\frac{R_1}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} \text{ sau } \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} = k \quad (3.7)$$

Pentru compensarea efectelor curenților de polarizare ai intrărilor, cu sursele de intrare pasivizate, rezultă condiția:

$$I_B^- \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \cdot I_B^+ \quad (3.8)$$

Din ultimele două relații rezultă condiția ca circuitul să fie un amplificator diferențial:

$R_1 = R_3$; $R_2 = R_4$ și, înlocuind, expresia tensiunii de ieșire este:

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2}) \cdot \frac{R_2}{R_1} = (v_{i1} - v_{i2}) \cdot k, \quad (3.9)$$

k fiind valoarea amplificării diferențiale.

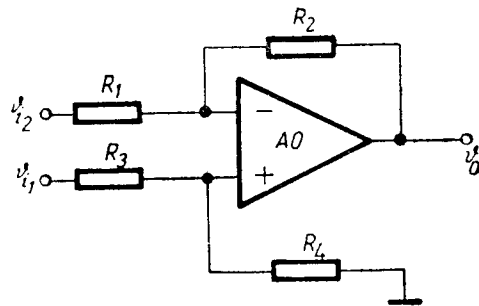


Fig. 3.3. Amplificator diferențial cu un AO.

Pentru un amplificator cu rejecția modului comun cunoscută, CMR_A , cu relația (3.7) îndeplinită, tensiunea de ieșire corespunzătoare unei tensiuni de intrare pe mod comun $v_{ic} = v_{i1} = v_{i2}$ se poate obține considerând tensiunea de intrare echivalentă în circuitul de intrare al AO corespunzătoare tensiunii aplicate efectiv intrărilor și observînd că tensiunea la intrarea amplificatorului ideal este nulă :

$$v_{ic} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} + v_{ic} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{1}{CMR_A} = v_{ic} + (v_o - v_{ic}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (3.10)$$

Exprimînd rapoartele în funcție de k și grupînd termenii se obține :

$$v_{ic} \left[\frac{k}{1+k} \left(1 + \frac{1}{CMR_A} \right) - 1 + \frac{1}{1+k} \right] = v_o \cdot \frac{1}{1+k} \quad (3.11)$$

și amplificarea semnalului de mod comun :

$$A_c = \frac{v_o}{v_{ic}} = \frac{k}{CMR_A}. \quad (3.12)$$

Rejecția modului comun pentru amplificatorul diferențial este :

$$CMR = \frac{k}{A_c} = CMR_A, \quad (3.13)$$

deci egală cu rejecția amplificatorului operațional folosit.

Rejecția amplificatoarelor reale este înrăutățită prin abaterea valorii rezistențelor de la relația (3.7). Cazul cel mai defavorabil poate fi considerat atunci cînd rapoartele rezistențelor din circuitele celor două intrări au abateri opuse față de valoarea ideală :

$$k_1 = \frac{R_2}{R_1} = k(1 + \delta) \text{ și } k_2 = \frac{R_4}{R_3} = k(1 - \delta). \quad (3.14)$$

Pentru un amplificator cu rejecție infinită, tensiunea de ieșire corespunzătoare unei excitații pe modul comun rezultă prin suprapunerea efectelor tensiunii v_{ic} pe traseele celor două intrări ale AO :

$$v_o = v_{ic} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - v_{ic} \frac{R_2}{R_1}; \quad (3.15)$$

$$v_o = v_{ic} \left[\frac{1}{\frac{1}{k_2} + 1} (1 + k_1) - k_1 \right] = v_{ic} \frac{k_2(1 + k_1) - k_1(1 + k_2)}{1 + k_2}. \quad (3.16)$$

Înlocuind k_1 și k_2 cu valorile lor din (3.14) rezultă, după simplificarea expresiei :

$$v_o = v_{ic} \frac{-2k\delta}{1 + k(1 - \delta)}. \quad (3.17)$$

Amplificarea tensiunii de mod comun este deci :

$$A_c = \frac{v_o}{v_{ic}} = - \frac{2k\delta}{1 + k(1 - \delta)} \quad (3.18)$$

și rejecția amplificatorului :

$$CMR = \frac{k[1 + k(1 - \delta)]}{-2k\delta} = - \frac{1 + k(1 - \delta)}{2\delta}. \quad (3.19)$$

Evident, pentru $\delta \rightarrow 0$, $CMR \rightarrow \infty$, iar pentru abateri $\delta \ll 1$ se poate folosi expresia aproximativă:

$$CMR = -\frac{1+k}{2\delta}. \quad (3.20)$$

Relația arată creșterea rejecției cu mărirea amplificării și scăderea acesteia prin creșterea abaterii rapoartelor rezistențelor de la valoarea din (3.7). Pentru cazul particular al amplificatorului diferențial cu amplificarea unitară ($k = 1$), prin folosirea unor rezistențe cu toleranța $\delta = 0,1\%$ luate la întâmplare, rejecția minimă corespunzătoare situației celei mai defavorabile este 10^3 sau 60 dB. Desigur, rejecția finită a AO contribuie la înrăutățirea rejecției ansamblului, dar mărirea uzuală a acesteia (80...100 dB) are un efect neglijabil în comparație cu efectul lui δ .

Rezultă de aici cu evidență rolul rezistențelor $R_1 \dots R_4$ în asigurarea unei rejecții mari a tensiunii de mod comun. Acestea trebuie să fie de înaltă precizie și stabilitate și la multe amplificatoare se folosește ajustarea individuală cu fascicul laser.

Amplificatorul diferențial prezentat are unele **inconveniente** care limitează utilizarea sa în forma prezentată.

— *Impedanțele de intrare* sînt diferite pentru cele două intrări. Se observă ușor prin pasivizarea alternativă a celor două intrări că rezistențele de intrare sînt R_1 pentru intrarea inversoare și $R_3 + R_4 = (1+k)R_1$ pentru intrarea neinversoare. În cazul unor surse de tensiune cu rezistențe interne diferite pentru cele două intrări se produce nu numai o micșorare a amplificării disponibile, ci și o înrăutățire a CMR conform relației (3.20), deoarece rezistențele interne ale surselor de tensiune se însumează cu R_1 , respectiv cu R_3 .

— *Impedanțele de intrare* sînt în sine relativ mici, deoarece R_3 , R_4 nu pot fi mărite peste $10^6 \Omega$ (s-ar modifica răspunsul în frecvență prin șuntarea lor de către capacitățile parazite proprii și de montaj). Pentru amplificări de ordinul $10^2 \dots 10^3$ rezultă rezistențe R_1 , R_3 de ordinul $1 \dots 10 \text{ k}\Omega$.

— Modificarea sau *ajustarea amplificării* este *dificilă*, deoarece implică modificarea cel puțin a unei perechi de rezistențe pentru a asigura permanent proporția din relația (3.7).

● **Amplificator diferențial cu un AO, cu impedanța de intrare mărită.** O modalitate de obținere a unor impedanțe de intrare mari este

reprezentată în figura 3.4. Amplificatorul diferențial este conectat pentru amplificarea unitară, dar reacția negativă se preia din divizorul rezistiv R_1 , R_2 . Impedanțele de intrare sînt respectiv $1 \text{ M}\Omega$ și $2 \text{ M}\Omega$, iar amplificarea

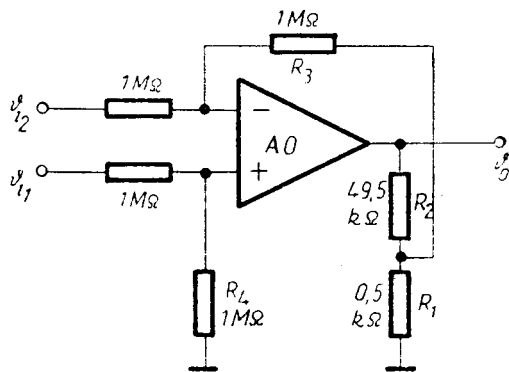


Fig. 3.4. Amplificator diferențial cu impedanța de intrare mărită.

globală este inversul factorului de reacție negativă, care se poate exprima ușor observând că $R_3 \gg R_1 \parallel R_2$:

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2}) \frac{R_2 + R_1}{R_1}. \quad (3.21)$$

● **Amplificator diferențial cu impedanța de intrare mărită, folosind reptoare la intrare.** O rezolvare mai puțin economică, dar mai eficientă se vede în figura 3.5. Amplificatoarele *A01*, *A02* conectate ca reptoare de

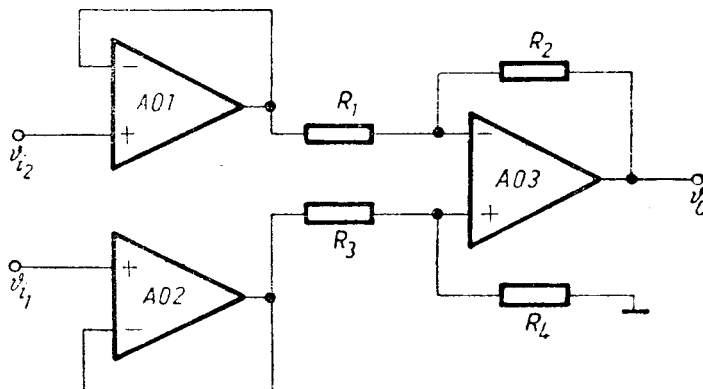


Fig. 3.5. Amplificator diferențial cu reptoare la intrare.

ținând asigurată o impedanță de intrare aproape egală cu impedanța de intrare pe mod comun a *AO*, care obișnuiește este de ordinul $10^7 \Omega$ pentru *AO* monolitice. Trebuie totuși subliniat că sursa de semnal închide curentul de polarizare I_B^+ al repetorului și cuplajul trebuie neapărat să fie galvanic, iar sursa de semnal să permită trecerea curentului continuu. Impedanța de ieșire a reptoarelor $z_{or} = \frac{r_o}{\mu + 1}$ este atât de mică încât se poate neglija nu

numai față de R_1, R_3 , ci chiar față de rezistențele cablajului.

○ **Observație.** Această schemă reprezintă un *AM propriu-zis*.

● **Amplificator diferențial cu amplificare reglabilă.** Reglarea continuă sau în trepte a amplificării este posibilă cu ajutorul circuitului din figura 3.6. Din simetria circuitului rezultă că pentru semnalul de intrare diferențial potențialele punctelor mediane ale rezistențelor R_2, R_3 evoluează

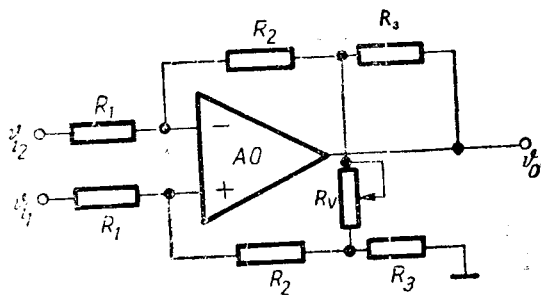


Fig. 3.6. Amplificator diferențial cu amplificare reglabilă.

simetric și curenții prin cele două rezistențe R_2 sînt egali, circulînd însă în sensuri contrare față de intrările *AO*. Considerînd această simetrie, tensiunea de ieșire se poate exprima direct ca produs al amplificării corespunzătoare am-

plificatorului diferențial cu inversul factorului de reacție negativă pentru semnal diferențial și cu tensiunea diferențială de intrare :

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2}) \cdot \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{2R_3}{R_V} \right) \quad (3.22)$$

Pentru surse ideale de tensiune, circuitul are performanțe bune și permite reglajul în limite largi al amplificării prin modificarea unei singure rezistențe, R_V . Din păcate, celelalte rezistențe trebuie să fie egale două câte două pentru asigurarea CMR , iar amplificarea variază invers proporțional cu R_V . Ultimul fapt nu este un inconvenient pentru circuite cu amplificarea variabilă în trepte, dar este un dezavantaj atunci cînd amplificarea trebuie ajustată continuu, de preferință proporțional cu variația unui reostat de precizie.

- **Notă.** Pentru circuitul descris, impedanțele de intrare la cele două intrări sînt egale, dar relativ mici. Prin completarea circuitului cu cele două repetoare la intrări, ca în figura 3.7, se obține o impedanță de intrare mare.

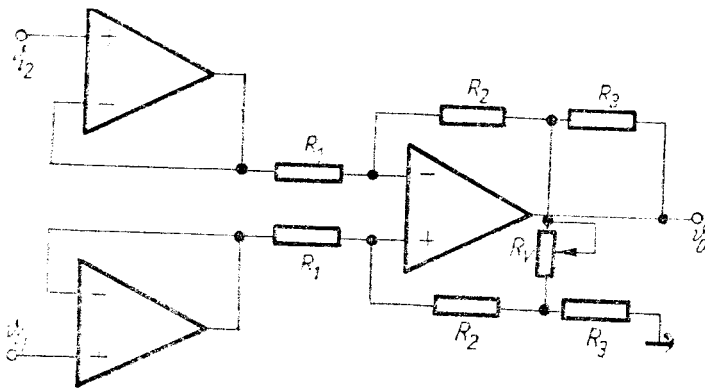


Fig. 3.7. Amplificator de măsurare cu amplificare reglabilă.

● **Amplificator de măsurare cu rejecția modului comun îmbunătățită.** Cu același număr de elemente constitutive, configurația din figura 3.8 oferă o mai bună rejecție a semnalului de mod comun prin ajustarea tuturor rezistențelor sau, avînd în vedere considerente economice, prin ajustarea îngrijită a numai două rezistențe (R_1) pentru un CMR moderat. Amplificatoarele $AO1$, $AO2$ sînt conectate simetric ca amplificatoare neinversoare, asigurînd o impedanță de intrare rezonabil de mare, iar $AO3$ este un amplificator diferențial ca în figura 3.3. Avînd în vedere simetria schemei, expresia tensiunii de ieșire este :

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2}) \frac{2R_1}{R_V} \cdot \frac{R_3}{R_2} \quad (3.23)$$

Pentru excitație pe modul comun, $v_{ic} = v_{i1} = v_{i2}$, amplificarea etajelor de intrare este egală cu unitatea, în timp ce amplificarea diferențială $\frac{2R_1}{R_V}$ poate fi supraunitară. La excitația pe mod comun tensiunea de ieșire are expresia :

$$v_{oc} = v_{ic} \cdot 1 \cdot (CMR_3)^{-1} \cdot k = v. \text{ rel. } (3.12), \quad (3.24)$$

unde CMR_3 este rejecția modului comun pentru ansamblul AO 3 cu R_2 și R_3 , iar $k = \frac{R_1}{R_2}$.

Rejecția modului comun pentru întreg circuitul este :

$$CMR = \frac{v_o / (v_{i1} - v_{i2})}{v_{oc} / v_{ic}} = \frac{2R_1 \cdot k}{R_V \cdot k(CMR_3)^{-1}} = 2 \frac{R_1}{R_V} \cdot CMR_3, \quad (3.25)$$

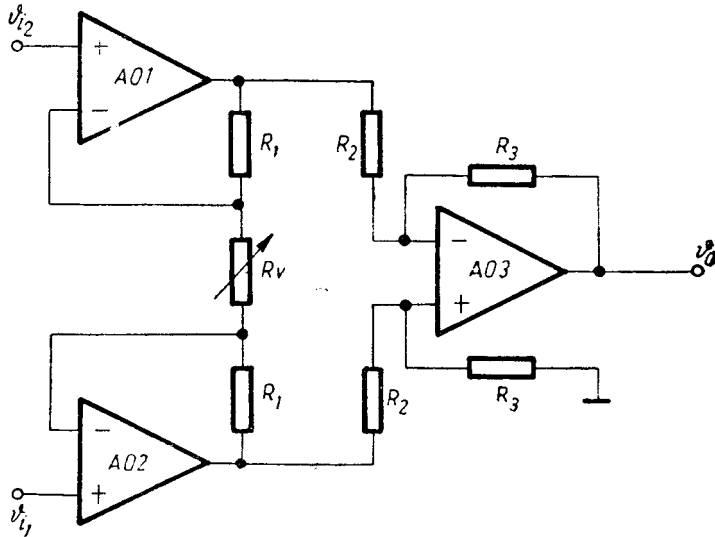


Fig. 3.8. Amplificator de măsurare cu rejecția modului comun îmbunătățită.

adică rejecția totală crește față de CMR_3 , proporțional cu amplificarea diferențială a etajelor de intrare. Această proprietate permite fie realizarea unei rejecții îmbunătățite a întregului circuit prin selecția sau ajustarea îngrijită a tuturor rezistoarelor componente, fie toleranțe mai largi pentru R_2 , R_3 și selecția sau ajustarea doar a rezistoarelor R_1 .

● **Amplificator de măsurare cu amplificare reglabilă liniară.** Prin folosirea unui AO suplimentar, schema din figura 3.9 oferă o variație a amplificării proporțională cu variația rezistenței de reglare R_V . AO₄, conectat ca amplificator inversor, controlează de fapt mărirea reacției negative aplicate amplificatorului diferențial echipat cu AO3 :

$$\beta_3 = \frac{v_{o4}}{v_o} = A_{V4} = -\frac{R_3}{R_V} \quad (3.26)$$

Tensiunea de ieșire are expresia :

$$|v_o| = (v_{i1} - v_{i2}) \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_V}{R_3} \quad (3.27)$$

Particularitatea acestui montaj constă în folosirea unui element activ în circuitul de reacție negativă, a cărei mărime nu mai este independentă de frecvență ca în cazul folosirii exclusive a rezistoarelor. Pentru amplificări globale supraunitare, β_3 trebuie să fie subunitar, astfel că în realitate AO₄ împreună cu rezistoarele aferente R_V , R_3 funcționează ca atenuator. Totuși, bucla de reacție negativă include două amplificatoare AO₃ și AO₄, iar

amplificarea buclei este produsul amplificărilor complexe ale acestora, rezultând o funcție de ordinul 2, mai susceptibilă față de compensarea în frecvență. Situația este mai critică atunci când $R_V \rightarrow 0$ și $A_{V4} \rightarrow \mu$, deoarece frecvența de tăiere a amplificatorului AO 4 cu reacție tinde în această situație spre frecvența de tăiere a AO singur, uzual de cea 10 Hz.

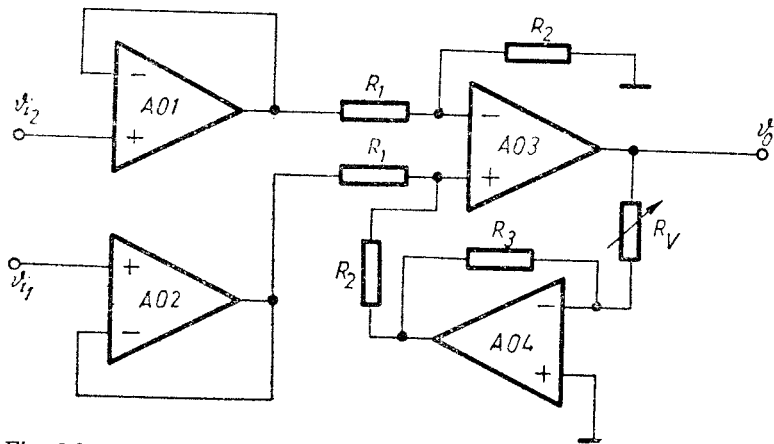


Fig. 3.9. Amplificator de măsurare cu amplificare reglabilă liniar.

În această schemă sînt preferabile AO cu elemente exterioare de compensare a caracteristicii de frecvență, care pot fi supracompensate mai comod, iar scăderea lui R_V trebuie să fie limitată la o fracțiune mică din valoarea maximă — de exemplu 1/100 — ceea ce încă permite reglarea liniară a amplificării pe două ordine de mărime.

● **Amplificator de măsurare cu două AO.** Schema din figura 3.10 reprezintă un amplificator de măsurare hibrid (BB 3626), cu posibilitatea ajustării amplificării cu un singur rezistor conectat exterior. Tensiunea de ieșire datorată celor două tensiuni de intrare se poate calcula prin superpoziție.

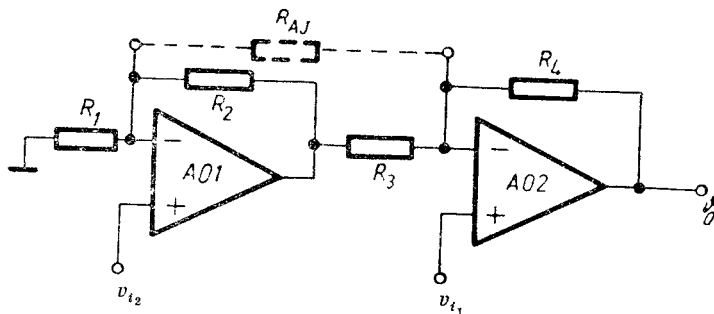


Fig. 3.10. Amplificator de măsurare cu două AO.

Dacă $v_{i2} = 0$, tensiunea la ieșirea AO1 va fi:

$$v_{o1} = -\frac{R_2}{R_{AJ}} v_{i1}; \quad (3.28)$$

$$v_o = v_{i1} + i_4 R_4 = v_{i1} + R_4 \left(\frac{v_{i1}}{R_{AJ}} + \frac{v_{i1} - v_{o1}}{R_3} \right). \quad (3.29)$$

Înlocuind v_{o1} și grupînd termenii se obține :

$$v_o = v_{i1} \left(1 + \frac{R_4}{R_{AJ}} + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4 R_2}{R_3 R_{AJ}} \right). \quad (3.30)$$

Dacă $v_{i1} = 0$,

$$v_{o1} = v_{i2} + R_2 i_2 = v_{i2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_{AJ}} \right), \quad (3.31)$$

iar

$$v_o = -R_4 \left(\frac{v_{i2}}{R_{AJ}} + \frac{v_{o1}}{R_3} \right) = -v_{i2} \left(\frac{R_4}{R_{AJ}} + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} + \frac{R_4 R_2}{R_3 R_{AJ}} \right). \quad (3.32)$$

Comparînd termenii din coeficienții celor două tensiuni de intrare, se observă că ei pot fi făcuți egali impunînd condiția :

$$\frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} = 1 \text{ sau } \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2}. \quad (3.33)$$

Atunci

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2}) \left[1 + \frac{R_4}{R_3} \left(\frac{R_2 + R_3}{R_{AJ}} + 1 \right) \right]. \quad (3.34)$$

Amplificarea diferențială minimă se obține în absența rezistorului de ajustare ($R_{AJ} \rightarrow \infty$) și are valoarea $A_{Tm} = 1 + \frac{R_4}{R_3}$. (3.35)

Amplificarea maximă, posibilă conform relației (3.34) pentru $R_{AJ} \rightarrow 0$, ar tinde spre ∞ , dar este limitată în realitate de amplificarea μ a AO. Pentru amplificatorul BB 3626, folosind rezistoare $R_4 = R_1 = 5 \text{ k}\Omega$ și $R_2 = R_3 = 1,25 \text{ k}\Omega$, amplificarea se poate ajusta între 5 și 1 000.

Impedanțele de intrare sînt mari ($10^9 \Omega$), dar CMR scade cu frecvența mai ales la amplificări mici, deoarece contribuția intrării 2 este defazată suplimentar față de intrarea 1 cu defazajul amplificatorului AO1.

● **Amplificator de măsurare pentru tensiuni de intrare mari.** Amplificatorul de măsurare din figura 3.11 are două particularități privind impedanțele de intrare și tensiunile de intrare. Impedanța de intrare este determinată de cele două rezistoare conectate spre punctele virtuale de masă, respectiv R_2 , R_3 . Valoarea acestora se poate controla mult mai exact decît impedanța de intrare într-un repetor, ce e drept mare dar variabilă în limite largi. Folosind rezistoare de intrare mari, tensiunile de intrare în AM pot depăși tensiunile de intrare admisibile ale AO și chiar tensiunile de alimentare ale acestora.

La ieșire

$$v_o = v_{i1} \left(-\frac{R_3}{R_2} \right) \cdot \left(-\frac{R_6}{R_4} \right) - v_{i2} \frac{R_6}{R_5}. \quad (3.36)$$

Impunînd $\frac{R_3 R_6}{R_2 R_4} = \frac{R_6}{R_5}$, circuitul amplifică diferența tensiunilor de intrare

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2}) \frac{R_6}{R_5}. \quad (3.37)$$

Dacă valoarea maximă a tensiunii aplicate la intrare este v_{iM} și valoarea maximă a excursiei de tensiune la ieșirile amplificatoarelor este v_{oM} , trebuie

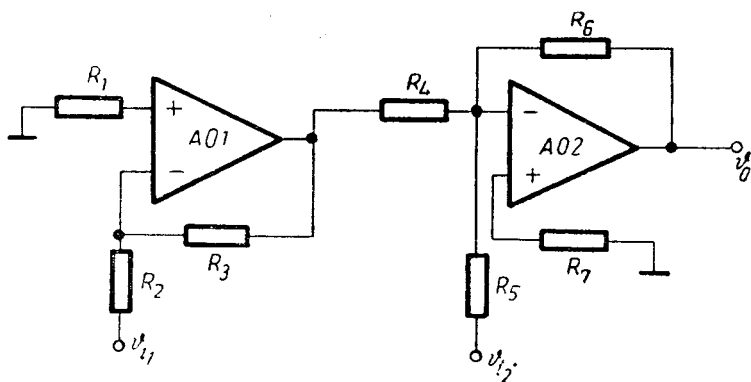


Fig. 3.11. Amplificator de măsurare pentru tensiuni de intrare mari.

satisfăcută inegalitatea $\frac{v_{LM}}{v_{oM}} < \frac{R_5}{R_6}$, deci pentru tensiuni de intrare mari amplificarea trebuie să fie subunitară pentru a evita saturarea amplificatoarelor operaționale.

● **Amplificator de măsurare cu gardare pe modul comun.** Un amplificator de măsurare cu performanțe bune este reprezentat în figura 3.12, unde se pot vedea și unele rafinamente practice. Etajul diferențial de intrare echipat cu *10* cu *CMR* excelent, LH 0052, este structurat ca în figura 3.8, având amplificarea ajustabilă prin R_V . Etajul diferențial de ieșire este echipat cu amplificatorul operațional de precizie LM 725. R_{LB} permite asigurarea pro-

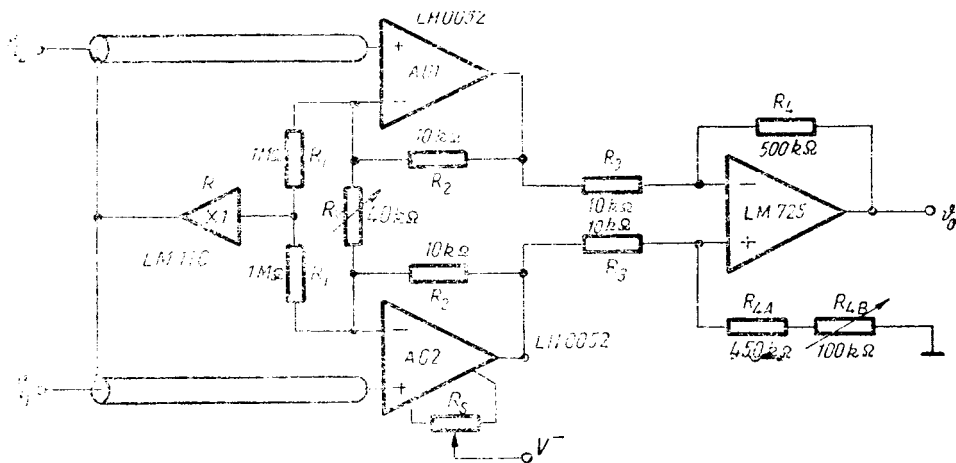


Fig. 3.12. Amplificator de măsurare cu gardare pe modul comun.

porției corecte între valorile rezistențelor aferente lui LM 725 și, prin aceasta, obținerea valorii maxime a *CMR*. Repetorul R preia prin rezistoarele R_1 componenta de mod comun a tensiunilor aplicate la intrare și asigură excitația de la o rezistență internă mică a inelelor de gardă și a treselor cablurilor de conectare la sursa de semnal (vezi și § 3.1.9).

3.1.2.2. Amplificatoare de măsurare cu reacție negativă de curent

AM cu reacție negativă de curent sînt amplificatoare de măsurare, denumite astfel după reacția negativă folosită la nivelul etajului de intrare, pentru asigurarea unei impedanțe mari de intrare și a amplificării variabile.

Reacția negativă de curent cu însumarea tensiunilor la intrare, numită și reacție serie-serie, este indicată pentru amplificatoare cu mărime de intrare tensiune și mărime de ieșire curent, iar parametrul de transfer adecvat pentru caracterizarea lor este transadmitanța.

Un exemplu este prezentat în figura 3.13. Etajul de intrare diferențial cu T_1, T_2 are conectată între emitoare rezistența R_G . Considerînd semicircuitul pentru modul diferențial corespunzător lui T_1 , se observă că acesta are în emitor

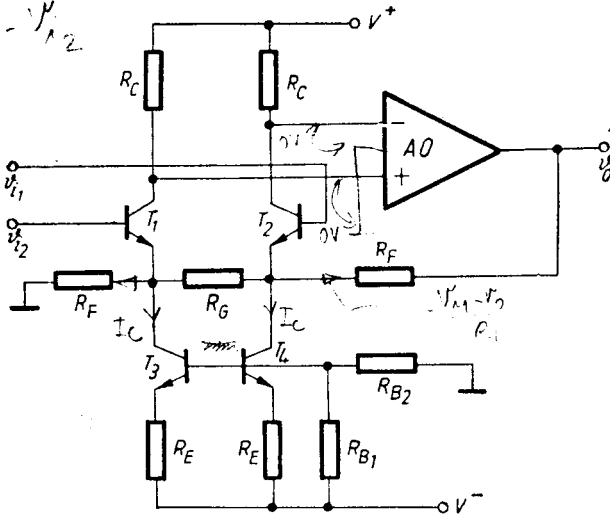


Fig. 3.13 Amplificator de măsurare cu reacție în curent.

o rezistență de reacție de curent $R_G/2$. Presupunînd, pentru simplitate, un circuit echivalent al lui T_1 avînd numai rezistența de intrare r_π și generatorul comandat de curent $g_m V$, se pot deduce ușor expresiile :

— amplificării de semnal mic de la intrare la emitor :

$$A_{vE} = \frac{g_m R_G/2}{g_m R_G/2 + 1} ; \quad (3.38)$$

— impedanței de intrare :

$$z_i = \frac{r_\pi}{1 - A_{vE}} ; \quad (3.39)$$

— admitanței de transfer :

$$Y_t = g_m(1 - A_{vE}). \quad (3.40)$$

○ **Observație.** Relațiile se mențin și pentru TEC, cu mențiunea că r_π se înlocuiește cu r_{GS} care, spre deosebire de r_π , este independentă de curentul prin dispozitiv și are valori foarte mari ($10^{10} \dots 10^{12} \Omega$).

Conform relației (3.38), $A_{vE} \rightarrow 1$ pentru $g_m R_G/2 \gg 1$ deci tensiunile de intrare sînt repetate la extremitățile lui R_G .

Atunci cînd $A_{vE} \rightarrow 1$, $z_i \rightarrow \infty$ conform (3.39).

Admitanța de transfer se poate exprima înlocuind expresia A_{vE} din (3.38) în (3.40), rezultând:

$$Y_t = g_m \frac{1}{g_m R_G / 2 + 1} \approx \frac{2}{R_G} \Big|_{g_m R_G / 2 \gg 1} \quad (3.41)$$

Cu rezerva respectării inegalității $g_m R_G / 2 \gg 1$ transadmitanța este determinată de un element pasiv care poate fi ușor controlat și are o bună precizie și stabilitate.

Curentul diferențial de ieșire din T_1, T_2 este convertit în tensiune prin rezistoarele R_C și este aplicat intrărilor AO , care prin cele două rezistoare R_F închide o buclă de reacție negativă globală pe întregul AM . Raportat la intrările AO , efectul acestei reacții este egalarea potențialelor celor două intrări. *scara AO* Deci, implicit, egalarea curenților de colectori ai T_1, T_2 . Egalarea celor doi curenți în prezența unei tensiuni diferențiale la intrare $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$ se realizează prin curenții care circulă prin rezistențele R_F .

Admițând că tranzistoarele au o amplificare în curent mare, se poate considera că $i_C \cong i_E = I_C$, I_C fiind curentul generatoarelor de curent constant T_3, T_4 , și admițând că amplificarea $A_{vE} = 1$, egalitatea curenților la cele două emitoare se exprimă sub forma:

$$\frac{v_{i2}}{R_F} + I_C - \frac{v_{id}}{R_G} = \frac{v_{i1} - v_o}{R_F} + I_C + \frac{v_{id}}{R_G}, \quad (3.42)$$

de unde

$$A_v = \frac{v_o}{v_{id}} = \frac{v_o}{v_{i1} - v_{i2}} = 1 + 2 \frac{R_F}{R_G}, \quad (3.43)$$

deci *amplificarea globală este controlată de elemente rezistive*, cerință esențială în realizarea unor amplificatoare de calitate.

Impedanța de intrare pe modul diferențial se calculează cu (3.39), observând că $R_G/2$ trebuie înlocuit cu $R_G/2 \parallel R_F$.

Impedanța de intrare pe modul comun se obține cu aceeași relație, înlocuind $R_G/2$, care nu conduce curent pe modul comun, prin R_F pentru o singură intrare sau prin $R_F/2$ pentru cele două intrări conectate în paralel.

Rejecția semnalelor de mod comun este determinată în primul rînd de egalitatea valorilor celor două perechi de rezistoare, R_C și R_F . Se observă că semnalul de mod comun se aplică direct rezistoarelor R_F .

● Amplificatoare de măsurare cu rejecție îmbunătățită a modului comun.

● În schemele din figurile 3.14, 3.15, *renunându-se la reacția negativă globală*, tensiunea de mod comun nu se mai aplică rezistoarelor de reacție. Etajul de intrare are reacție locală prin R_G , iar etajul diferențial de ieșire cu AO are reacție locală prin R_F, R_C . În figura 3.14 este evidentă modalitatea obținerii unei *pante mărite*, prin folosirea tranzistoarelor compuse T_1-T_3, T_2-T_4 .

În figura 3.15 se sugerează modurile de *compensare a ofsetului* prin potențiometrul de 1 k Ω , *de protecție a tranzistoarelor de intrare* prin diodele D_1, D_2 și de *menținere a curentului static* prin sursele de curent T_3, T_4 , *independent de tensiunile de alimentare*, cu ajutorul diodei de referință LM 113. Pentru ambele scheme se poate deduce expresia amplificării diferențiale:

$$A_v = \frac{2R_F}{R_G}. \quad (3.44)$$

Rejecția modului comun în cazul acestor configurații depinde, în afară de similitudinea componentelor active, de abaterea de la egalitate a perechilor de rezistoare R_C și R_F , abatere care determină în definitiv rejecția modului comun corespunzătoare etajului diferențial de ieșire. Rejecția globală se îmbunătățește proporțional cu amplificarea etajului de intrare și, prin urmare, este mai mare la amplificări diferențiale mari, adică tocmai atunci când componenta diferențială a tensiunii de intrare este mai mică față de componenta de mod comun.

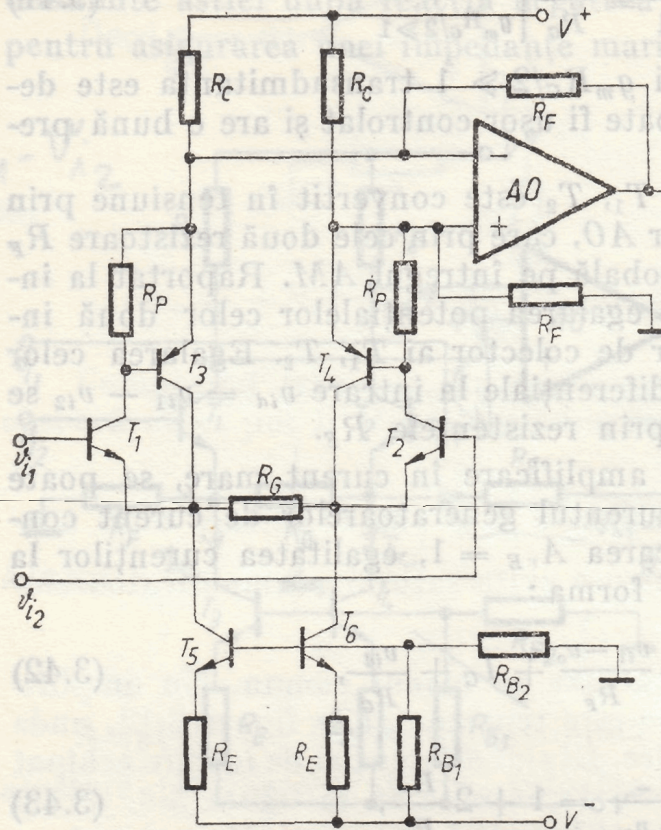


Fig. 3.14. Amplificator de măsurare cu rejecție îmbunătățită a modului comun

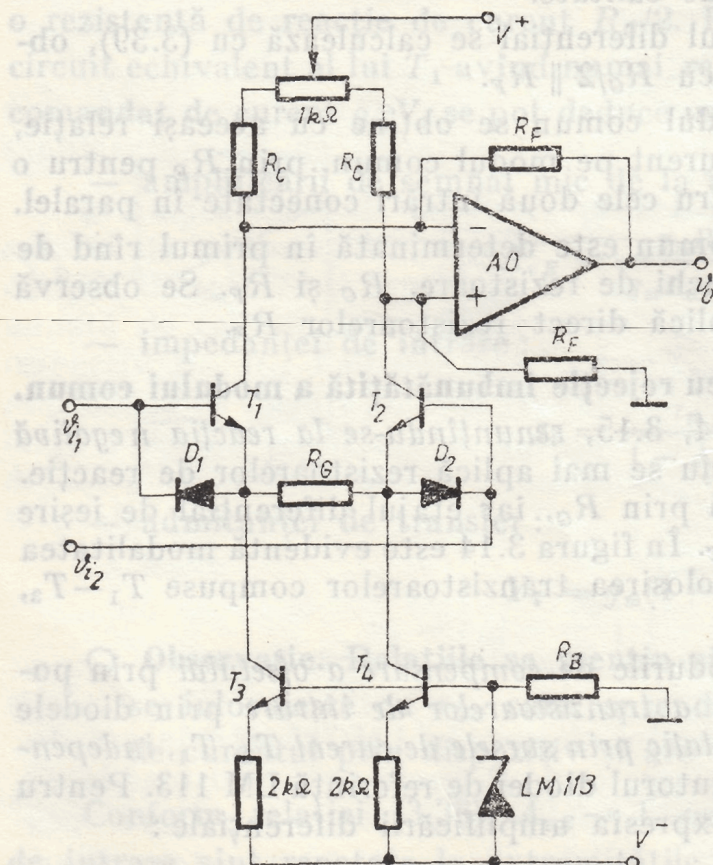


Fig. 3.15. Amplificator de măsurare cu rejecție îmbunătățită a modului comun.

• O altă metodă de îmbunătățire a *CMR* în scheme cu reacție negativă globală, constă în evitarea apariției tensiunii de mod comun pe rezistoarele de fixare a amplificării și este reprezentată în figura 3.16. Tranzistoarele T_1, T_2 repetă în emitoarele lor (neglijând v_{BE}) tensiunile aplicate celor două intrări, dar aceste tensiuni apar în colectoarele tranzistoarelor T_7, T_8 și nu în emitoarele acestora, unde sînt conectate rezistoarele de reacție R_A, R_B . Din punctul de vedere al reacției negative, funcționarea este similară cu a schemei din figura 3.13, constînd în compararea curentului diferențial cu un curent de reacție în emitoarele tranzistoarelor T_7, T_8 , dar cu deosebirea că acest curent de reacție este determinat în emitoarele tranzistoarelor și transferat în raportul $\alpha = \frac{i_c}{i_e}$ în colectoare.

Tranzistoarele de intrare pot „glisa” între două surse de curent constant, sursele I_C în colectoare și tranzistoarele T_7, T_8 în emitoare. Variațiile de curent din colectoarele tranzistoarelor T_1, T_2 sînt preluate de tranzistoarele T_3, T_4 și diferența acestora este transmisă prin

ogînda de curent T_5, T_6 amplificatorului operațional AO, de la a cărei ieșire se închide bucla globală de reacție. Această reacție negativă globală forțează anularea tensiunii diferențiale la intrarea AO, deci egalarea curenților $i_{C3} = i_{C4}$.

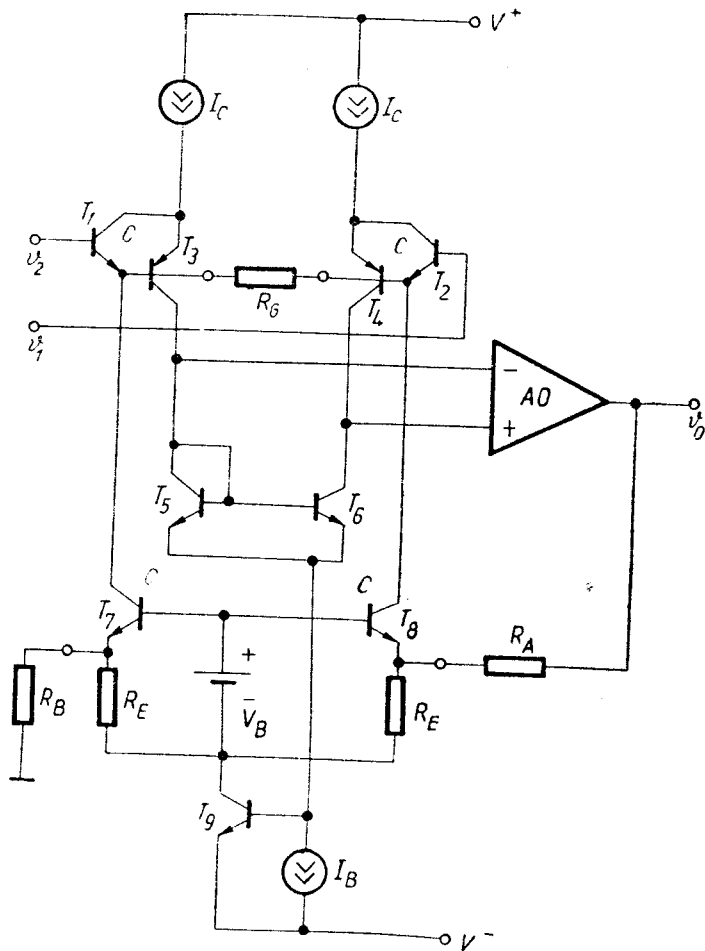


Fig. 3.16. Amplificatorul de măsurare BB 3662.

Presupunind pentru toate tranzistoarele $\beta \gg 1, \alpha \cong 1$, rezultă egalitățile $i_{E3} = i_{E1}; i_{C1} = i_{C2}; i_{E1} = i_{E2}$.

În emitoarele tranzistoarelor T_1, T_2 se poate scrie:

$$\frac{v_2 - v_1}{R_G} + i_{E7} = i_{E8} - \frac{v_2 - v_1}{R_G}. \quad (3.45)$$

Exprimînd

$$i_{E7} = \frac{V_B - v_{BE7}}{R_{E7}} + \frac{v_{E7}}{R_B}; \quad i_{E8} = \frac{V_B - v_{BE8}}{R_{E8}} + \frac{v_{E8} - v_o}{R_A} \quad (3.46)$$

și înlocuind în relația (3.45) rezultă:

$$\frac{2(v_2 - v_1)}{R_G} + \frac{V_B}{R_{E7}} - \frac{v_{BE7}}{R_{E7}} + \frac{v_{E7}}{R_B} = \frac{V_B}{R_{E8}} - \frac{v_{BE8}}{R_{E8}} + \frac{v_{E8}}{R_A} - \frac{v_o}{R_A} \quad (3.47)$$

și grupînd convenabil termenii, se exprimă v_o :

$$v_o = (v_1 - v_2) \frac{2R_A}{R_G} + V_B R_A \left(\frac{1}{R_{E8}} - \frac{1}{R_{E7}} \right) + R_A \left(\frac{v_{BE7}}{R_{E7}} - \frac{v_{BE8}}{R_{E8}} \right) + R_A \left(\frac{v_{E8}}{R_A} - \frac{v_{E7}}{R_B} \right). \quad (3.48)$$

Primul termen reprezintă amplificarea tensiunii diferențiale de intrare, iar următorii sînt termeni de decalaj la ieșirea amplificatorului. Presupunînd $R_{E8} = R_{E7}$, se anulează termenul proporțional cu V_B , dar termenul al treilea, proporțional cu ofsetul perechii de tranzistoare T_7, T_8 , $V_{OS7,8} = v_{BE7} - v_{BE8}$, rămîne nenul pentru $V_{OS7,8} \neq 0$. Admițînd că se anulează și acest termen, rezultă din ecuația de tensiuni între E_7 și E_8 , $v_{E8} = v_{E7} = v_E$. Pentru asigurarea unei excursii în tensiune satisfăcătoare spre V^- , $v_E \cong -13$ V și avînd $|v_E| \gg |V_{OS7,8}|$, rezultă că ultimul termen are contribuția dominantă în decalajul la ieșire :

$$v_o \cong (v_1 - v_2) \frac{2R_A}{R_G} - (13 \text{ V}) \left(1 - \frac{R_A}{R_B} \right). \quad (3.49)$$

Prin ajustarea ofsetului tranzistoarelor de intrare T_1, T_2 și al tranzistoarelor T_7, T_8 , al rezistoarelor R_E cu fascicul laser ca și prin folosirea unor rezistoare de reacție $R_A = R_B$ în toleranțe foarte strînse, tensiunea de decalaj raportată la intrarea AM poate fi coborîtă pînă la o valoare :

$$[V_{OS} = \pm \left(0,4 + \frac{100}{A_v} \right) \text{ mV.}] \quad (3.50)$$

În circuitul real, pentru a asigura amplificări de curent cît mai apropiate de unitate, și un factor de transfer unitar oglinzii de curent, tranzistoarele $T_1 \dots T_8$ sînt tranzistoare compuse.

● Schema simplificată din figura 3.17 reprezintă un **amplificator de măsurare monolitic** [E18]. Etajul de intrare cu reacție de curent prin R_G transferă variațiile de curent diferențiale prin T_{15}, T_{14} în emitoarele tranzistoarelor T_{50}, T_{51} , unde se face compararea cu variațiile de curent diferențiale, corespunzătoare tensiunilor din circuitul ieșirii. $T_{25}, T_{26}, T_{30}, T_{32}$ și T_{56} formează un AO cu intrare diferențială în curent, din colectoarele tranzistoarelor T_{50}, T_{51} . Reacția negativă care se închide prin conectarea bornelor O cu S forțează egalarea curenților $I_{51} = I_{50}$ și, presupunînd $\alpha = 1$, și a curenților în emitoarele celor două tranzistoare. Egalînd variațiile de curent corespunzătoare tensiunilor din circuitele intrării și respectiv ieșirii,

$$\frac{v_{i1} - v_{i2}}{R_G} = \frac{v_o - V_R}{R_S} \quad (3.51)$$

se obține direct expresia tensiunii de ieșire :

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2}) \frac{R_S}{R_G} + V_R. \quad (3.52)$$

Prin posibilitatea conectării bornei de referință R la un potențial V_R , tensiunea de ieșire poate fi „așezată“ pe un „pedestal“ ajustabil.

○ **Notă.** Această facilitate există și la schemele din figurile 3.5, 3.7, 3.14, 3.15, prin deconectarea de la masă a rezistorului din amplificatorul diferențial de ieșire și conectarea lui la un potențial de referință V_R .

Posibilitatea conectării prin exterior a bornei 2 la borna de ieșire 0 permite includerea în bucla de reacție negativă a amplificatorului de ieșire și a rezistenței serie a capului de conexiune, în cazul în care sarcina amplificatorului este conectată la distanță. În acest caz, la borna caldă a sarcinii se conectează printr-un alt fir, care nu este parcurs de curent, borna 2. În acest fel se reduce cu câteva ordine de mărime eroarea determinată de rezistența firului.

Amplificatorul de măsurare modelat în tablă. Această tablă de comutare a variatorilor de curent proveniți dintr-o sursă de ieșire, într-o configurație de circuit, se poate vedea în fig. 3.8. Compararea rezistențelor în sursele tranzistorilor cu cele ale circuitului de comandă negativă este globală datorită faptului că în borna 2, în timpul măsurării, se realizează un curent în direcția opusă față de cea în care este conectată la bornele de ieșire. În acest fel, în timpul măsurării, se asigură o impedanță de intrare foarte joasă ($Z_{in} = 2-10 \Omega$). Tensiunea de ieșire este expresia

Fig. 3.17. Amplificatorul de măsurare AD 521.

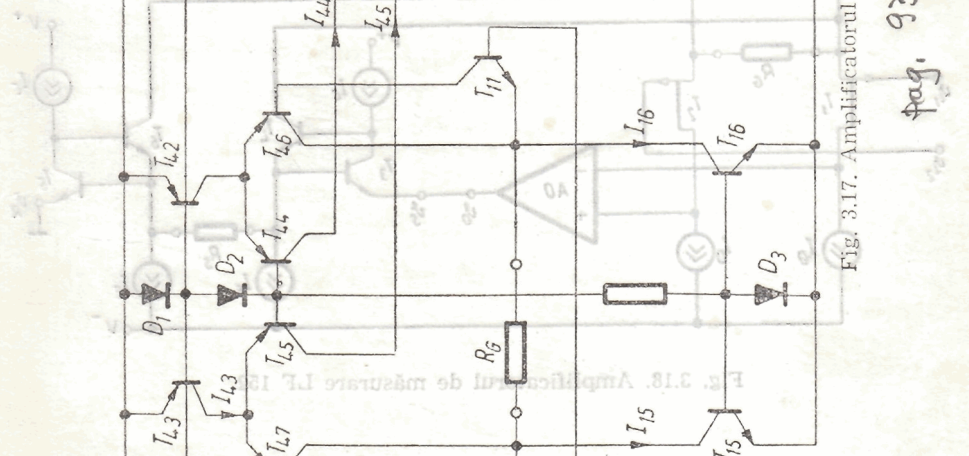


Fig. 3.18. Amplificatorul de măsurare AD 521.

O schemă interesantă, funcționând pe un principiu nou, dar cu reacția negativă aplicată diferent, este realizată de firma AO A. AO 2, să-lă la baza AM hibrid tip LH0038 (fig. 3.19). Variabilele tensiunilor $V_{1,2}$ sunt convertite prin $R_{1,2}$ direct în variații de curent, care sînt comutate în emitoarele tranzistorilor T_1, T_2 . Folosind o pereche foarte bună de tranzistoare la intrare (rezistențe cu peliculă metalică, ajustate cu laser), această schemă permite atingerea unor performanțe deosebite: $V_{0,2}$ tipic 25 mV, $5V_{0,2}/50$ max. 0,25 V/V , C.M.R. min. 120 dB.

AD 521

pag. 93

Posibilitatea conectării prin exterior a bornei S la borna de ieșire O permite includerea în bucla de reacție negativă a amplificatorului de ieșire și a rezistenței serie a cablului de conexiune, în cazul în care sarcina amplificatorului este conectată la distanță. În acest caz, la borna caldă a sarcinii se conectează printr-un alt fir, care nu este parcurs de curent, borna S . În acest fel se reduce cu câteva ordine de mărime eroarea determinată de rezistența firului.

● **Amplificator de măsurare monolitic BIFET.** Aceeași idee, de comparare a variațiilor de curent provenite dinspre intrare și ieșire, într-o configurație diferită, se poate vedea în figura 3.18. Compararea realizându-se în sursele tranzistoarelor cu efect de câmp cu canal P , reacția negativă este globală și forțează egalarea celor doi curenți de drenă. Prin folosirea tranzistoarelor cu efect de câmp fabricate prin implantare ionică pe un cip prelucrat prin tehnologie planară (proces BIFET), se asigură o impedanță de intrare foarte mare $z_{ic} = z_{id} = 2 \cdot 10^{12} \Omega$. Tensiunea de ieșire are expresia (3.52) — [F.11].

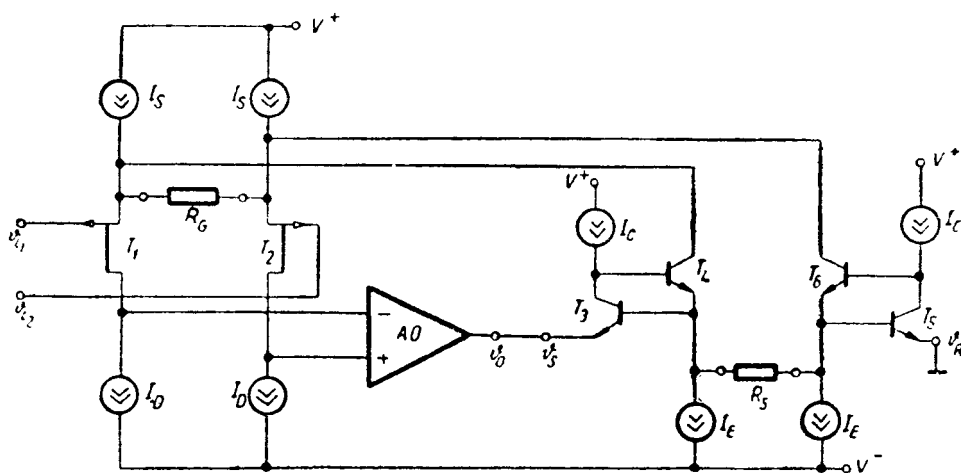


Fig. 3.18. Amplificatorul de măsurare LF 152.

● O schemă interesantă, funcționând pe un principiu asemănător, dar cu reacția negativă aplicată diferențial etajului de intrare de la ieșirile AO 1, AO 2, stă la baza AM hibrid tip LH 0038 (fig. 3.19). Variațiile tensiunilor v_1, v_2 sînt convertite prin R_{16}, R_{17} direct în variații de curent, care sînt comparate în emitoarele tranzistoarelor T_1, T_2 . Folosind o pereche foarte bună de tranzistoare la intrare (rezistoare cu peliculă metalică, ajustate cu laser), această schemă permite atingerea unor performanțe deosebite: V_{OS} tipic $25 \mu V$, $\partial V_{OS}/\partial \theta$ max. $0,25 \mu V/^\circ C$, CMR min. 120 dB.

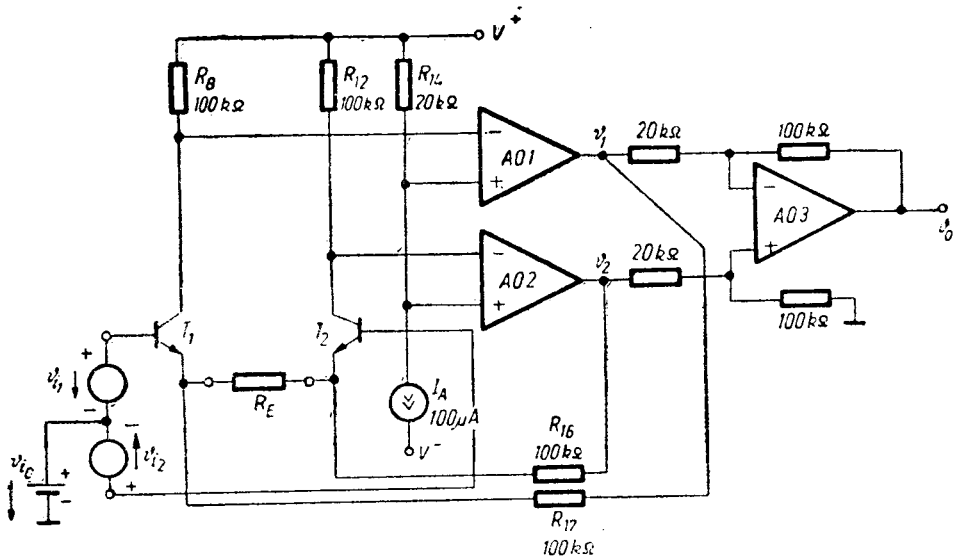


Fig. 3.19. Amplificatorul de măsurare LH 0038.

3.1.3. RĂSPUNSUL ÎN FRECVENȚĂ

Răspunsul în frecvență al AM, ca la orice amplificator cu reacție negativă, depinde de mărimea reacției negative. Atunci când reacția negativă este puternică, mai ales în configurațiile cu reacție globală, polul dominant la frecvențe înalte se deplasează spre frecvențe mai mari și primul pol nedominant coboară spre frecvențe mai joase. Această apropiere a polilor determină apariția unor supracreșteri în răspunsul în frecvență ca și în răspunsul în timp. Totuși AO componente sînt în așa fel compensate, încît supracreșterea să fie neglijabilă pentru toate valorile amplificării A_v , la majoritatea AM. Răspunsul în frecvență este deci corespunzător unui singur pol și, prin urmare, frecvența de tăiere la -3 dB se determină cu relația :

$$f_S = \frac{f_T}{A_v} \quad (3.53)$$

3.1.4. REGLAREA AMPLIFICĂRII

Amplificarea reglabilă în AM constituie o problemă destul de dificilă în realizarea practică a acestora. Pentru a fi accesibile din exterior, elementele de reglaj (potențioetrele sau comutatoarele cu rețele rezistive) trebuie montate la distanță de amplificatorul propriu-zis. Firele de interconexiune culeg tensiuni de zgomot prin interferență electromagnetică sau trebuie ecranate împreună cu elementul de reglaj, în care caz se înrăutățește răs-

punsul la frecvențe superioare datorită capacităților parazite suplimentare. În cazul comutatoarelor, atunci când cursorul se mută de pe un plot pe altul, amplificatorul poate rămâne cu reacția negativă întreruptă și, ca urmare a amplificării foarte mari din bucla deschisă, se ajunge la saturarea acestuia. Revenirea din saturare se face într-un interval de timp relativ mare, care poate fi supărător mai ales la sisteme de prelucrare a mărimilor rapid variabile.

Soluționarea acestor inconveniente se face prin montarea elementelor de reglaj în proximitatea amplificatorului sau chiar prin montarea acestora pe aceeași placă și prin alegerea configurației circuitului astfel încât să existe permanent o reacție negativă.

● **Modificarea amplificării pentru un amplificator inversor și un amplificator neinversor.** Două exemple de realizare pentru amplificatorul inversor, respectiv neinversor, se pot vedea în figurile 3.20, 3.21. Rezistoarele de la stînga creștăturii cursorului conectate în paralel contează ca rezistor de intrare, iar rezistoarele de la dreapta contează ca rezistor de reacție.

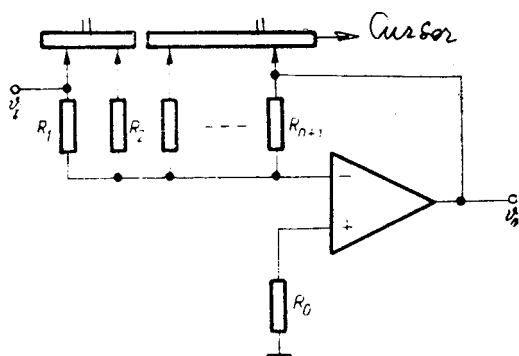


Fig. 3.20. Modificarea amplificării la amplificatorul inversor.

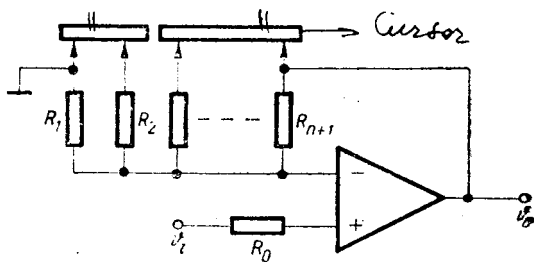


Fig. 3.21. Modificarea amplificării la amplificatorul neinversor.

Considerînd șirul ordonat al amplificărilor necesare $A_0 < A_1 \dots < A_n$, cu restricțiile $A_0 = 0$ pentru amplificatorul inversor, $A_0 = 1$ pentru amplificatorul neinversor și $A_n = \infty$, se pot demonstra relațiile de calcul pentru rezistențe :

$$R_{i-1} = \frac{(A_{i+1} + 1)(A_i - A_{i-1})}{(A_{i-1} + 1)(A_{i+1} - A_i)} \cdot R_1; \quad R_0 = \left(1 - \frac{1}{A_1}\right) \cdot R_1 \quad (3.54)$$

pentru amplificatorul inversor și

$$R_{i+1} = \frac{A_{i+1}(A_i - A_{i-1})}{A_{i-1}(A_{i+1} - A_i)} \cdot R_1; \quad R_0 = \frac{A_1}{1 + A_1} \cdot R_1 \quad (3.55)$$

● **Amplificator de măsurare cu amplificare programabilă.** O rezolvare elegantă se poate vedea în figura 3.22. Atît comutatoarele MOS, cit și rețelele de rezistoare pentru modificarea amplificării sînt montate pe același substrat ceramic, care constituie suportul AM hibrid BB 3606 și sînt ecranate împreună cu tot ansamblul. Selectarea comutatoarelor închise se face printr-un decodor comandat de un cuvînt de 4 biți și memorat într-un registru.

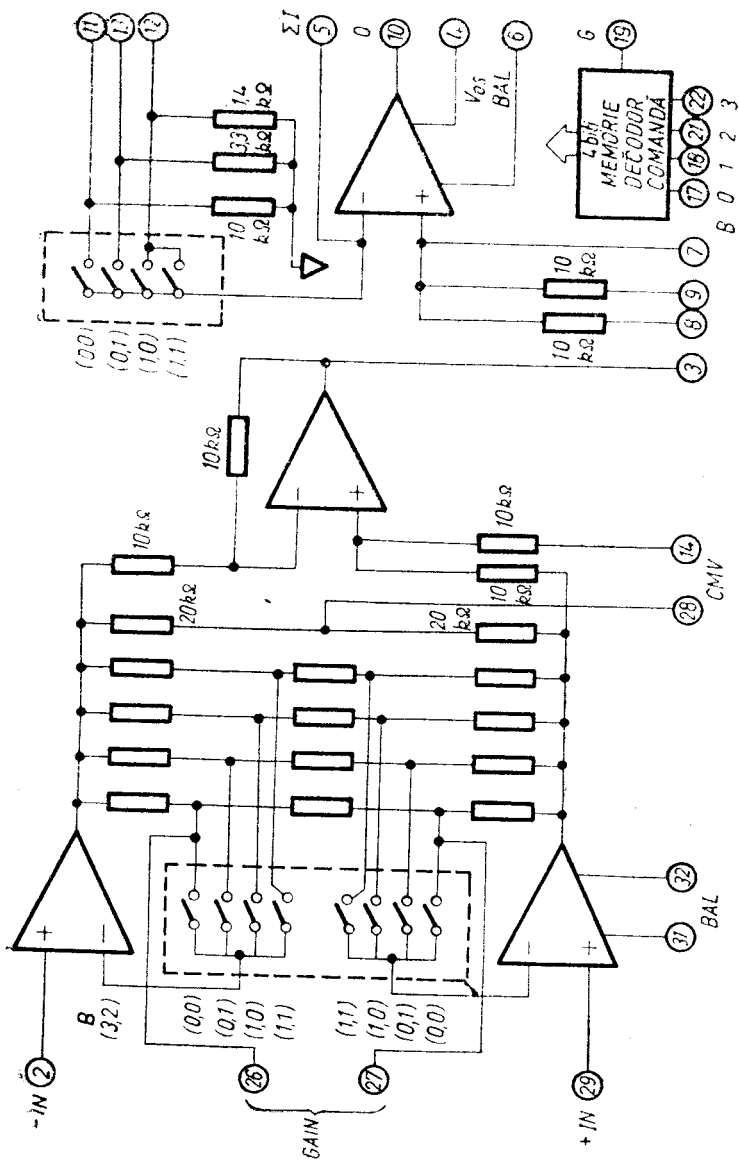


Fig. 3.22. Amplificator de măsurare cu amplificare programabilă.

3.1.5. COMPENSAREA OFSETULUI

Compensarea ofsetului se poate impune la măsurarea unor tensiuni foarte mici (termocupluri) sau în lipsa unui AM cu parametrii de ofset și derivă satisfăcători. Prin corectarea periodică a tensiunii de ofset în intervalele de timp când nu se face efectiv măsurarea, performanțele amplificatorului se pot îmbunătăți cu câteva ordine de mărime.

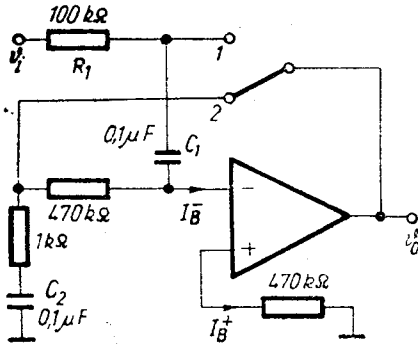


Fig. 3.23. Amplificator de decalaj corectat periodic.

Când comutatorul trece în poziția 1, tensiunea pe cele două condensatoare rămâne constantă, pentru intervalele de timp mult mai mici decât constantele de timp, iar tensiunea de ieșire se exprimă ușor :

$$v_o = -470 \text{ k}\Omega \cdot I_B^- + V_{OS} + v_{C1} = -470 \text{ k}\Omega \cdot I_B^- + V_{OS} + v_i - V_{OS} + 470 \text{ k}\Omega \cdot I_B^+ = v_i. \quad (3.56)$$

Deci tensiunea de ieșire corespunzătoare poziției 1 are chiar valoarea tensiunii de intrare și prin R_1 nu circulează curent. Prin urmare, schema asigură — pe lângă compensarea ofsetului — o impedanță de intrare teoretic infinită după atingerea regimului staționar.

● **Anularea periodică a tensiunii de ofset.** În schema din figura 3.24, intrarea în AO 1 este conectată periodic la masă simultan cu comutarea ieșirii sale la intrarea în AO 2. În regim permanent AO 2 funcționează fără reacție, astfel încât pentru o eroare statică totală la intrarea AO 1 de mărime $V_{ST} = V_{OS1} + (1 \text{ k}\Omega \parallel 5,1 \text{ k}\Omega) I_B^- - 1 \text{ k}\Omega \cdot I_B^+$, tensiunea necesară la intrarea sa, deci la ieșirea AO 1, este $\frac{5,1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} V_{ST} / \mu_2 + V_{OS1}$ și, ținând seama de valoarea mare a lui μ_2 , este practic V_{OS2} . În consecință, tensiunea de ofset la ieșirea lui AO 1 este tensiunea de ofset la intrarea în AO 2. Tensiunea de ofset echivalentă la intrarea lui AO 1 este V_{OS2} / μ_1 , atât de mică încât este neglijabilă față de tensiunile generate prin succesiunea de termocupluri între materialele, evident neomogene, care constituie circuitul.

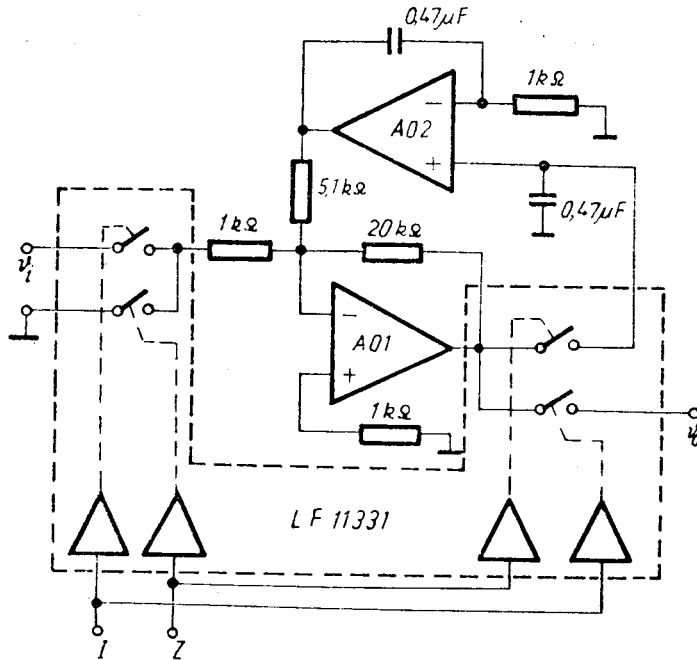


Fig. 3.24. Amplificator operațional cu anulare periodică a decalajului.

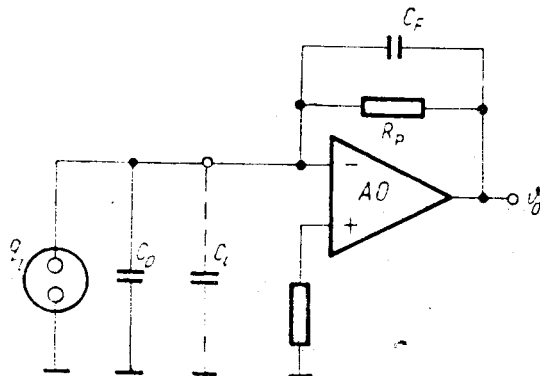
3.1.6. AMPLIFICATORUL DE SARCINĂ

Amplificatorul de sarcină (AS) este un AM particular, destinat măsurării cu traductoare a căror mărime de ieșire este o sarcină electrică.

● În figura 3.25 este reprezentat un AS conectat la un traductor capacitiv, de capacitate totală $C_t = C + \delta C$, prepolarizat cu o tensiune continuă V_p (de exemplu, traductoare capacitiv pentru depășiri sau microfoane cu condensator). Admițind că intrarea în AO este punct virtual de masă, sarcina din C este constantă. Variația δC produce sub tensiune constantă V_p o variație de sarcină

$$\delta q = V_p \cdot \delta C. \quad (3.57)$$

Fig. 3.25. Amplificator de sarcină pentru traductor capacitiv.



● În figura 3.26 este reprezentat un AS conectat la un traductor piezoelectric de capacitate proprie C_0 , care sub acțiunea unei forțe aplicate din exterior generează o sarcină

$$q_i = K_p F. \quad (3.58)$$

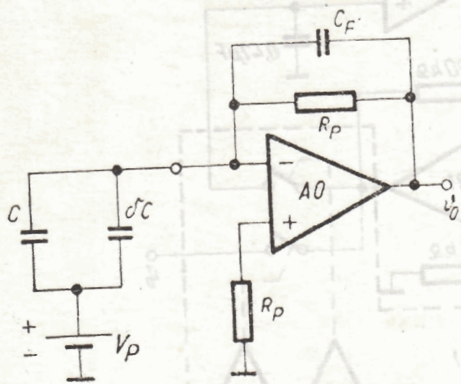


Fig. 3.26. Amplificator de sarcină pentru traductor piezoelectric.

Sarcina prezentată la intrare se transmite în principiu integral condensatorului de reacție C_F și produce față de intrarea inversoare o tensiune de ieșire

$$v_o = -q_i / C_F. \quad (3.59)$$

În circuitele cu AO, rezistorul R_P închide calea de curent de polarizare $I_{\bar{B}}$ spre ieșirea AO. Chiar la un AO ideal, la care virtual R_P poate lipsi, există o rezistență finită R_P care corespunde rezistenței de izolație a condensatorului C_F . Considerind frecvențe relativ mari, pentru care $R_P \gg \frac{1}{\omega C}$, rezistența se poate neglija și se poate determina capacitatea de intrare echivalentă prin efect Miller:

$$C_i = C_F(1 + \mu) \approx \mu C_F. \quad (3.60)$$

Datorită amplificării de tensiune foarte mari a AO, μ , capacitatea de intrare echivalentă ia valori foarte mari, chiar pentru condensatoare de reacție relativ mici. De exemplu, pentru $C_F = 1$ nF și $\mu = 10^5$ rezultă $C_i = 100$ μ F. Sarcina debitată de traductor se împarte între C_0 și C_i proporțional cu valorile capacităților. Sarcina preluată efectiv de amplificator (adică preluată de C_i) este

$$q_{ia} = q_i \frac{C_i}{C_0 + C_C + C_i}, \quad (3.61)$$

unde C_C este capacitatea cablului de conexiune cu traductorul și depinde de lungimea cablului ($C_C = C_{\text{specifice}} \cdot l$), iar C_0 este de ordinul de mărime 1 nF sau mai mic. Tipic, $C_{\text{specifice}} \approx 100$ pF/m. Observînd ordinele de mărime, este evident că $q_{ia} \approx q_i$, adică toată sarcina este preluată de condensatorul de reacție din amplificator. Altfel spus, amplificarea disponibilă de sarcină este practic egală cu amplificarea de sarcină ideală. Admițînd o micșorare cu 10^{-3} a amplificării disponibile, $C_0 + C_C$ trebuie să fie, pentru exemplul dat, mai mic decît 100 nF, ceea ce la un $C_0 = 1$ nF permite folosirea unui cablu de lungime $l = 99$ nF/100 pF/m = 990 m. Amplificarea de sarcină este practic independentă de capacitatea traductorului și a cablului de conexiune.

● **Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor de sarcină.** Atât pentru traductoare cu condensator, cât și pentru traductoare piezoelectrice, circuitul de intrare în AS poate fi modelat printr-o sursă de tensiune v_i și un condensator serie de capacitate C_0 ca în figura 3.27, observind că

$$i_i = \frac{dq_i}{dt} = \frac{dv_i}{dt} C_0 \quad (3.62)$$

sau, în forma operațională,

$$i_i(s) = sC_0 \cdot v_i(s). \quad (3.63)$$

Această modelare permite considerarea AS ca un amplificator de tensiune și ușurează calculul amplificării. Considerind un AO ideal, intrarea inversoare este punct virtual de masă. La această bornă, conform primei teoreme a lui Kirehhoff se poate scrie:

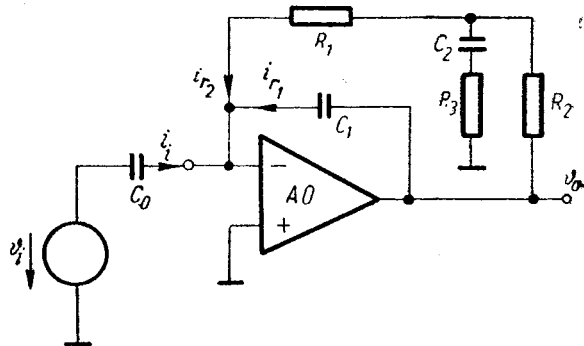


Fig. 3.27. Amplificator de sarcină pentru frecvențe relativ joase.

$$i_i + i_{r1} + i_{r2} = 0. \quad (3.64)$$

Separat, se pot exprima cei trei curenți:

$$i_i(s) = v_i(s) \cdot sC_0; \quad (3.65)$$

$$i_{r1}(s) = v_0(s) \cdot sC_1; \quad (3.66)$$

$$i_{r2}(s) = v_0(s) \frac{1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + sC_2R_3}{1 + sC_2 \left(\frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \right)}. \quad (3.67)$$

Admițind $i_{r2} \ll i_{r1}$, amplificarea în tensiune se poate exprima, din relațiile (3.65) și (3.66):

$$A_V = \frac{v_0}{v_i} = \frac{C_0}{C_1} \quad (3.68)$$

și de aici *factorul de transfer în sarcină*, care are dimensiunea unei elanțe de transfer S , va fi

$$S_{I_T} = \frac{v_0}{q_i} = \frac{v_0}{C_0 v_i} = \frac{A_V}{C_0} = \frac{1}{C_1} \quad [\text{V/C}], \quad (3.69)$$

cum reieșea și din analiza calitativă în relația (3.59).

Transelanța AS este, conform relației (3.69), independentă de frecvență.

Limitarea răspunsului la frecvențe superioare se datorează scăderii amplificării AO :

$$\mu(s) = \frac{\mu_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}} \quad (3.70)$$

Limitarea răspunsului la frecvențe joase se datorează celei de-a doua căi de reacție (i_{r2}), la care nu se poate renunța datorită obligativității închiderii circuitului de c.c. al curentului I_B . Folosind AO cu intrarea pe TEC și curenți de polarizare de ordinul 10^{-11} A se pot admite, pentru erori statice de or-

dinul milivolților, rezistențe ($R_1 + R_2$) de ordinul $10^8 \Omega$. Frecvența polului lui i_{r2} din relația (3.67) este :

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_2 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \right)} \quad (3.71)$$

iar frecvența nulului :

$$f_n = \frac{1}{2\pi C_2 R_3} \quad (3.72)$$

Admițind $R_1 = R_2 = 10^8 \Omega$, alegind $R_3 = 10^8 \Omega$ și $C_2 = 10^{-7} F$, rezultă $f_p = 0,03 Hz$ și $f_n = 1,59 Hz$. Frecvența de tăiere inferioară a AS va fi deci de ordinul 1 Hz, corespunzător nulului lui i_{r2} .

Asigurarea unui răspuns fără supracreșteri preține studiarea funcției de transfer complete: *2-2 (ampl. diferențial) 3.65, 3.66, 3.67*

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{sC_0(R_1 + R_2) \left[1 + sC_2 \left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \right]}{1 + s[C_2 R_3 + C_1(R_1 + R_2)] + s^2 C_1 C_2 [(R_1 + R_2)R_3 + R_1 R_2]} \quad (3.73)$$

● În figura 3.28 este prezentată schema unui **amplificator de sarcină diferențial**, insensibil la tensiunile de mod comun aplicate la intrare. Traductorul se conectează între cele două intrări printr-un cablu bifilar ecranat, cu tresa conectată la masă. Comparînd cu schema din figura 3.27 se observă că schema diferențială s-a obținut prin duplicarea simetrică a acesteia. R_3 corespunde la 2.35 M Ω , iar C_2 la 0,44 μF . Reacția negativă pentru borna ne-

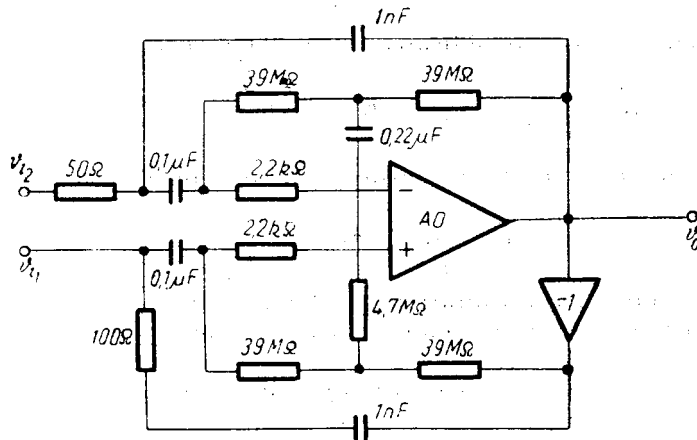


Fig. 3.28. Amplificator de sarcină pentru traductor diferențial.

inversoare se obține la ieșirea unui inversor cu amplificare unitară a cărei tensiune de ieșire variază simetric față de v_o . Cu valorile din schemă, frecvența de tăiere jos este 0,2 Hz. AO trebuie să aibă TEC la intrare. Ca alternativă, se poate utiliza schema din figura 3.82, § 3.2.3 [E 19].

3.1.7. AMPLIFICATOARE DE IZOLARE AI

Performanțele bune ale AM, așa cum rezultă din paragrafele precedente, sînt o consecință a folosirii judicioase a reacției negative. Buclele de reacție negativă funcționează normal doar dacă toate elementele componente lucrează în zona lor activă normală. Saturarea unui amplificator de intrare sau deschiderea diodelor de protecție a intrărilor, prin depășirea tensiunilor admisibile la intrare, determină o creștere drastică a curenților de intrare și reducerea impedanțelor de intrare. Lucrurile pot lua o întorsătură și mai gravă dacă se străpung tranzistoarele de intrare, permițînd trecerea unui curent important de la sursele de alimentare în c.c. a AM spre sursa de semnal. Surse de semnal cum sînt elementele normale Weston și unele traductoare electrochimice se pot deteriora temporar sau definitiv prin trecerea unor curenți de ordinul miliamperilor. Dacă sursa de semnal este un ansamblu de electrozi conectați la un animal de experiență sau la un pacient, malfuncționarea AM poate duce la consecințe foarte grave, fatale.

De aici — necesitatea unor AM care să permită preluarea semnalului și prelucrarea sa în proximitatea sursei de semnal, dar să elimine orice cuplaj galvanic cu cirenitele de ieșire care, de cele mai multe ori, sînt conectate cu alte aparate electronice sau de automatizare. Transmiterea semnalului între cele două părți separate galvanic se face prin cîmp electromagnetic (cuplaj prin transformator sau cuplaj optic).

Se pot realiza transformatoare miniaturale cu răspuns constant într-o bandă largă de frecvențe ($10^2 \dots 10^6$ Hz) și cu izolarea înfășurărilor pentru tensiuni de 1...5 kV. Există de asemenea ansambluri de diode electroluminescente cu fotodiode sau fototranzistoare montate în capsule metalice sau plastice DIL ca la CI, izolate pentru tensiuni de lucru de 1...2,5 kV. Intercalînd între DEL și FT un cablu optic (care este electric izolant) cu lungimea corespunzătoare și asigurînd alimentarea părții de intrare cu baterii proprii, se pot construi amplificatoare de separare galvanică (AI) pentru tensiuni de $10^5 \dots 10^6$ V.

● În figura 3.29 este reprezentată schema bloc a AI tip BB 3656 cu cuplaj printr-un transformator folosit ingenios atît pentru transferarea puterii de alimentare în c.c. de la înfășurarea w_1 spre înfășurările $w_2 \dots w_5$, cît și pentru transmiterea semnalului, prin modularea impulsurilor în durată, de la înfășurarea w_2 , atacată cu un puls negativ spre înfășurările w_6, w_7 . Se remarcă existența a trei borne de masă independente galvanic: \perp pentru circuite de intrare, \perp pentru intrarea de alimentare în c.c. și ∇ pentru circuitele de ieșire. Tensiunile permise între aceste borne de masă apar în figura 3.29.

Generatorul de impulsuri funcționează pe frecvența de 750 kHz și transmite prin palierul pozitiv al impulsurilor puterea de curent continuu spre diodele redresoare $D_1 \dots D_4$. Totodată, prin frontul negativ, sincronizează modulatorul în durată și cele două demodulatoare. Față de acest moment de sincronizare, modulatorul produce un puls de polaritate negativă, cu o întârziere proporțională cu tensiunea de ieșire a A_1 , intercalat între impulsurile pozitive. Informația este reprezentată de durata dintre impulsuri și este demodulată de demodulatorul de ieșire care creează tensiunea pentru circuitul de ieșire și de demodulatorul de intrare care creează tensiunea de reacție în circuitul de intrare. Presupunînd că cele două demodulatoare sînt identice, acest aranjament permite compensarea erorilor datorate atît

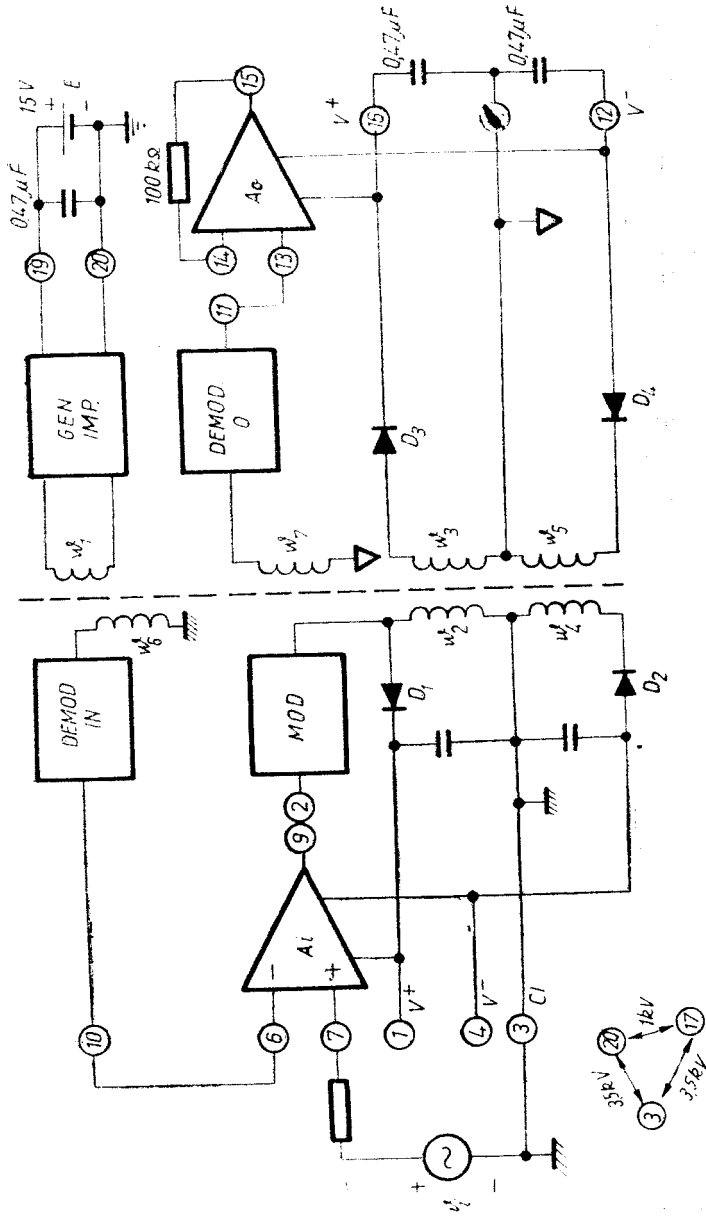


Fig. 3.29. Schema simplificată a amplificatorului de izolare BB 3656.

modulatorului, cit și demodulatorului, deoarece *MOD* și *DEMODO IN* sînt prinse într-o buclă de reacție negativă.

Parametrii mai importanți ai acestui *AI* sînt :

- amplificarea : $1 \dots 10^3$;
- $V_{OS} : (2 + 20/A_{ei})$ mV ;
- $I_B : 75$ nA ;
- $f_s : 30$ kHz ;
- *CMR* : 125 dB la 60 Hz.

Existența unor borne externe pentru A_i , A_o și pentru sursele de alimentare în c.c. permite o mare flexibilitate în alegerea configurațiilor circuitelor, ca și alimentarea unor circuite suplimentare (amplificatoare, punți de traducătoare etc.) în limita unui consum de ± 14 mA pentru intrare și ± 5 mA pentru ieșire.

La *AI* fără reacție negativă, peste *MOD-DEMODO*, sau cînd nu se poate asigura identitatea caracteristicilor pentru două *DEMODO*, modulația impulsurilor în durată poate fi nepotrivită, datorită răspunsului imperfect al transformatorului la impulsuri. Deoarece orice transformator poate altera fronturile impulsurilor și introduce întârzieri, dar nu poate modifica frecvența unui tren de impulsuri, se recomandă folosirea modulației în frecvență (v. § 3.2.1) pentru *AI* construite în număr mic. O facilitate suplimentară o constituie utilizarea a două transformatoare diferite, optimizate constructiv, pentru transmiterea puterii de c.c. de la ieșire spre intrare și a informației de la intrare spre ieșire.

Atît prin folosirea *MID* cit și a *MF*, răspunsul la frecvențe înalte este limitat la ordinul de mărime 10^4 Hz.

● **Amplificator de izolare cu fotocupleare.** Prin folosirea fotocuplearelor, care au timpi de răspuns de ordinul 10 ns, s-ar putea extinde răspunsul *AI*

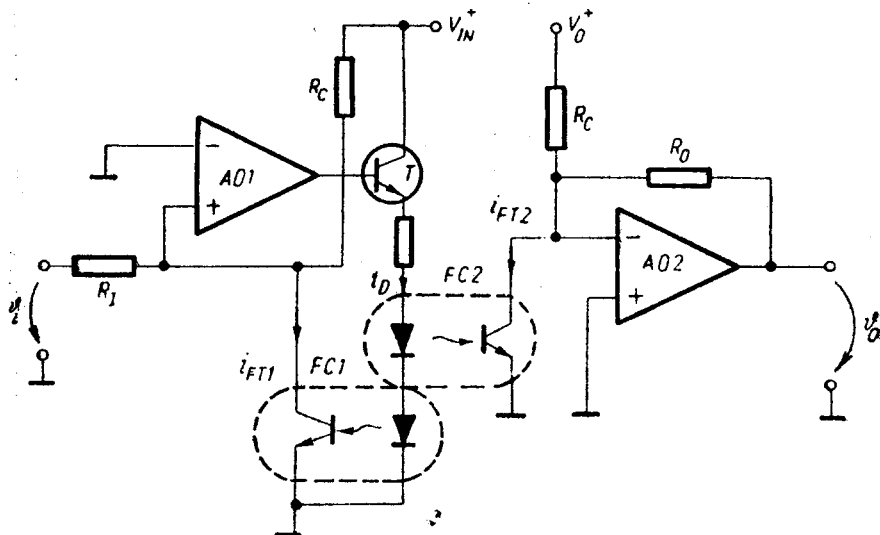


Fig. 3.30. Amplificator de izolare cu fotocupleare.

pînă la 10^6 Hz, dacă și *AO* utilizate au un răspuns corespunzător. Caracteristica de transfer în curent a unui fotocuplor (*FC*) este subunitară în valoare și neliniară dar, admitînd existența a două *FC* identice, se poate concepe o schemă ca în figura 3.30. Amplificatorul de intrare *AO 1* este prins într-o

Tabela 3.1.

Parametrii unor AM

Parametrul	Tipul	BB 3620	BB 3626	BB 3630	BB 3660	BB 3606	AD 522	AD 606	LF 152
Domeniul v_i		± 10 V	± 10 V	± 10 V	± 10 V	± 10 V	± 10 V	± 10 V	± 10 V
Z_{ii} (Ω)		$3 \cdot 10^8$	$5 \cdot 10^8$	10^{10}	$2 \cdot 10^{10} / A_v$	10^{10}	$3 \cdot 10^8$	10^8	$2 \cdot 10^{12}$
Z_{ic} (Ω)		10^8	$5 \cdot 10^8$	10^{10}	$2 \cdot 10^{10}$	10^{10}	$6 \cdot 10^{10}$	10^8	$2 \cdot 10^{12}$
I_B (mA)		25	50	20	200	50	40	60	0,003
V_{OS} (mV)		± 1	$\pm 0,4$	$\pm 0,025$	± 1	± 2	$\pm 0,2$	$\pm 0,005$	± 8
$\partial V_{OS} / \partial \theta$ (V/°C)		0,25	3	0,25	50	1	5	0,25	10
A_v		$1 \div 10^4$	$5 \div 10^3$	$1 \div 10^3$	$1 \div 10^3$	$1 \div 1024$	$0,1 \div 10^3$	$1 \div 10^4$	$1 \div 10^3$
Nelinearitatea (%)		0,01	0,02	0,002	0,03	0,01	0,01	0,002	0,02
CMR (dB)		100	80	106	110	110	110	100	110
Domeniul v_o (V) / i_o (mA)		10/10	10/5	10/5	10/10	10/10	10/10	10/5	9/4,5
Z_o (m Ω)		100	2000	10	150	50	100	100	1500
f_T (MHz)		1	1,4	1,4	10	2	40	10	1,4
Structura (nr. figurii)		3,6	3,10	3,8	3,16	3,22	3,17	—	3,18
Construcția*		H_i, M_0	H_i, M_0	H_i, M_0	<i>Mono</i>	H_i, M_0	<i>Mono</i>	H_i, M_0	Bifet

* H_i — hibrid, M_0 — capsula modulară, *Mono* — monolitice.

bucă de reacție negativă electro-optică, a cărei tendință este anularea tensiunii la intrarea AO 1, și la borna inversoare a acestuia se poate scrie Kirchoff I:

$$\frac{v_i}{R_1} + \frac{V_{IN}^+}{R_c} = i_{FT1}. \quad (3.74)$$

Pentru AO 2, la borna inversoare se scrie:

$$\frac{v_o}{R_o} + \frac{V_o^+}{R_c} = i_{FT2}. \quad (3.75)$$

Observind egalitatea curenților prin cele două diode electroluminescente conectate în serie, și admitînd identitatea factorilor lor de transfer în curent, rezultă:

$$\frac{v_i}{R_1} + \frac{V_{IN}^+}{R_c} = \frac{v_o}{R_o} + \frac{V_o^+}{R_c},$$

de unde:

(3.76)

$$v_o = v_i \frac{R_o}{R_1} + \frac{R_o}{R_c} (V_{IN}^+ - V_o^+).$$

Tensiunea de ieșire are un prim termen care reprezintă tensiunea de intrare amplificată și un al doilea termen corespunzător decalajului la ieșire, care se anulează pentru $V_{IN}^+ = V_o^+$. Ofsetul raportat la intrare este $V_{os} = \frac{R_o}{R_c} (V_{IN}^+ - V_o^+)$, dependent de justetea surselor de alimentare pozitive V_{IN}^+ , V_o^+ .

Curenții prin R_c sînt necesari pentru asigurarea funcționării AI pentru ambele polarități ale v_i , deoarece atât dioda electroluminescentă, cît și fototranzistoarele sînt unidirecționale. Valoarea curentului static prin fototranzistor, $\frac{V_{IN}^+}{R_c}$, se alege în domeniul de liniaritate maximă a caracteristicii de transfer în curent a fotocuplorului. Mai puțin performantă în privința erorilor statice și a liniarității, această schemă asigură performanțe dinamice superioare.

Parametrii principali ai unor amplificatoare de măsurare standard industriale sînt indicați în tabelul 3.1.

3.1.8. CONVERSIE LOGARITMICĂ ȘI EXFONENȚIALĂ

Convertoarele logaritmice și exponențiale realizează o dependență logaritmică, respectiv exponențială, între mărimea de la ieșire și mărimea de la intrare. Simbolul utilizat pentru aceste convertoare este indicat în figura 3.31. În mod obișnuit, mărimea de la ieșire este o tensiune; mărimea de la intrare poate fi o tensiune sau un curent.

Pentru a fixa ideile, în cele ce urmează se va discuta în special convertorul logaritmice; concluziile acestei discuții sînt valabile și pentru convertorul exponențial.

Dintre schemele de convertoare logaritmice existente în momentul de față, se vor prezenta numai acelea care se bazează pe utilizarea ca element de conversie logaritmică fie a diodei semiconductoră, fie a tranzistorului

bipolar conectate în bucla de reacție a unui amplificator operațional. În ambele cazuri se exploatează dependența exponențială curent direct-tensiune directă a diodei și respectiv curent de colector-tensiune bază-emitor a tranzistorului bipolar.

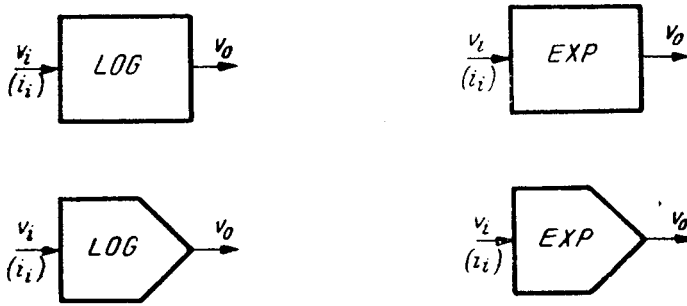


Fig. 3.31. Simbolurile utilizate pentru convertoarele logaritmice și exponențiale.

3.1.8.1. Convertoare cu diode

Schema de principiu a unui convertor logaritmice care utilizează în bucla de reacție a unui amplificator operațional o diodă semiconductoră este dată în figura 3.32; schema unui convertor exponențial apare în figura 3.33.

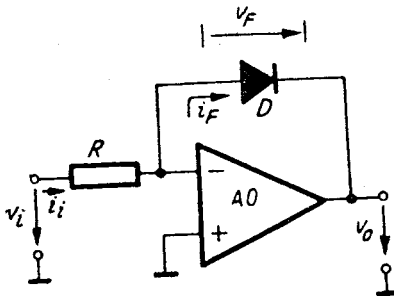


Fig. 3.32. Schema unui convertor logaritmice care utilizează în bucla de reacție a unui amplificator operațional o diodă semiconductoră.

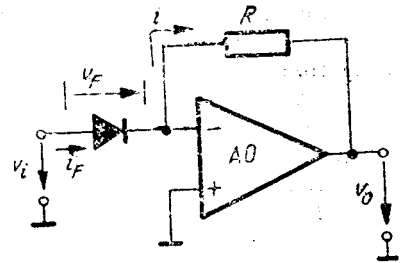


Fig. 3.33. Schema unui convertor exponențial (schemă „duală” a celeia din figura 3.32).

● **Convertorul logaritmice.** Caracteristica curent-tensiune a unei diode semiconductoră este dată de relația

$$i_F = I_S(e^{v_F/nV_T} - 1), \quad (3.77)$$

unde I_S este curentul de saturație — puternic dependent de temperatură, iar $V_T = kT/q$ — tensiunea „termică” (la temperatura camerei $V_T \cong 26$ mV). Factorul n are o valoare cuprinsă în gama 1...2. Valoarea 2 se atinge pentru nivele foarte mici de curent prin diodă, la care recombinarea în regiunea de sarcină spațială are o pondere importantă. Valoarea unitară corespunde funcționării la curenți medii.

În cazul polarizării directe $v_F = 400 \dots 700$ mV, astfel că $e^{v_F/nV_T} \cong \cong 10^6 \dots 10^{10} \gg 1$. În aceste condiții este justificată neglijarea unității față de e^{v_F/nV_T} ; scriind dependența tensiune-curent se obține

$$v_F = nV_T \ln \frac{i_F}{I_S}, \quad (3.78)$$

relație care pune în evidență *dependența logaritmică a tensiunii directe în funcție de curentul direct*. O variație de 10 : 1 (o decadă) a curentului va determina, la 25°C, o variație a tensiunii directe de aproximativ 60 mV (s-a luat $n = 1$, valoare uzuală tipică pentru gama de curenți de lucru).

Revenind la schema din figura 3.32 și observînd că (se presupune amplificatorul operațional ideal)

$$i_F = i_i = \frac{v_i}{R}, \quad (3.79)$$

se obține

$$v_o = -v_F = -nV_T \ln \frac{v_i}{RI_s}, \quad (3.80)$$

expresie care demonstrează *caracterul logaritmic al dependenței $v_o(v_i)$* .

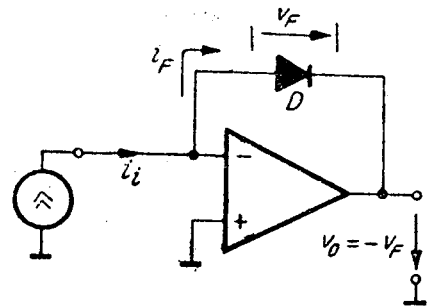
Ideea pe care se bazează funcționarea schemei este acum clară: prin intermediul rezistenței R și al amplificatorului operațional se forțează un curent v_i/R prin dioda de logaritmare D , determinînd la bornele diodei o cădere de tensiune care este replica logaritmică a tensiunii de la intrare.

Evident, atacul convertorului logaritmic se poate face și de la o sursă de curent (fig. 3.34). În acest caz tensiunea de la ieșire (presupunînd amplificatorul operațional ideal) este dată de

$$v_o = -nV_T \ln -\frac{i_i}{I_S}. \quad (3.81)$$

Este interesant de observat că sursa de curent i_i debitează pe un nod de potențial nul sau, cu alte cuvinte, pe o impedanță nulă.

Fig. 3.34. Schema unui convertor logaritmic la care semnalul de la intrare este un curent.



● Pentru convertorul exponențial din figura 3.33, pentru tensiunea de la ieșire, v_o , presupunînd amplificatorul operațional ideal, se obține expresia:

$$v_o = -Ri = -Ri_F = -RI_S e^{\frac{v_i}{nV_T}}. \quad (3.82)$$

Caracterul exponențial al dependenței $v_o(v_i)$ este evident.

Deși dependența $i_F(v_F)$ a unei diode își păstrează caracterul exponențial pe 4...6 decade de variație a curentului, faptul că atât valoarea factorului n , cât și aceea a tensiunii la care factorul n își schimbă valoarea, depind de la exemplar la exemplar, face ca diodele uzuale să nu poată realiza o conversie logaritmică sau exponențială pe mai mult de 1...2 decade de variație a curentului, chiar dacă se utilizează scheme mult mai complexe. În plus, la valori

mari ale curentului direct se face simțit și efectul dat de rezistența serie a diodei: caracterul logaritmic sau exponențial al caracteristicii de transfer se deteriorează, liniarizându-se.

Realizarea unor diode speciale pentru conversia logaritmică sau exponențială reprezintă o alternativă necompetitivă din punctul de vedere al prețului față de alternativa oferită de utilizarea unui tranzistor bipolar.

3.1.8.2. Convertoare cu tranzistoare bipolare

● **Schema de principiu.** Dintre diversele modalități de conectare a tranzistorului bipolar într-un convertor logaritmic se va descrie numai *conexiunea denumită uzual „transdiodă”* (fig. 3.35).

Într-o modelare de prim ordin, dependența curentului de colector de tensiunile bază-emitor, v_{BE} , și colector-bază, v_{CB} , este dată de relația Ebers-Moll:

$$i_C = I_S (e^{v_{BE}/V_T} - 1) - \frac{I_S}{\alpha_R} (e^{v_{CB}/V_T} - 1), \quad (3.83)$$

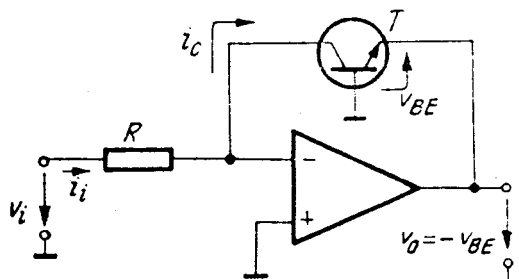


Fig. 3.35. Schema unui convertor logaritmic în care tranzistorul bipolar este conectat ca „transdiodă”.

unde I_S este un curent de saturație ce caracterizează funcționarea tranzistorului în regiunea activă normală, iar $\alpha_R = 0,3 \dots 0,8$ este raportul dintre curentul de emitor și cel de colector în cazul funcționării în regiunea activă inversă.

Dependența exponențială a curentului de colector în funcție de tensiunea bază-emitor se menține cu bună precizie pe 4...8 decade de variație a curentului. În figura 3.36 se indică, în calitate de exemplu, o caracteristică tipică $i_C(v_{BE})$ a unui tranzistor utilizat pentru realizarea unui convertor logaritmic. Abaterile de la caracteristica exponențială — dată de relația (3.83) — sînt date la curenți mari de căderea de tensiune pe rezistența serie a emitorului, iar la curenți mici — de fenomenele de recombinare în regiunea de sarcină spațială și la suprafața joncțiunii emitor-bază.

În schema din figura 3.35 tranzistorul T funcționează în regiunea activă normală, la o tensiune colector-bază nulă. Neglijînd unitatea față de e^{v_{BE}/V_T} în relația

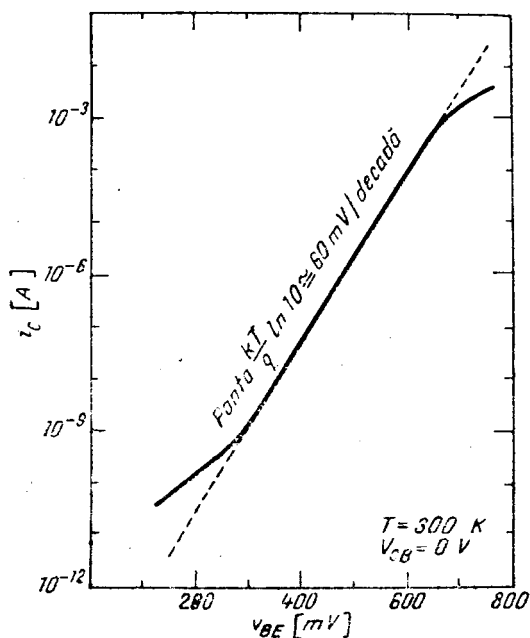


Fig. 3.36. Caracteristică tipică $I_C (V_{BE})$ pentru un tranzistor bipolar de mică putere.

(3.83) și înlocuind $v_{CB} = 0$, pentru tensiunea de ieșire se obține relația :

$$v_o = -v_{BE} = -V_T \ln \frac{i_C}{I_S} = -V_T \ln \frac{v_i}{RI_S}. \quad (3.84)$$

Ideea pe care se bazează funcționarea schemei este acum clară : datorită amplificatorului operațional valoarea curentului de colector al tranzistorului T este forțată să fie egală cu v_i/R ; în aceste condiții tensiunea de la ieșire, care este egală cu tensiunea emitor-bază, rezultă proporțională cu $\ln v_i$.

În cazul în care semnalul de intrare este un curent, intrarea în convertor se face direct în nodul care corespunde intrării inversoare a amplificatorului operațional (la fel ca la convertorul cu diodă din figura 3.32).

Evident, semnalul de la intrare trebuie să fie unipolar. Pentru tranzistoare npn tensiunea de la intrare este pozitivă (curentul *intră* în nodul care corespunde intrării inversoare). Pentru semnale de intrare negative fie se utilizează un tranzistor npn , fie se complică circuitul plasând în intrare un inversor de curent (v. fig. 3.41).

● **Schema practică.** *Schema simplă de convertor logaritmic dată în figura 3.35 are însă câteva dezavantaje esențiale, care se discută în continuare.*

(1) Rezistența pe care o simte ieșirea amplificatorului operațional este $r_e \cong 1/g_m = V_T/I_C$ (de exemplu, la $I_C = 1$ mA, $r_e \cong 25 \Omega$). Această valoare ne arată că la curenți mari încărcarea la ieșire a amplificatorului devine excesivă, ceea ce duce la scăderea valorii câștigului cu bucla deschisă (de exemplu, pentru amplificatoarele operaționale uzuale, de mică putere, câștigul cu bucla deschisă este specificat pentru o valoare $R_L = 2$ k Ω a rezistenței de sarcină). Dacă scade valoarea câștigului cu bucla deschisă, ne îndepărtăm puternic de conceptul de amplificator operațional ideal, caz în care funcționarea convertorului se abate esențial de la descrierea anterioară ; curentul prin rezistența R diferă de valoarea ideală v_i/R , iar caracteristica de transfer nu mai este logaritmică.

(2) O particularitate importantă a conectării ca transdiodă este aceea că tranzistorul de logaritmare poate introduce în bucla de reacție un câștig supraunitar. Într-adevăr, câștigul pe buclă este $\mu \times g_m R$, unde μ este câștigul cu bucla deschisă al amplificatorului operațional. Tranzistorul fiind de fapt în conexiunea cu baza la masă, amplifică într-o bandă de frecvențe mult mai largă decât amplificatorul operațional, astfel că efectul neplăcut al surplusului de câștig se face simțit tocmai la frecvențele la care defazajul introdus de amplificator este mare, apărând astfel pericolul de oscilație. În plus, situația se complică deoarece câștigul suplimentar $g_m R$ este dependent (prin intermediul curentului de colector) de nivelul semnalului de la intrare.

Soluționarea acestor două probleme se obține prin modificarea circuitului din figura 3.35 ca în figura 3.37.

Grupul R_C, C_C realizează compensarea în frecvență a convertorului, asigurând reducerea câștigului pe buclă la frecvențe înalte. Totodată, ieșirea amplificatorului vede o rezistență de sarcină $R_C + r_e$; deoarece valoarea

rezistenței R_C este de ordinul 5...10 k Ω [$R_C \cong (|V_{max}| - V_{BE})/I_{Cmax}$ unde V_{max} este valoarea nominală a tensiunii de la ieșirea amplificatorului], scăderea rezistenței r_c la curenți de colector mari nu mai are nici o importanță.

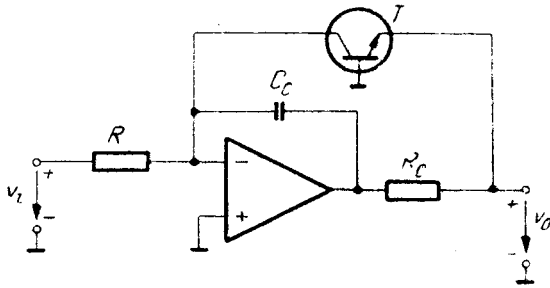


Fig. 3.37. Compensarea în frecvență a convertorului din figura 3.35.

(3) Relația care dă caracteristica de transfer a convertorului, $v_o = -V_T \ln(v_i/R I_s)$, pune în evidență doi factori prin care se face simțită influența temperaturii: unul din ei este curentul I_s , iar celălalt - tensiunea V_T .

Compensarea efectului dat de curentul I_s (mărime greu predictibilă și dificil de controlat) se realizează prin scăderea din tensiunea de la ieșire, a căderii de tensiune bază-emitor a unui al doilea tranzistor, pereche cu tranzistorul de logaritmare.

Schema corespunzătoare este dată în figura 3.38. Caracteristica de transfer se obține direct:

$$v_o \cong V_{BEr} - V_{BEi} = -V_T \left[\ln \left(\frac{v_i}{V_R} \cdot \frac{R_R}{R_i} \right) - \ln \frac{I_{Si}}{I_{SR}} \right].$$

Această relație pune în evidență câștigul major care se obține prin această modificare de schemă: curentul de saturație al tranzistorului de logaritmare (mărime necontrolabilă și puternic dependentă de temperatură) se înlocuiește

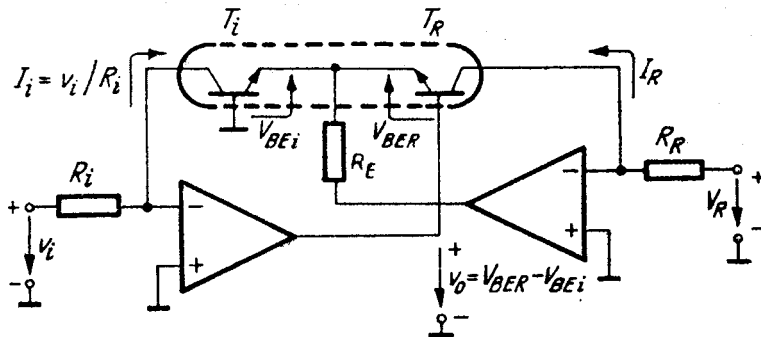


Fig. 3.38. Modificarea schemei din figura 3.35 pentru a se elimina efectele date de curentul I_s .

cu un curent de referință, $I_R = V_R/R_R$, ușor de controlat. Împerecherea imperfectă a celor două tranzistoare se reflectă prin raportul I_{Si}/I_{SR} , diferit de unitate, dar practic independent de temperatură. Eroarea introdusă de valoarea neunitară a raportului I_{Si}/I_{SR} se compensează prin ajustarea valorii curentului de referință.

Compensarea efectului dat de factorul V_T se poate face fie prin termostatarea perechii de tranzistoare care realizează conversia, fie printr-o modificare de schemă ca în figura 3.39. În acest caz expresia caracteristicii de transfer devine

$$v_o = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_T \left[\ln \left(\frac{v_i}{V_R} \cdot \frac{R_R}{R_I} \right) - \ln \frac{I_{S1}}{I_{S2}} \right]. \quad (3.85)$$

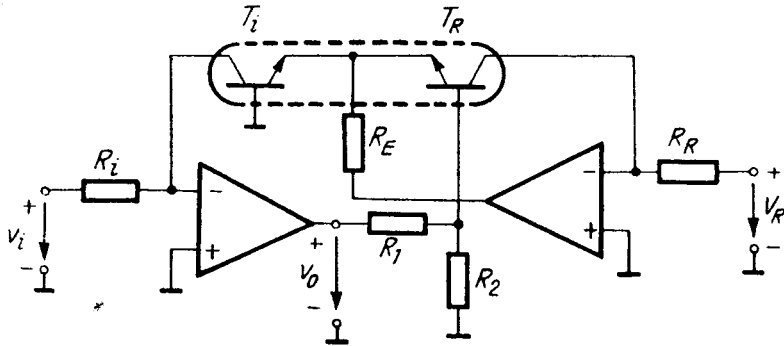


Fig. 3.39. Modificarea schemei din figura 3.35 pentru a se elimina efectele date de variația temperaturii.

Rezistența R_2 trebuie să fie dependentă de temperatură astfel încât mărimea $V_T(R_1 + R_2)/R_2$ să fie constantă la variațiile temperaturii. În cazul în care $R_1 \gg R_2$, rezistența R_2 trebuie să aibă un coeficient de temperatură de aproximativ ± 3300 ppm/°C.

○ **Observație.** Această schemă de convertor logaritmic permite și realizarea unei funcții analogice deosebit de utile în multe aplicații: *logaritmul raportului a două mărimi* [într-adevăr, tensiunea de ieșire, v_o , este proporțională cu $\ln(v_i/V_R)$].

(4) Limitări introduse de amplificatorul operațional.

Aceste limitări sînt determinate în esență de tensiunea de ofset, de curenții de polarizare și de curențul de ofset. Efectul acestor mărimi de poate descrie cantitativ cu ajutorul schemelor echivalente din figura 3.40.

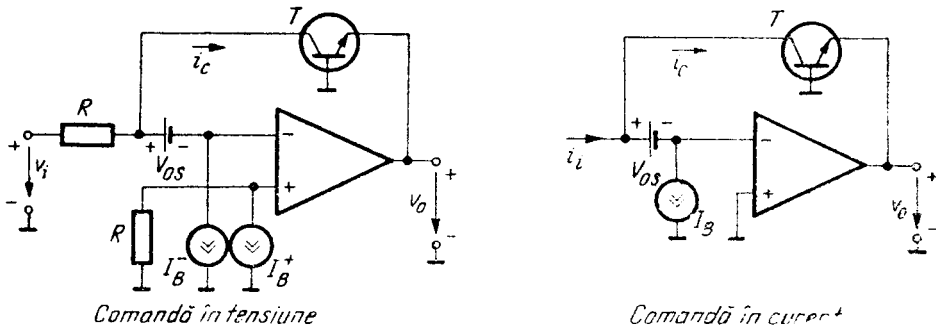


Fig. 3.40. Modelarea efectelor introduse de tensiunea de ofset și de curenții de polarizare ai amplificatorului operațional.

Se obține :

• comandă în tensiune :

$$i_c = \frac{v_i}{R} \pm \frac{V_{OS}}{R} \pm I_{OS} \pm I_e; \quad (3.86)$$

• comandă în curent :

$$i_c = i_i - I_B \pm I_e'' \quad (3.87)$$

Curenții I_e' și I_e'' descriu eroarea introdusă de polarizarea nenulă a joncțiunii colector-bază. Valoarea lor tipică este de 0,1...1 pA, astfel că efectul lor este neglijabil.

Efectul dat de tensiunea de ofset, V_{OS} , respectiv de curentul de polarizare, I_B , poate fi mult redus prin utilizarea unor compensări exterioare, utile însă numai pentru un domeniu relativ limitat de temperatură, de ordinul a 10...30°C.

Pentru a se obține performanțe ridicate este absolut necesară utilizarea unui amplificator operațional cu curenți mici de polarizare.

3.1.8.3. Scheme concrete de convertor logaritmic și convertor exponențial realizate cu tranzistoare

• În figura 3.41 este indicată schema unui **convertor logaritmic realizat cu componente discrete**. Din inspecția schemei se observă că se aplică toate tehnicile de circuit descrise anterior. Caracteristica de transfer a acestui convertor — care funcționează într-o gamă dinamică de 100 dB a semnalului de la intrare — este dată de relația :

$$v_o = -V_T \frac{R_1 + R_2}{R_2} \ln \left(\frac{v_i}{V_R} \cdot \frac{R_3}{R_4} \right) = - \log \frac{v_i}{R_4} - 5. \quad [V] \quad (3.88)$$

Abaterea tensiunii de la ieșire față de valoarea dată de relația de mai sus este de cel mult 1% pentru valori ale curentului de intrare cuprinse în gama 10 nA...1 mA. Pentru curenți peste 500 μA se face simțit efectul dat de rezistența serie a tranzistorului de logaritmare. La curenți mici, sursa principală de eroare este dată de curentul de ofset al amplificatorului LM108.

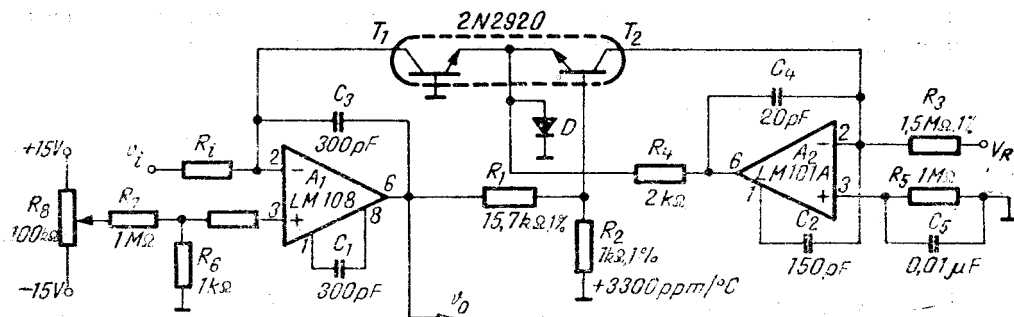


Fig. 3.41. Schema unui convertor logaritmic care acoperă 5 decade de variație a tensiunii de la intrare.

○ **Notă.** Acest convertor poate funcționa și ca neinvertor ($v_i > 0$, $v_o > 0$). În acest caz curentul de intrare se aplică amplificatorului A_2 , iar curentul de referință — amplificatorului A_1 . Desigur că în acest caz A_2 va fi un LM108, iar A_1 un LM101A.

Reglajul tensiunii de ofset a amplificatorului A_1 se realizează prin intermediul potențiometrului R_8 și al rezistențelor R_7 , R_6 , R_1 .

○ **Trebuie observat faptul că** utilizarea unei puternice compensări în frecvență a amplificatorului A_1 și a întregului convertor logaritmic face ca răspunsul său tranzitoriu să fie lent (pentru schema din figura 3.41, în cazul unui salt treaptă la intrare, tensiunea de la ieșire ajunge la 1% din valoarea finală într-un interval de ordinul milisecundelor).

● Schema unui **convertor exponențial** este indicată în figura 3.42. Pentru valorile concrete indicate în schemă se realizează funcția de transfer

$$v_o = 10^{-v_i}, \quad (3.89)$$

unde v_o și v_i sînt date în volți.

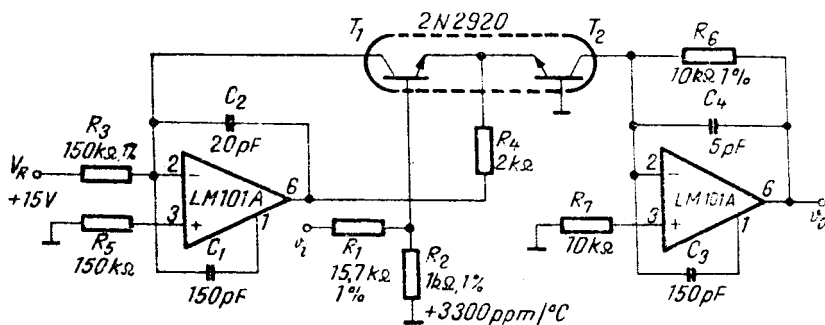


Fig. 3.42. Schema unui convertor exponențial.

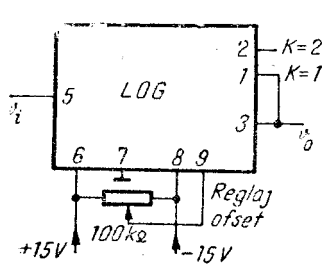
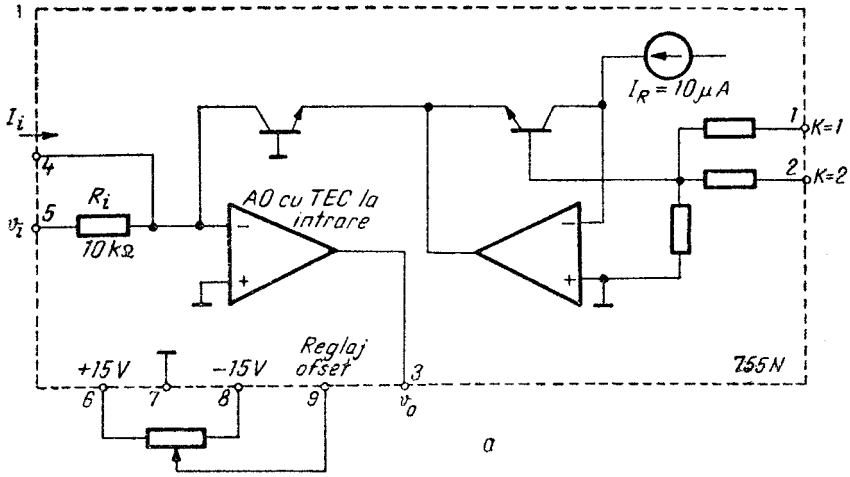
3.1.8.4. Module de conversie logaritmică și exponențială

În afara schemelor „discrete” — ca cele descrise mai înainte — există și circuite hibride, în care întregul convertor este gata fabricat sub forma unui modul, sarcina utilizatorului fiind astfel redusă la minimum — realizarea unor interconexiuni și eventual plasarea unor elemente de ajustare.

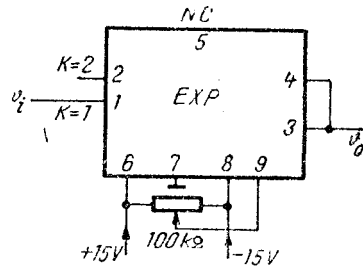
Cu titlu de exemplu se menționează *modulul 755N* [F8] al firmei *ANALOG DEVICES (S.U.A.)*. Schema de principiu a modului de conversie, precum și modul de conectare pentru obținerea unui convertor logaritmic sau exponențial sînt indicate în figura 3.43. Pentru un atac în curent se garantează o dinamică de 120 dB (10 nA...1 mA), iar pentru un atac în tensiune — o dinamică de 80 dB (1 mV...10 V). Circuitul exterior modului — de reglaj al ofsetului — este necesar numai în cazul atacului în tensiune.

3.1.8.5. Inversorul de curent

În cazul în care tensiunea sau curentul de intrare sînt negative, este necesară utilizarea pentru conversie logaritmică sau exponențială a unei perechi de tranzistoare *pnp*. Dacă aceste tranzistoare *pnp* nu sînt accesibile, se poate realiza convertorul cu tranzistoare *nnp*, montîndu-i în față un inversor de curent.

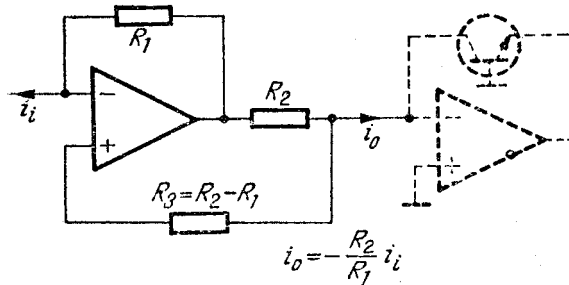


$$v_0 = -K \log \frac{v_i}{R_i I_R}$$



$$v_0 = -R_i I_R 10^{-\frac{v_i}{K}}$$

Fig. 3.43. Schema de principiu (a) și modul de conectare a modului 755N (ANALOG DEVICES) pentru a se obține un convertor logaritmic (b) sau exponențial (c).



$$i_0 = -\frac{R_2}{R_1} i_i$$

Fig. 3.44. Schema inversorului de curent.

Schema unui inversor de curent este indicată în figura 3.44. În mod obișnuit $R_1 = R_2$, astfel că $i_o = -i_i$. Trebuie observat că acest inversor de curent funcționează corect numai în cazul în care debitează pe un nod de potențial nul (cu alte cuvinte — pe o rezistență de sarcină nulă).

3.1.8.6. Convertorul multifuncțional

Combinarea unui convertor logaritmice cu un convertor exponențial în conformitate cu schema de principiu din figura 3.45, permite realizarea unei funcții de transfer

$$v_o = v_Y \left(\frac{v_Z}{v_X} \right)^m, \quad (3.90)$$

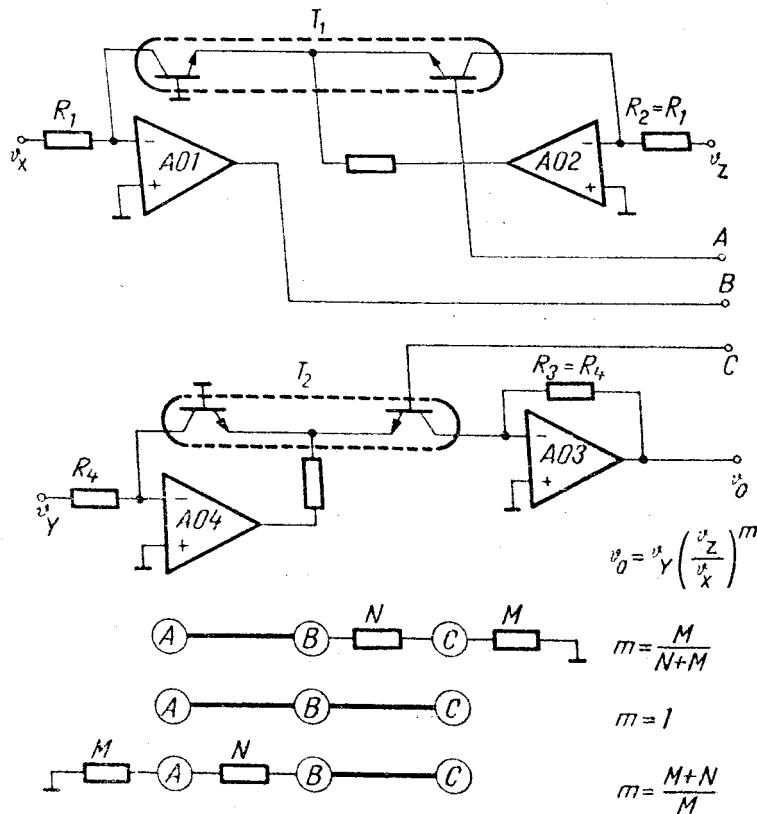


Fig. 3.45. Schema de principiu a unui convertor multifuncțional și modurile de conectare pentru a se obține diferite valori ale exponentului m .

unde v_o este tensiunea de ieșire, v_X , v_Y , v_Z — tensiunile de intrare, iar exponentul m poate lua valori subunitare sau supraunitare prin alegerea convenabilă a modului de conectare și a valorii rezistențelor care se leagă la bornele A , B , C . Valorile negative ale exponentului se obțin schimbînd între ele semnalele aplicate pe intrările X și Z .

Presupunind că tranzistoarele duale sînt formate din tranzistoare identice și că toate au aceeași temperatură, se pot scrie următoarele relații

$$v_A = \frac{kT}{q} \ln \frac{v_Z}{v_X}; \quad (3.91)$$

$$v_C = m v_A; \quad (3.92)$$

$$v_C + \frac{kT}{q} \ln \frac{v_Y}{R_3 I_S} = \frac{kT}{q} \ln \frac{v_0}{R_3 I_S}, \quad (3.93)$$

din care, după calculele simple, rezultă expresia dată mai înainte a caracteristicii de transfer.

Acest convertor multifuncțional permite obținerea funcțiilor de multiplicare, divizare, exponențiere, extragere de rădăcină. Pentru convertoarele multifuncționale realizate ca module hibride, gama tipică a valorilor tensiunilor de intrare și ieșire este $0 \dots +10$ V (funcționează numai în primul cadran), iar a exponentului m , $0,2 \dots 5$.

3.1.9. TEHNICA ECRANĂRII ȘI CONECTĂRII LA MASĂ ÎN AEMC

Precizia și sensibilitatea ridicată ce caracterizează, în general, funcționarea AEMC impun o grijă deosebită privind eliminarea influenței tensiunilor perturbatoare asupra procesului de măsurare. Măsurile ce se iau în acest sens vizează, pe de o parte, structura schemei adoptate și pe de altă parte modul de realizare constructivă a aparatului. În anumite aplicații, efectul perturbațiilor poate fi diminuat printr-o conectare corespunzătoare la masă a circuitelor AEMC.

3.1.9.1. Eliminarea influenței perturbațiilor

Dintre tensiunile perturbatoare se menționează, în primul rînd, datorită frecvenței apariției și importanței efectului asupra măsurării, tensiunile perturbatoare de mod comun cu frecvența rețelei.

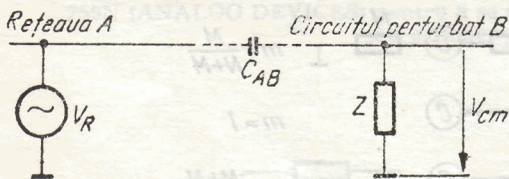


Fig. 3.46. Modul de inducere al tensiunii de mod comun V_{cm} de către câmpul electric al rețelei.

● Principalele modalități de apariție a tensiunilor de mod comun, în cazul AEMC, sînt ilustrate în figurile 3.46 și 3.47.

În primul caz (fig. 3.46), tensiunea de mod comun V_{cm} este indusă în circuitul perturbat B de către câmpul electric perturbator generat de rețeaua electrică A. Mărimea semnalului perturbator

va depinde de reactanța X_{AB} a capacității rețea-circuit și de impedanța Z față de masă a circuitului perturbat, conform expresiei:

$$V_{cm} = \frac{V_R}{Z - jX_{AB}} \cdot Z,$$

unde

$$X_{AB} = 1/\omega C_{AB}. \quad (3.94)$$