

Capitolul 9

Minimizarea zgomotelor și erorilor în circuite de semnal mic realizate cu A.O.

9.1 Introducere

Structurile integrate de tip A.O. (amplificator operațional) sunt cele mai răspândite circuite active aflate în componența părții analogice a aparaturii de instrumentație.

Atunci când semnalul de intrare este de ordinul μV sau nA și când se dorește realizarea unei precizii "profesionale", este necesară:

- a) luarea în considerație a tuturor surselor de eroare ce pot fi introduse de circuitul integrat;
- b) definirea lor;
- c) stabilirea unor metode de măsurare a parametrilor de "zgomot";
- d) aplicarea unor metode și soluții tehnologice de minimizare a efectului perturbațiilor aleatoare asupra rezultatului final.

Cele mai importante surse de eroare, care generic pot fi denumite "zgomote", aparținând categoriei mai sus amintite sunt:

- zgomotele propriu-zise (intrinseci), întâlnite în orice structură semi-conductoare, având la origine diverse mecanisme: agitația termică, discontinuitatea "barierelor" de potențial, generarea-recombinarea purtătorilor, avalanșarea joncțiunilor polarizate invers, existența impurităților metalice, imperfecțiuni ale contactelor, etc; de regulă, producătorul de circuite integrate indică drept parametri de zgomot valorile obținute prin sumarea necorelată a efectelor mecanismelor amintite, rezultatele respective fiind mărimi de natură statistică. Acceptând drept criteriu mărimea raportului dintre rezistența internă a surselor de zgomot și rezistența de sarcină pe care debitează, sursele de zgomot pot fi aproximativ împărțite în două categorii: *surse de tensiune*, respectiv *surse de curent*;

- nesimetrizări (constructive) ale circuitelor diferențiale integrate, ce pot fi doar parțial compensate prin reglaje exterioare (diversele offset-uri de tensiune și curent);

- neliniarități ale amplificării în banda de frecvență nominală, generatoare

de distorsiuni ale semnalului la ieșire;

- variații ale temperaturii capsulei integratului ce pot duce la modificări ale curenților de polarizare și ale punctelor statice de funcționare, cunoscute generic sub denumirea de drift (deplasare) cu temperatura;

- existența unor amplificări neidentice ale semnalelor prezente la intrările inversoare și neinversoare (dezechilibre) având drept efect nerejectarea totală a modului comun;

- variații ale tensiunilor de alimentare însoțite eventual și de alte semnale parazite cuplate în traseele (lungi) ale alimentărilor;

- tensiuni provenind de la alte etaje sau circuite electrice care prin diferite căi (cuplaje capacitive, inductive, curenți de scurgere, trasee comune de masă), apar la intrările amplificatorului operațional;

- cuplaje în interiorul aceluiași cip între două canale diferite (în cazul structurilor duale sau cadruple care prezintă, în compensație, avantaje deosebite la utilizarea în domeniul instrumentației).

9.2 Definirea parametrilor generali de "zgomot" (eroare) asociați amplificatoarelor operaționale

Primul pas în analiza și proiectarea unei aplicații practice cu A.O. este să se determine răspunsul montajului în varianta acceptării ipotezei amplificatorului ideal, al doilea fiind evaluarea posibilelor impacte ale devierii de la ideal.

Un model simplificat al A.O. este prezentat în figura 9.1.

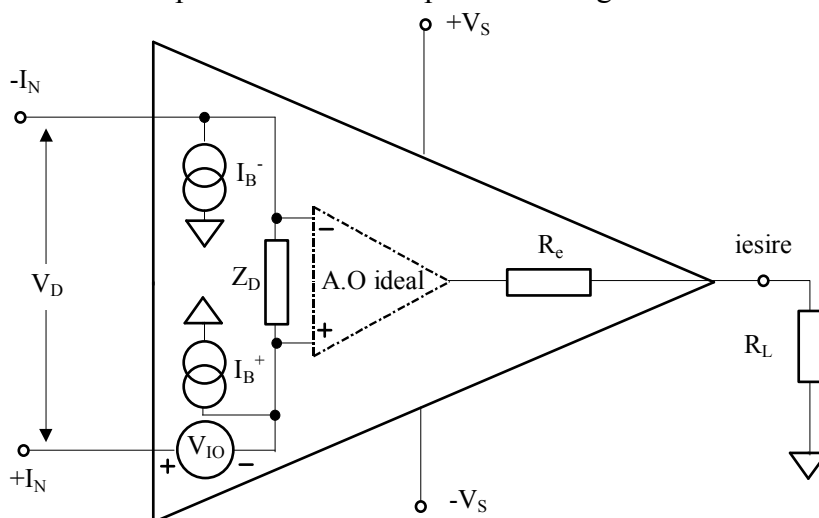


Fig.9.1 Model simplificat al amplificatorului operațional real

Pentru a fi amplificator ideal, tensiunea de offset de intrare V_{IO} și curenții

de polarizare ai intrărilor (inversoare și neinversoare), I_B^- , respectiv I_B^+ trebuie să fie zero. Impedanța de intrare diferențială Z_D ar trebui să fie infinită iar impedanța de ieșire R_e , nulă. Amplificarea în buclă deschisă trebuie să fie infinită. Amplificatoarele operaționale au, în montajele cele mai obișnuite, două tensiuni de alimentare simetrice (una pozitivă și una negativă), fără a avea un pin special destinat conectării la referința montajului. Intrările de semnal (inversoare și neinversoare) și ieșirea sunt raportate la masa (punctul median) surselor de alimentare. Este bine de precizat că fiecare mare producător de A.O. își definește propriile metodologii de testare a parametrilor A.O., de regulă în condițiile dure impuse de standardele militare.

9.2.1 Offset-urile de c.c.

Offset-ul de intrare V_{IO} este tensiunea diferențială care trebuie aplicată între intrarea inversoare și intrarea neinversoare, astfel încât ieșirea să fie nulă. Pentru a izola V_{IO} ca un factor de eroare independent, sursele de alimentare trebuie să fie perfect simetrice, tensiunea de mod comun să fie neglijabilă și impedanțele surselor de intrare să fie foarte mici, astfel încât curenții de polarizare de la intrare să fie neglijabili.

Cauza acestor tensiuni de offset (dezechilibru) este diferența (extrem de mică, dar totuși sesizabilă) între tensiunile bază-emitor (sau poartă-sursă) ale perechii de tranzistori diferențiali de la intrare. Aceste diferențe provin din micile dezechilibre ale impedanțelor de colector sau ale curenților de scăpări (generați termic) ai joncțiunilor emitor-bază.

Cel mai simplu montaj de test pentru V_{IO} este prezentat în figura 9.2.

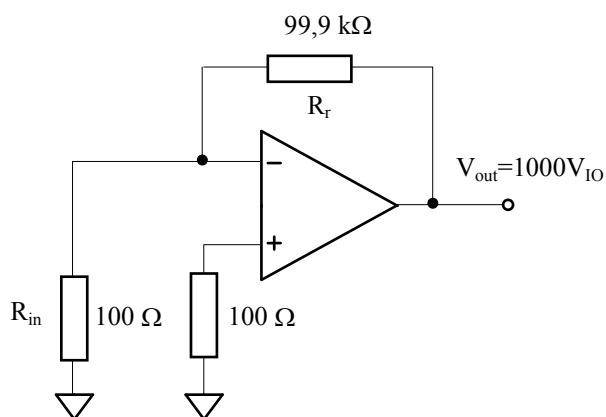


Fig. 9.2 Montaj pentru măsurarea V_{IO}

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_f}{R_{in}}\right) \cdot V_{IO} = 1000 \cdot V_{IO} \quad (9.1)$$

Dezavantajul circuitului din figura 9.2 constă în suprapunerea efectelor datorate reacției termice și amplificării finite în buclă deschisă.

Un montaj de test mai performant este cel utilizat în circuitele de compensare tip "auto-zero", obținut prin introducerea unui amplificator suplimentar, funcționând ca integrator (inversor), care închide o buclă de reacție negativă. Integratorul asigură un câștig în c.c. foarte mare, iar ieșirea A.O. testat este forțată spre zero, figura 9.3:

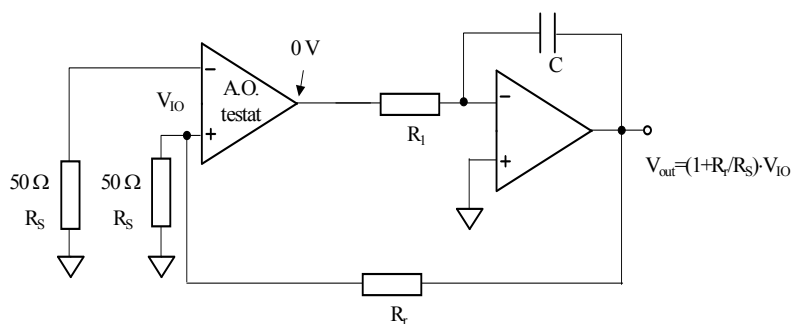


Fig.9.3 Testarea V_{IO} , utilizând integrator inversor în buclă de reacție

Rezistențele surselor (R_S) sunt de valori mici (50Ω), astfel încât curenții de polarizare să determine căderi de tensiune neglijabile. Rezistorul de reacție R_f este dimensionat astfel încât să nu se ajungă în zona de limitare, determinată de depășirea domeniului de ieșire garantat (de regulă $\pm 12V$, pentru tensiuni de alimentare de $\pm 15V$).

În cazul în care rezistența sursei este mare (orientativ, peste $20\text{ k}\Omega$) generatorul de tensiune de offset de la intrare capătă o pondere mică față de generatorul de curent de offset de la intrare (I_{IO}). Acesta este motivul pentru care testarea lui V_{IO} , se face în cele două cazuri extreme ($R_S \cong 10\Omega$ și $R_S \cong 20\text{ k}\Omega$); în ambele situații valoarea măsurată trebuie să fie inferioară valorii specificate în catalog.

Compensarea acestui dezechilibru se realizează de regulă printr-un potențiomtru exterior, ale cărui extremități sunt conectate în circuitele de colector (drenă) ale etajului diferențial de intrare al A.O. iar cursorul e conectat la tensiunea (pozitivă) de alimentare.

Plaja în care V_{IO} poate fi ajustată trebuie să fie relativ redusă, altfel existând pericolul introducerii unui drift cu temperatura în perechea de tranzistori de la intrare mai mare decât offset-ul compensat.

Considerând drept principală cauză a tensiunii de offset dezechilibrul dintre tensiunile bază-emitor ale celor doi tranzistori de intrare, avem situația din

figura 9.4 și relația (9.2), fiind mai clar rolul potențiometrului exterior.

$$V_{IO} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{R_{C2} \cdot I_{C2}}{R_{C1} \cdot I_{C1}}\right) \quad (9.2)$$

Verificarea compensării offset-ului ridică problemele generale ale măsurării tensiunilor foarte mici, principalii factori ce limitează rezoluția fiind tensiunile aleatoare de zgomot intrinsec, gradientii termici prezenți la intrare și tensiunile tip "termocuplu" existente la soclul integratului sau la contactele

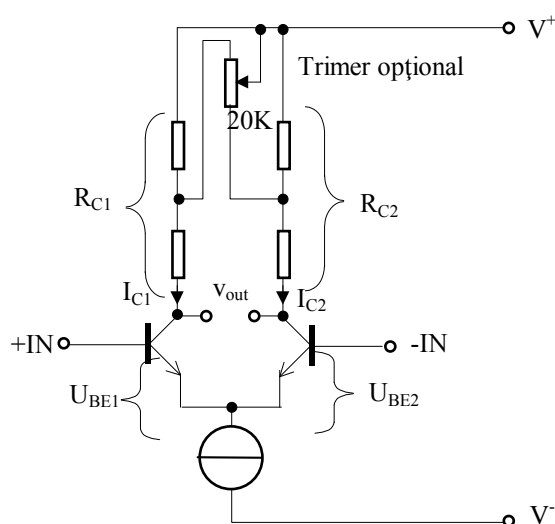


Fig.9.4 Compensarea V_{IO} cu potențiometru exterior

releelor electro-mecanice folosite pentru schimbarea condițiilor de test.

Tensiunea de offset de la intrare depinde și de temperatură, astfel încât este introdus parametrul TCV_{IO} (schimbarea cu temperatura a tensiunii de offset).

Pentru definiție se folosește relația (9.3)

$$TCV_{IO} = \frac{|V_{IO}(T_H) - V_{IO}(25^\circ C)| + |V_{IO}(T_L) - V_{IO}(25^\circ C)|}{|T_H - T_L|} \quad (9.3)$$

unde T_H și T_L sunt extremele intervalului de temperatură de interes. În relația (9.3) raportarea la temperatura medie ($25^\circ C$) este justificată de variațiile nemonotone ale offsetului cu temperatura, mai ales în cazul A.O. cu TEC-uri la intrare.

9.2.2 Curenții de polarizare a intrărilor

Acești curenți au valori cuprinse între sute de nanoamperi și picoamperi. Impactul lor asupra performanțelor sistemului depinde de mărimea impedanțelor

de intrare și de reacție. În cazul etajelor de intrare cu tranzistori n-p-n, I_B la oricare din intrări este chiar curentul de bază al tranzistorului, care se calculează împărțind curentul de colector la β (amplificarea în curent a tranzistorului respectiv).

În cazul intrărilor cu TEC-J, curentul I_B este curentul de poartă, datorat "scurgerilor" și are o valoare foarte mică; creșterea exponențială cu temperatura (se dublează aproximativ la fiecare 10°C) este însă un inconvenient important.

Putem defini curentul de polarizare I_B drept curentul necesar ambelor intrări ale A.O., pentru a avea ieșirea zero, în condițiile în care intrarea și offset-ul de tensiune sunt nule.

În catalog I_B se definește drept media aritmetică a valorilor absolute ale curenților de polarizare absorbiți de cele două intrări.

$$I_B = \pm \frac{|I_{B+}| + |I_{B-}|}{2} \quad (9.4)$$

La A.O. special proiectate pentru un curent de polarizare mic, se utilizează definiția:

$$I_B = \pm \max(|I_{B+}|, |I_{B-}|) \quad (9.5)$$

Diferența între curenții de polarizare ai celor două intrări (inversoare, respectiv neinversoare) joacă rolul unui curent de offset de intrare:

$$I_{IO} = I_{B+} - I_{B-} \quad (9.6)$$

Una din soluțiile de minimizare a curenților de polarizare este folosirea structurilor super-beta de tranzistoare n-p-n, care prezintă un câștig de curent foarte mare.

Pentru o definiție riguroasă a curenților de polarizare I_B , trebuie să avem semnal nul de intrare. Pentru montajele "inversoare", intrarea neinversoare este pusă la "zero", deci și modul comun este zero. În cazul montajelor "neinversoare" sau "diferențiale" modul comun existent va influența asupra curenților I_{B+} și I_{B-} . Este deci recomandabil, în testele de măsurare a lui I_B și I_{IO} , să se reducă la zero tensiunea de intrare de mod comun.

Variația lui I_B cu temperatura este diferită, funcție de tehnologia de fabricație utilizată.

Pentru A.O. cu tranzistori de intrare n-p-n, I_B crește la scăderea temperaturii, datorită scăderii câștigului de curent. Amplificatoarele cu tranzistori de intrare p-n-p au I_B aproape constant până la 100°C , temperatură peste care intervin curenții de scurgere.

În montajele de test, utilizarea impulsurilor are avantajul minimizării variațiilor de temperatură.

Pentru măsurarea lui I_B și I_{IO} , se utilizează montajul din fig.9.5.

$$V_{iesire} = \left(1 + \frac{R_r}{100\Omega}\right) \cdot (V_{IO} + I_{B+} \cdot R_S - I_{B-} \cdot R_S) \quad (9.7)$$

Pentru S_1 închis se testează I_{B+} , pentru S_2 închis se testează I_{B-} iar cu

ambele comutatoare deschise se evaluează $I_{IO} = I_{B+} - I_{B-}$. Cu S_1 și S_2 închise se măsoară V_{IO} (vezi cazul prezentat în figura 9.3).

În figura 9.5, R_S și R_r sunt mult mai mari decât 100Ω .

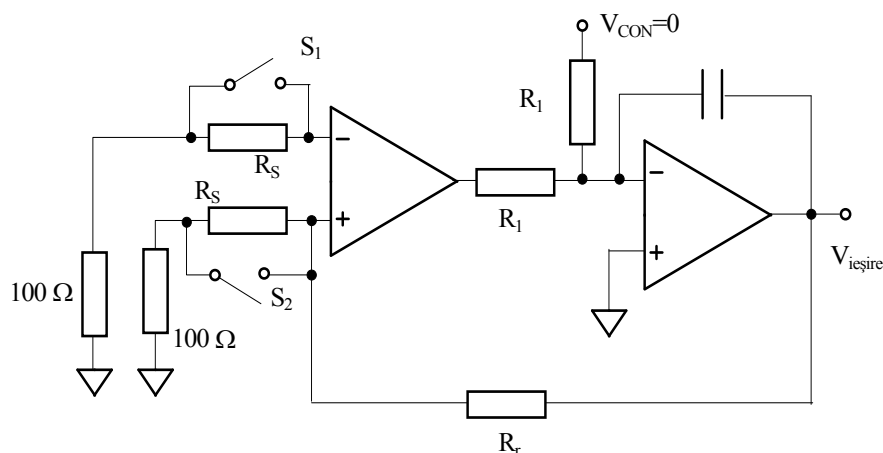


Fig.9.5 Montaj pentru măsurarea tensiunilor și curenților de offset

Metoda prezentată este pretabilă la automatizare.

Pentru curenți I_B mai mici de 10 pA, montajul nu mai dă satisfacție, deoarece o creștere excesivă a lui R_S mărește timpul de stabilire al buclei și nivelul de zgomot termic introdus de R_S devine comparabil cu I_B .

9.2.3 Rejecția modului comun

Se definește drept câștig de mod comun al unui A.O., variația nedorită a tensiunii la ieșire, raportată la variația corespunzătoare a tensiunii de mod comun prezentă la intrare.

$$A_{MC} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{MC}} \quad (9.8)$$

Dacă notăm cu A_{MD} , câștigul de mod diferențial al A.O., definim raportul rejecției modului comun prin relația (9.9):

$$CMRR = \frac{A_{MD}}{A_{MC}} \quad (9.9)$$

Logaritmând relația (9.9) obținem expresia în dB a rejecției de mod comun:

$$CMR = 20 \log_{10} CMRR = 20 \log_{10} \frac{A_{MD}}{A_{MC}} \quad (9.10)$$

La A.O. performante, rejecția modului comun este de peste 80 dB (atât timp cât nivelul de intrare permite funcționarea amplificatorului în zona liniară).

La testarea rejecției de mod comun trebuie precizată tensiunea maximă de mod comun, acceptabilă la cele două intrări. Domeniul tensiunilor de intrare poate fi definit drept intervalul în care specificațiile de catalog ale *CMR* rămân valabile.

Pentru măsurarea *CMR*, se folosește bucla clasică de la măsurarea V_{IO} , prevăzută cu o intrare de control V_{con} , care are drept scop menținerea centrată a ieșirii amplificatorului testat față de tensiunile de alimentare.

Testarea directă a *CMR* este relativ incomodă. O metodă mai ingenioasă constă în modificarea tensiunilor de alimentare (în loc de +15V și -15V, se aplică +25V și -5V, astfel încât punctul median devine +10V sau se aplică +5V și -25V, noul punct median fiind -10V). Datorită acestor modificări, masa generală (aplicată prin intermediul rezistențelor de 100Ω la intrările amplificatorului testat), devine un mod comun de -10V, respectiv de +10V.

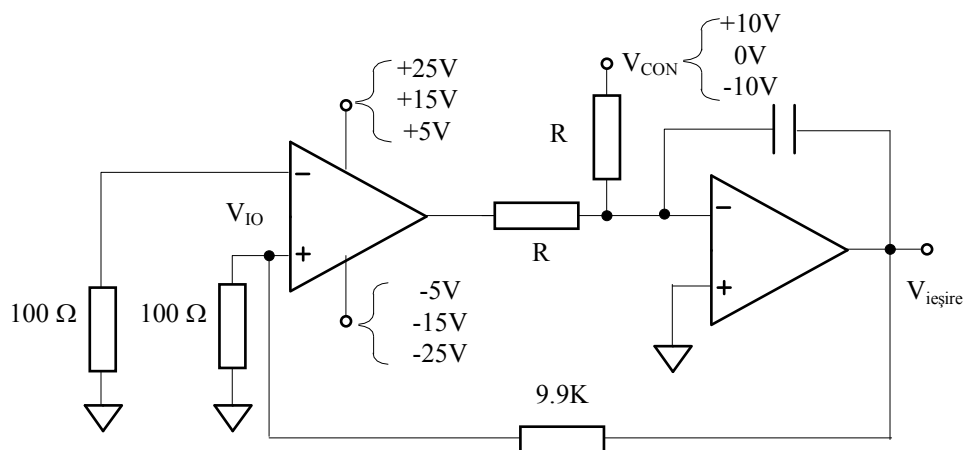


Fig. 9.6 Testarea rejecției modului comun prin modificarea punctului median al surselor de alimentare

Tensiunile aplicate la borna V_{CON} au valorile de 0V (pentru tensiunile de alimentare simetrice de +15V și -15V), +10V (pentru tensiunile de alimentare +25V și -5V) și -10V (pentru tensiunile de alimentare de +5V și -25V). În acest fel se determină *CMR* prin măsurarea variațiilor tensiunii de ieșire în funcție de modificările modului comun.

Pentru valorile din figura 9.6, câștigul buclei este $1 + \frac{9900}{100} = 100$; să presupunem că pentru o variație a modului comun de 10 V, avem o modificare a ieșirii V_O cu 100 mV, ceea ce corespunde la o variație a dezechilibrului de intrare cu $\frac{100mV}{100} = 1mV$.

Putem calcula : $CMRR = \frac{10V}{1mV} = 10^4$ și $CMR = 20 \log 10^4 = 80dB$

9.2.4 Rejecția variațiilor surselor de alimentare (PSRR)

Acest parametru este asemănător cu $CMRR$, deosebirea constând în menținerea modului comun constant, în timp ce tensiunile de alimentare sunt variate simetric.

Păstrând schema de test din fig.9.6, în loc de tensiuni de alimentare de +15V și -15V, se aplică tensiuni de +5V și -5V. Tensiunea de ieșire se va modifica cu ΔV_o , care reprezintă variația corespunzătoare a intrării ΔV_{IO} , multiplicată cu câștigul G . Dacă $\Delta V_o = 150mV$ atunci $\Delta V_{IO} = 1,5mV$, și

$$PSRR = \frac{1,5mV}{10V} = 150 \frac{\mu V}{V}.$$

9.2.5 Tensiunea și curentul de zgomot (intrinsec) de la intrare

În esență, tensiunea de zgomot de la intrare și curentul de zgomot de la intrare reprezintă mici fluctuații imprevizibile și nedorite ale parametrilor anterior definiți V_{IO} și I_B . Parametrii de zgomot, având natură statistică, trebuie măsurați (și mediați), într-o perioadă mai mare de timp, pentru a putea garanta repetabilitatea și precizia.

Măsurarea zgomotelor unui A.O. este dificilă, în primul rând datorită suprapunerii cu zgomotul introdus de rezistența de intrare, de rezistențele de reacție și cu zgomotul provenit din mediul înconjurător.

În catalog se definește o tensiune de zgomot la intrare V_{ZI} , vârf la vârf, pentru o bandă de JF (tipic 0,1 - 10 Hz), care se exprimă în μV_{V-V} și un curent de zgomot la intrare, I_{ZI} (tipic, pentru aceeași bandă 0,1 - 10 Hz), exprimat în nA_{V-V} sau chiar în pA_{V-V} .

Caracteristicile de zgomot ale unui A.O., mai conțin și densitatea tensiunii de zgomot de la intrare, exprimată în $\frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$ sau $\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$, alături de densitatea curentului de zgomot de la intrare, exprimată în $\frac{nA}{\sqrt{Hz}}$ sau $\frac{pA}{\sqrt{Hz}}$. Aceste specificații limită stabilesc zgomotul A.O. într-o bandă de 1 Hz, la trei frecvențe precizate (tipic 10 Hz, 100 Hz și 1000 Hz).

Catalogele conțin (mai ales pentru A.O. special destinate utilizării în etaje de semnal mic) grafice care prezintă variația densității tensiunii, respectiv curentului de zgomot funcție de frecvență (figura 9.7). În aceste grafice este evidențiată componenta de joasă frecvență a zgomotului în $1/f$ (cotul $1/f$) în

domeniul frecvențelor mai ridicate rămânând dominante mecanismele de zgomot alb, cu densitate spectrală de zgomot constantă.

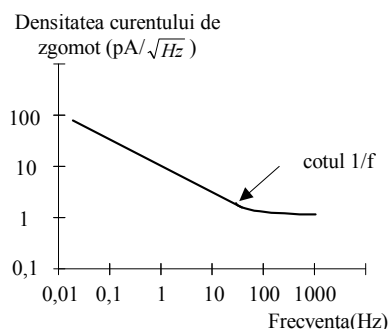


Fig. 9.7 Densitatea spectrală a curentului de zgomot

Alt tip de grafice indică valoarea efectivă a tensiunii de zgomot de bandă largă de la intrare (exprimată în μV) în funcție de lățimea benzii alese, pornind de la 100Hz. Tehnologic, obținerea unor caracteristici de zgomot mic pentru A.O. monolitice se realizează prin creșterea curenților de repaos ai tranzistorilor de intrare. Creșterea curenților de colector ar implica o creștere a curenților de polarizare, care poate fi compensată parțial prin circuite de "anulare" a acestor curenți.

Tensiunea de zgomot este invers proporțională cu rădăcina pătrată a curentului din colectorii etajului diferențial de intrare. În același timp (ca urmare a creșterii curenților din bazele tranzistorilor de intrare), curentul de zgomot crește direct proporțional cu rădăcina pătrată a curentului de colector. Micșorarea tensiunii de zgomot se realizează cu prețul deteriorării curentului de zgomot. În montajele de zgomot mic, elementul care stabilește dacă se utilizează A.O. cu tensiune, respectiv curent de zgomot mic este mărimea rezistenței sursei de semnal.

9.2.6 Separarea canalelor (diafonia)

Este un parametru caracteristic structurilor monocip duale sau cuadrule. Între două canale, teoretic complet izolate, există un anumit cuplaj datorat surselor de alimentare comune, rezistențelor finite de separație și "radiatorului" termic comun (capsula). Structurile duale și cuadrule sunt soluția ideală atunci când se dorește minimizarea consumurilor și reducerea complexității cablajului, în scheme care necesită caracteristici cât mai apropiate pentru circuitele utilizate.

Definiția separării dintre canale se face cu relația (9.11) aplicată figurii 9.8.

$$S.C. = 20 \cdot \log \frac{V_0}{V_2 \div 100} (dB) \quad (9.11)$$

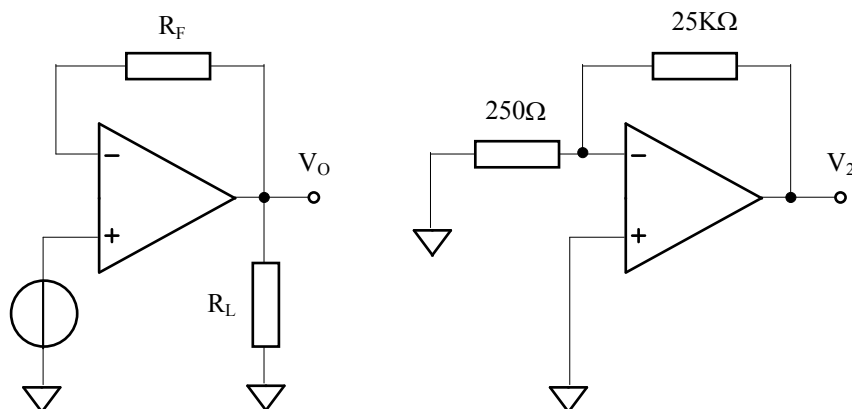


Fig. 9.8 Montaj pentru testarea separării canalelor

Separarea canalelor se măsoară prin mărimea tensiunii parazite induse la intrarea unui canal de semnalul (util) vehiculat printr-un alt canal (adiacent).

În unele cazuri, în catalog se precizează frecvența și nivelul tensiunii V_0 (vârf la vârf) și mărimea sarcinii R_L pentru care se testează acest parametru. Semnalul de frecvență ridicată este mult mai penetrant (datorită, în special, cuplajelor capacitive), deci este de așteptat o scădere a S.C. către limita superioară a benzii de frecvențe.

9.2.7 Distorsiunile armonice

Caracteristica de transfer a unui A.O. (în zona excursiilor de tensiune permise, atât la intrare cât și la ieșire) este afectată de neliniarități.

Dacă se aplică la intrarea unui A.O. un semnal perfect sinusoidal de o anumită frecvență, la ieșire se regăsește un semnal având un factor de distorsiuni armonice, determinat de frecvența semnalului de intrare, mărimea rezistenței de sarcină și câștigul montajului. De regulă, pentru amplificatoarele de viteză și de precizie, constructorul furnizează un grafic (figura 9.9), însoțit de precizarea

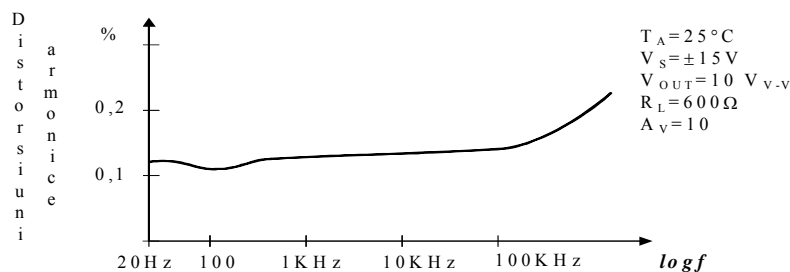


Fig. 9.9 Distorsiunile armonice introduse de A.O.

condițiilor de test.

Ca regulă generală, distorsiunile armonice totale cresc odată cu frecvența și cu amplificarea în tensiune a montajului.

9.3 Măsurarea parametrilor de zgomot intrinsec ai A.O.

Modelul de zgomot cel mai răspândit pentru A.O. este reprezentat în

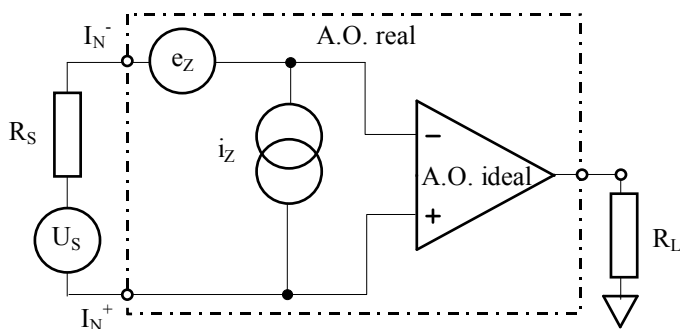


Fig. 9.10 Modelul generatorului echivalent de zgomot de la intrare

figura 9.10, fiind numit modelul generatorului echivalent de zgomot de la intrare. Tensiunea de zgomot totală prezentă la intrarea amplificatorului este rezultatul sumării pătratice a trei semnale necorelate: tensiunea de zgomot termic datorată rezistenței sursei de semnal, tensiunea de zgomot a A.O. și tensiunea de zgomot rezultată prin parcurgerea de către i_z (curentul de zgomot al generatorului de la intrarea A.O.) a rezistenței echivalente $R_S // Z_{inAO}$. Deoarece impedanța diferențială de la intrarea AO este mai mare de $1 \text{ M}\Omega$, se poate accepta aproximarea $R_S // Z_{inAO} \cong R_S$.

$$e_{ztotal} = \sqrt{e_z^2 + (R_S \cdot i_z)^2 + 4kTR_S B} \quad (9.12)$$

Prin modificarea rezistenței sursei, între zero și valori foarte mari, termenul preponderent în expresia lui e_{ztotal} este e_z , respectiv $R_S i_z$. Majoritatea surselor (trductoarelor) care furnizează semnal amplificatoarelor de intrare au impedanțe relativ mici. Astfel, punțile tensometrice au impedanța mai mică de 500Ω , în timp ce capetele, dozele și cartușele magnetice sau transformatoarele nu depășesc 1500Ω . La tructoarele magnetice (în varianta cuplajului direct) este absolut esențială condiția unor curenți de polarizare I_B foarte mici (implicat I_{IO} și i_z neglijabili), astfel încât să fie evitată automagnetizarea.

Producătorii de A.O. furnizează grafice care reprezintă densitatea de zgomot totală (la o anumită frecvență), exprimată în nV/\sqrt{Hz} , funcție de

rezistența sursei sau zgomotul de joasă frecvență 0,1-10 Hz (valoarea vârf la vârf, exprimată în nV sau μV), funcție de aceeași R_S .

Aceste grafice permit (prin comparare) alegerea A.O. cu cele mai bune performanțe de zgomot funcție de rezistența sursei și de banda de frecvențe de interes.

9.3.1 Măsurarea zgomotului de joasă frecvență (0,1 Hz - 10 Hz)

Mecanismul dominant în această bandă, îl constituie zgomotul în $1/f$. Nivelele vârf la vârf ale specificațiilor de zgomot ale A.O. fiind de ordinul μV , trebuie luate o serie de precauții la măsurarea în banda 0,1 Hz-10 Hz:

- măsurările vor fi făcute după cel puțin 5 minute de la aplicarea tensiunilor de alimentare, pentru atingerea unui regim termic stabil (datorită driftului termic în perioada de încălzire, tensiunea de offset se modifică cu 4-6 μV);

- pentru minimizarea efectelor de termocuplu, montajul de test trebuie "ecranat" împotriva curenților de aer;

- trebuie evitate mișcările bruște din apropierea montajului, care pot induce tensiuni parazite (de altă natură decât cea testată);

- timpul de test nu trebuie să fie mai mare de 10 secunde, fiind astfel introdus un "zero adițional", care elimină contribuțiile în zgomot ale frecvențelor mai joase de 0,1 Hz;

- dacă se efectuează măsurări asupra unui număr mai mare de unități, este recomandabilă și o evaluare a densității tensiunii de zgomot la 10 Hz, care se corelează cu zgomotul vârf la vârf din banda 0,1 Hz - 10 Hz, deoarece ambele rezultate sunt determinate de zgomotul alb și de poziția "cotului" $1/f$, datorat contribuției mecanismelor de joasă frecvență (zgomote colorate).

O schemă tipică pentru măsurarea zgomotului de la intrare de joasă frecvență este dată în fig.9.11.

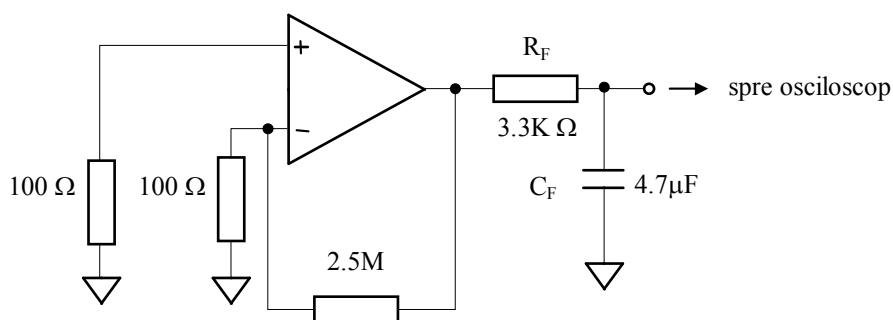


Fig 9. 11 Schemă de test pentru zgomotul de joasă frecvență

Componentele R_F și C_F formează un filtru trece jos, având frecvența de tăiere $f = \frac{1}{2\pi R_F \cdot C_F} \cong 10 \text{ Hz}$. Alegând la osciloscop baza de timp 1 sec/div , se realizează și cealaltă limitare a benzii (la $0,1 \text{ Hz}$).

Amplificarea montajului este $\frac{2,5 \text{ M}\Omega}{100 \Omega} = 25000$. Alegând la osciloscop treapta de 10 mV/div , zgomotul de la intrare va fi vizualizat cu o sensibilitate de $\frac{10 \text{ mV/div}}{25000} = 400 \text{ nV/div}$

Un montaj mai performant care conține suplimentar un filtru trece sus, având frecvența de tăiere la $0,1 \text{ Hz}$, cu o bună stabilitate (în ciuda câștigului mare în tensiune, de 10.000×5) este prezentat în figura 9.12.

Pentru a nu se introduce zgomote considerabile de către rezistențele filtrelor, se preferă (în scopul obținerii frecvențelor de tăiere relativ joase), utilizarea unor condensatoare de valori mari ($23,5 \mu\text{F}$), care să nu se polarizeze preferențial. O soluție acceptabilă, atât din punct de vedere al gabaritului, cât și al costului, este montarea "spate la spate" a unor condensatoare electrolitice (cu tantal).

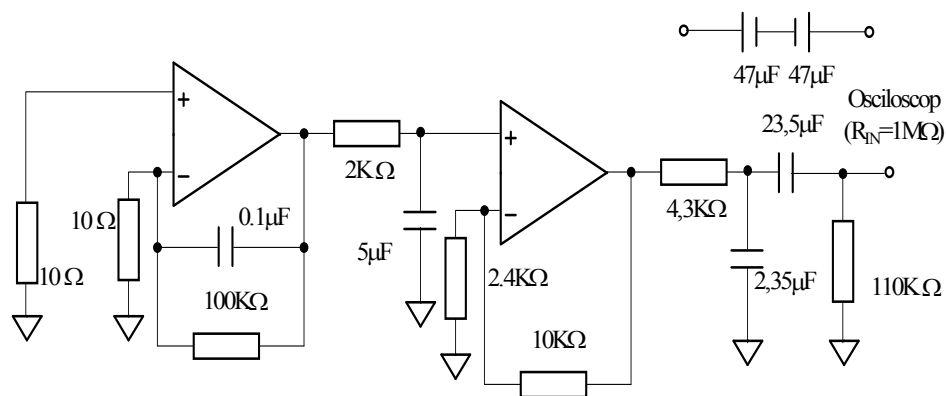


Fig. 9.12 Schemă performantă pentru măsurarea zgomotului de joasă frecvență ($0,1 \text{ Hz} - 10 \text{ Hz}$)

În acest montaj, câștigul în tensiune al celui de-al doilea A.O. este de numai 5, fiind net dominantă la ieșire contribuția în zgomot a primului A.O.

Schemele de test din figurile 9.11. și 9.12, datorită rezistenței neglijabile a sursei de semnal, măsoară practic numai contribuția tensiunii de zgomot. Introducând forțat o rezistență a sursei de ordinul $\text{M}\Omega$, se poate determina și curentul de zgomot de la intrare.

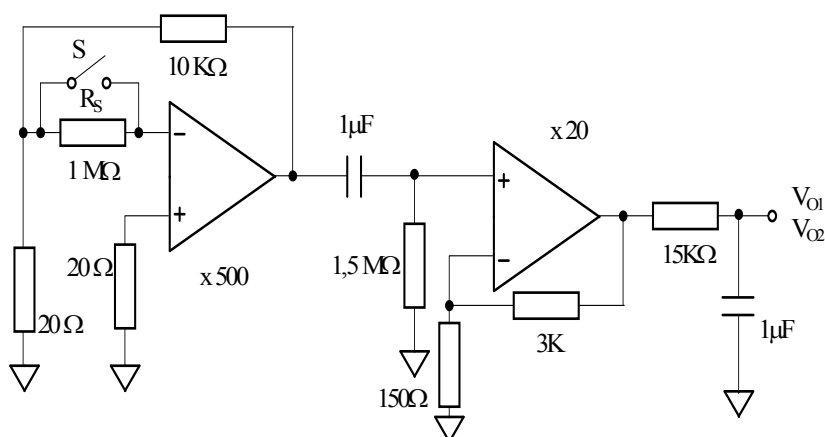


Fig. 9.13 Metodă de creștere forțată a rezistenței sursei, folosită pentru măsurarea curentului de zgomot de la intrare, i_z

$$A_V = 500 \times 20 = 10.000$$

Dacă S este închis, $R_S \approx 0$ și tensiunea la ieșire se calculează cu relația:

$$V_{01} = A_V \cdot e_z \Rightarrow e_z = \frac{V_{01}}{A_V} \quad (9.13)$$

Dacă S este deschis, $R_S = 1\text{M}\Omega$ și se aplică modelul generatorului echivalent de zgomot de la intrare (banda $B = 10\text{Hz}$, delimitată de FTJ și FTS înseriate).

$$V_{02} = A_V \cdot \sqrt{e_z^2 + (R_S i_z)^2 + 4kTR_S B} \quad (9.14)$$

de unde rezultă i_z ,

$$i_z = \frac{\sqrt{\frac{V_{02}^2}{A_V^2} - \frac{V_{01}^2}{A_V^2} - 4kTR_S \cdot B}}{R_S} \quad (9.15)$$

Producătorii de A.O. pun la dispoziția utilizatorilor foi de catalog conținând grafice cu zgomotul total prezent la intrarea AO, în funcție de rezistența sursei de semnal.

9.4 Modele de zgomot ale A.O.

9.4.1 Modelul generatorului echivalent de tensiune de zgomot de la intrare

Un model de zgomot este esențial pentru calculul tensiunii echivalente de zgomot, prezentă la intrarea A.O., care se suprapune peste semnalul de

intrare și care reprezintă rezultanta concentrată a tuturor surselor de curent și tensiune de zgomot, existente în schema inversoare sau neinversoare utilizată.

Pentru un amplificator operațional în montaj neinversor, se acceptă modelul prezentat în figura 9.14.

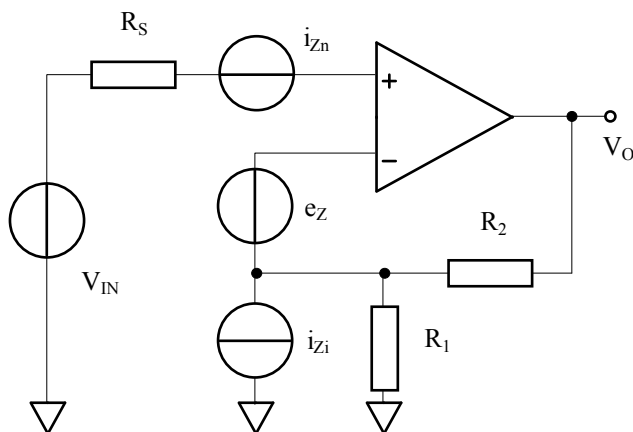


Fig. 9.14 Modelul de zgomot al AO în montaj neinversor

S-a notat cu i_{Zn} și i_{Zi} , curentul de zgomot la intrarea neinversoare, respectiv inversoare; e_Z reprezintă tensiunea de zgomot de la intrarea A.O., R_S rezistența sursei de semnal iar $G_n = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, amplificarea în buclă închisă a montajului neinversor.

Tensiunea de ieșire datorată zgomotelor intrinseci (se neglijează zgomotul termic al rezistențelor, considerate nezmotoase) se obține prin sumarea pătratică a tuturor contribuțiilor (necorelate).

$$e_{Zout} = \sqrt{(e_Z)^2 \cdot G_n^2 + (R_S \cdot i_{Zn})^2 \cdot G_n^2 + (R_2 i_{Zi})^2} \quad (9.16)$$

Tensiunea echivalentă de zgomot la intrare se obține prin împărțirea tensiunii măsurate la ieșire la valoarea câștigului G_n .

Montajul inversor acceptă modelul de zgomot din figura 9.15 (în care s-a presupus $R_1 \gg R_S$); câștigul G_i al montajului inversor este $-\frac{R_2}{R_1}$.

Prin sumare pătratică (rezistențele se consideră nezmotoase), se obține tensiunea de zgomot la ieșire:

$$e_{Zout} = \sqrt{(e_Z)^2 (1 + |G_i|)^2 + (R_2 i_{Zi})^2 \cdot G_i^2} \quad (9.17)$$

Prin împărțire la modulul lui G_i , se obține tensiunea echivalentă de zgomot la intrare (raportată la intrare).

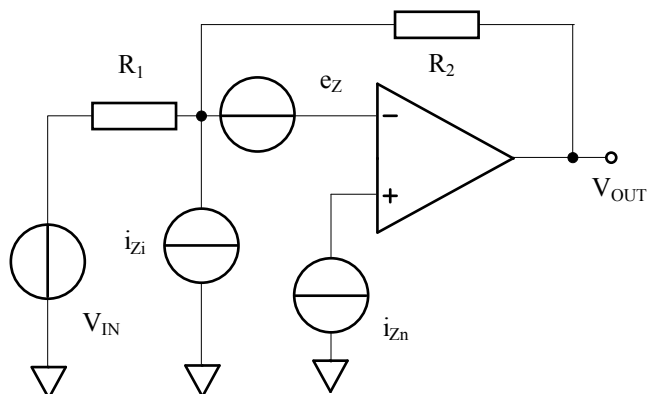


Fig. 9.15 Modelul de zgomot al AO în montaj inversor

Curenții de zgomot i_{Zn} și i_{Zi} , la cele două intrări ale A.O. sunt considerați de cele mai multe ori egali; totuși, măsurări de precizie pot evidenția valori ale lui i_{Zi} de 7-8 ori mai mari decât ale lui i_{Zn} (pentru același amplificator).

În cazul în care se ține cont și de curentul de zgomot introdus de rezistențele de reacție, avem modelul din figura 9.16, valabil pentru

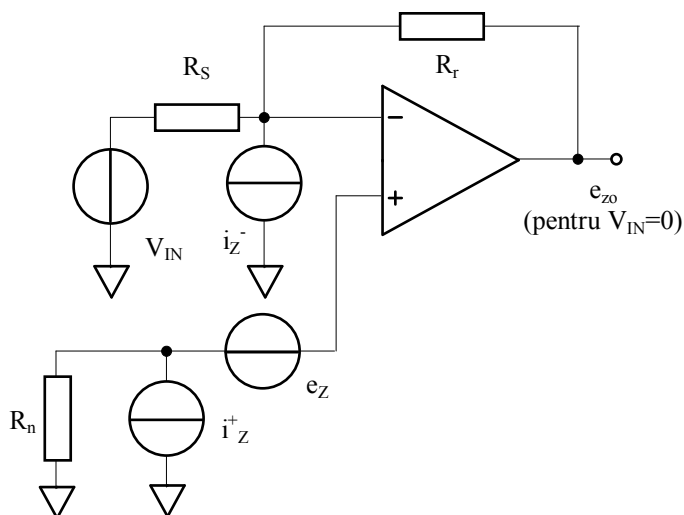


Fig. 9.16 Modelul de zgomot al A.O. în montaj inversor

configurația inversoare.

S-a notat cu R_n impedanța la intrarea neinversoare a A.O. iar cu R_s impedanța totală de intrare la borna inversoare (determinată, în special, de rezistența sursei).

Tensiunea de zgomot termic, stabilită de relația lui Johnson (într-o bandă de 1Hz) este $e_{zT} = \sqrt{4kTRB} = 0,129\sqrt{R} \text{ nV} / \text{Hz}$, iar curentul de zgomot termic este:

$$i_{zT} = \frac{e_{zT}}{R} = 0,129\sqrt{\frac{1}{R}} \text{ nA} / \sqrt{\text{Hz}} \quad (9.18)$$

Pe baza modelului din figura 9.16, considerând $i_z^+ = i_z^- = i_z$, calculăm tensiunea totală de zgomot existentă la ieșire prin sumare pătratică, (mecanismele de zgomot sunt necorelate):

$$e_{z0}^2 = e_z^2(1+|G_i|)^2 + i_z^2 \cdot R_n^2(1+|G_i|)^2 + i_z^2 \cdot R_r^2 + i_{zT}^2(R_s) \cdot R_r^2 + e_{zT}^2(R_r) \quad (9.19)$$

Prin împărțire la G_i , se obține tensiunea echivalentă de zgomot la intrare:

$$e_{zi} = \frac{\sqrt{e_z^2(1+|G_i|)^2 + i_z^2 \cdot R_n^2(1+|G_i|)^2 + i_z^2 \cdot R_r^2 + i_{zT}^2(R_s) \cdot R_r^2 + e_{zT}^2(R_r)}}{|G_i|} \quad (9.20)$$

Pentru a fructifica performanțele de zgomot bune ale unui A.O. trebuie ca R_n , R_r și în special R_s să fie de valori mici, astfel încât să poată fi acceptată aproximația:

$$e_{zi} = \frac{\sqrt{e_z^2(1+|G_i|)^2}}{|G_i|} = e_z \cdot \left(1 + \frac{R_s}{R_r}\right) \quad (9.21)$$

În aceste circumstanțe se poate utiliza un model de zgomot echivalent celui din figura 9.16, prezentat în figura 9.17, unde toate contribuțiile de zgomot sunt concentrate în e_{zi} .

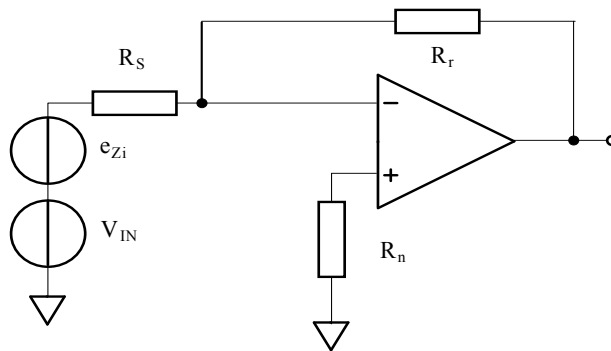


Fig. 9.17 Concentrarea tuturor generatoarelor de zgomot într-o singură sursă e_{zi}

În cazul în care semnalul de intrare (deci, banda de interes) este de frecvență ridicată, în locul rezistențelor R_r , R_S și R_n trebuie considerate impedanțele echivalente Z_r , Z_S și Z_n .

9.4.2 Măsurarea tensiunilor și curenților de zgomot pentru structuri duale și cuadrule de A.O.

Amplificatoarele operaționale în structuri duale sau cuadrule (2 sau 4 A.O. în aceeași capsulă) prezintă, pe lângă avantajul compactizării (aceeași pini pentru tensiunile de alimentare), o dispersie relativă foarte mică a parametrilor (inclusiv a celor de zgomot). Astfel, datorită utilizării aceluiași radiator termic (capsula), parametrii A.O. vor suferi practic modificări identice în funcție de variațiile temperaturii. Prin utilizarea aceluiași pini pentru alimentare, PSRR (rejecția variațiilor tensiunilor de alimentare) poate fi mult îmbunătățită; la fel și rejecția modului comun.

Un exemplu de amplificator (cu intrare și ieșire diferențială), care este realizat cu două A.O. având drift scăzut și rejecție ridicată a perturbațiilor este prezentat în figura 9.18 (rezistențele R_1 - R_2 respectiv R_3 - R_4 sunt de asemenea, foarte bine împerecheate, implicând câștig egal pe ambele canale).

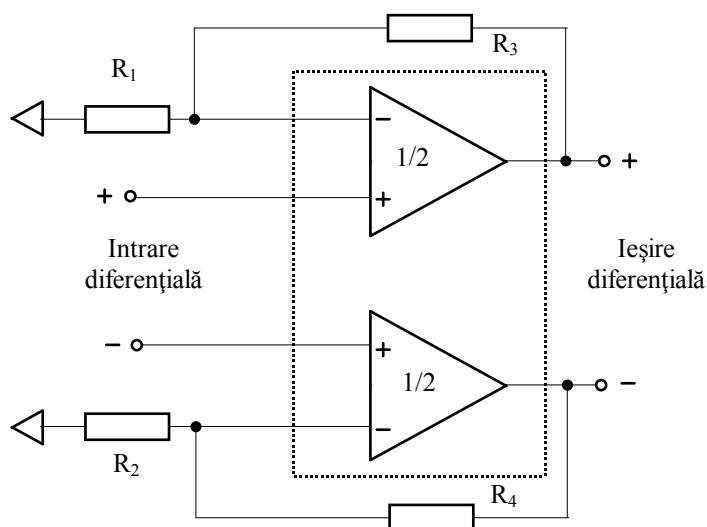


Fig. 9.18 Structură diferențială dublă realizată cu două A.O. identice

Eroarea de offset de la ieșirea structurii duale din figura 9.18 nu depinde de tensiunile de offset individuale, ci de diferența dintre aceste

tensiuni. Principiul compensării reciproce a erorilor se aplică la aproape toți parametri de eroare (raportați la intrare): tensiunea de offset, driftul de offset, curenții de polarizare (I_B^+ și I_B^-) ai intrărilor, rejecția modului comun și PSRR. Un alt avantaj al structurii duale este valoarea foarte mare a impedanței de intrare (atât în modul diferențial cât și în modul comun).

Pentru măsurarea densității tensiunii de zgomot a unei structuri cuadruple de A.O. este recomandabil montajul din figura 9.19:

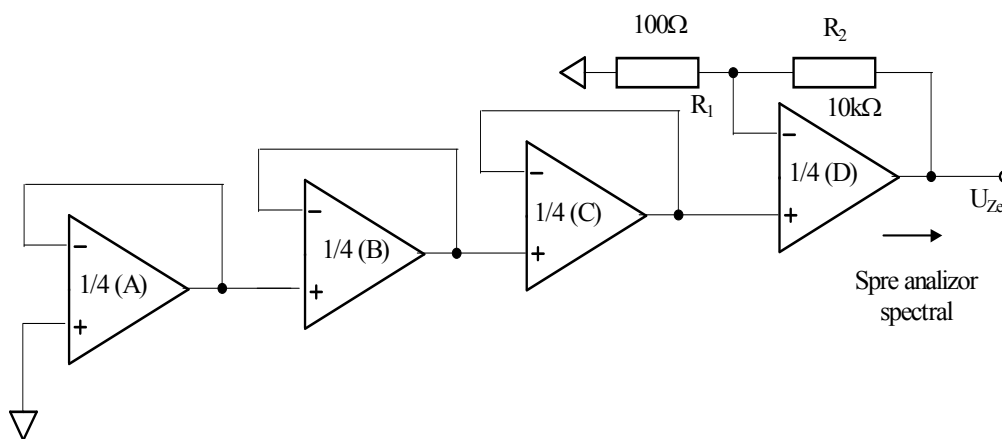


Fig. 9.19 Conexiune pentru măsurarea densității tensiunii de zgomot în cazul unei structuri cuadruple

Primele trei amplificatoare au câștigul unitar, ultimul având câștigul neinversor:

$$A_D = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{10\text{k}\Omega}{100\Omega} = 101$$

Deoarece tensiunile de zgomot ale amplificatoarelor sunt necorelate, ele se sumează pătratic:

$$u_{ze} = \sqrt{u_{ZA}^2 + u_{ZB}^2 + u_{ZC}^2 + u_{ZD}^2} \cdot 101 = 101\sqrt{4u_z^2} = 202 \cdot u_z \quad (9.22)$$

În cazul în care cip-ul conține numai două A.O. identice, relația (9.22) devine $u_{ze} = 101\sqrt{2} \cdot u_z$.

Pentru măsurarea densității curentului de zgomot, se mărește forțat rezistența sursei R_S , soluție prezentată în figura 9.20.

Tensiunea de zgomot termic introdusă de rezistența $R_S=100\text{k}\Omega$ (la temperatura camerei de 290^0K) este:

$$u_{zT} = \sqrt{4kTR_S B} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 10^5} = 40 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}} .$$

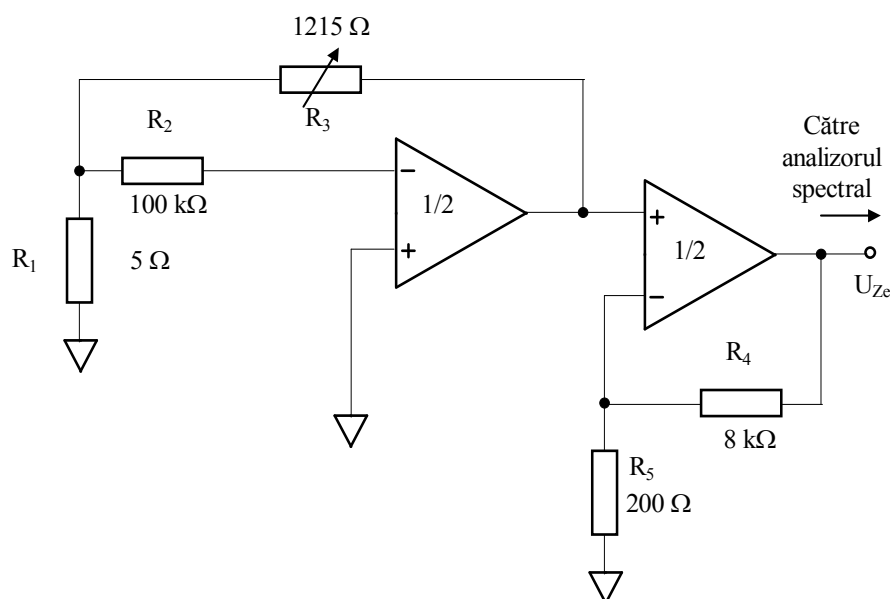


Fig. 9.20 Creșterea forțată a rezistenței sursei, în scopul măsurării densității curentului de zgomot

Câștigul total al montajului din figura 9.20 este:

$$A_T = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \cong 10.000$$

Neglijând contribuția generatorului de tensiune de zgomot de la intrarea primului A.O., putem scrie relația:

$$\frac{u_{ze}^2}{A_T} = (R_S \cdot i_Z)^2 + 4kTR_S \quad (9.23)$$

După înlocuirea termenelor anterior calculați, relația (9.23) devine:

$$i_Z = \frac{\sqrt{\frac{e_{ze}^2}{10^8} - (16 \cdot 10^{-16})}}{10^5} \quad [A / \sqrt{Hz}] \quad (9.24)$$

În relația (9.23) este evidențiată importanța rezistenței sursei asupra zgomotului total. Tehnologic, tensiunile de zgomot mici ale A.O. se realizează prin impunerea unor curenți de colector de valoare ridicată pentru tranzistorii de intrare (tensiunea de zgomot este invers proporțională cu rădăcina pătrată a curentului de colector). Curentul de zgomot este însă proporțional cu rădăcina pătrată a curentului de colector, deci optimul nu poate fi simultan atins, trebuie făcută o alegere. Astfel, dacă rezistența sursei este de valoare relativ mică, vor

fi preferate A.O. având tensiunea de zgomot mică. În cazul unor rezistențe mari ale sursei, minimizarea produsului $R_S i_Z$ devine prioritară.

Măsurarea densității tensiunii (și curentului) de zgomot este recomandabilă în cazul unui lot mai numeros.

9.4.3 Aplicații ale structurilor duale în minimizarea zgomotelor

Zgomotele intrinseci, rezultate la ieșirea a două amplificatoare identice, montate pe aceeași capsulă, pot fi reduse (datorită caracterului lor statistic necorelat) prin montarea în paralel a amplificatoarelor, conform figurii 9.21.

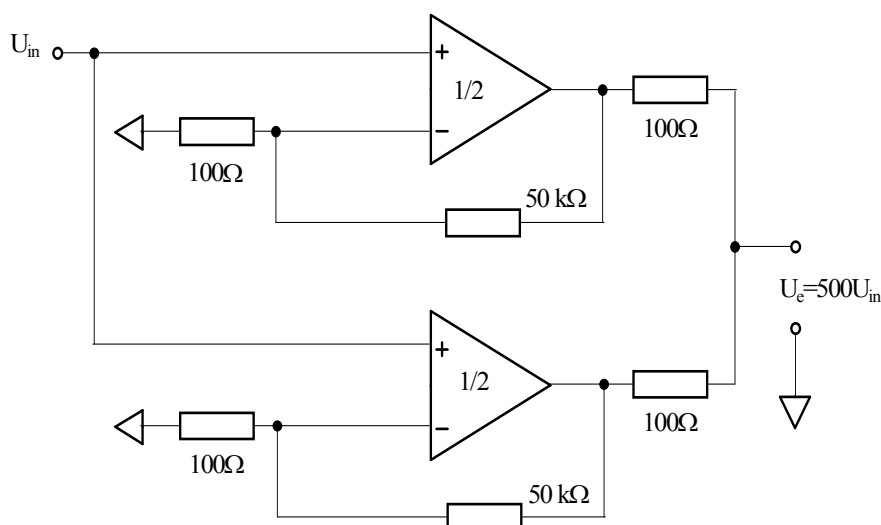


Fig. 9.21 Amplificator de zgomot mic obținut prin montarea în paralel a două A.O. identice

Câștigul fiecărui A.O. (ca de altfel, al întregului montaj) este $1 + \frac{50k}{100\Omega} \cong 501$. Rezistoarele de 100Ω plasate la ieșire limitează curenții de circulație (datorați unor mici dezechilibre inerente) și fixează rezistența de la ieșire la valoarea $100\Omega \parallel 100\Omega = 50\Omega$. Un alt avantaj al schemei din figura 9.21 este creșterea (practic dublarea) capabilității de curent la ieșire, însoțită de îmbunătățirea stabilității.

Același principiu, al montării în paralel a unor dispozitive identice (în scopul minimizării zgomotelor) este utilizat și în figura 9.22, la realizarea unei referințe de precizie.

Amplificatorul operațional de la ieșirea montajului este de zgomot și offset mic, cu o bună rejecție a modului comun, asigurând medierea precisă a

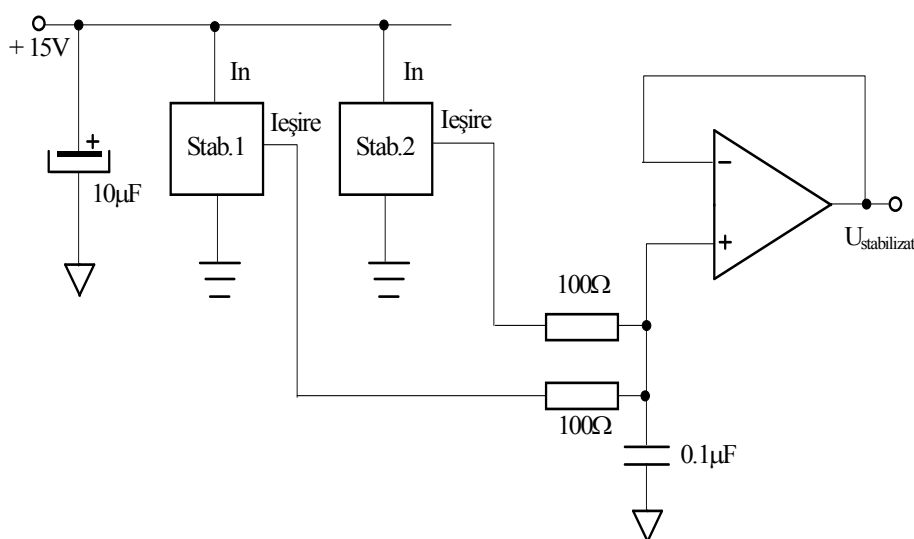


Fig. 9.22 Montarea în paralel a două stabilizatoare identice, în scopul obținerii unei referințe de tensiune

tensiunii stabilizate.

Structurile multiple de A.O. își găsesc aplicații în configurarea unor amplificatoare de instrumentație, destinate prelucrării semnalelor diferențiale de nivel mic. Principalele calități sunt: valori foarte mici pentru zgomotele intrinseci, pentru offseturile de intrare și pentru drift, corelate cu un produs câștig-bandă ridicat și o foarte bună rejecție a modului comun.

O schemă simplificată a unui astfel de amplificator de instrumentație (folosind 3 A.O.) este prezentată în figura 9.23. Cele două A.O. (A și B) care formează etajul de intrare, amplifică semnalul diferențial U_d , fără să amplifice modul comun U_{MC} , care este apoi rejectat de A.O. din ieșire.

Considerând A.O. ideale și rezistoarele perfect împerecheate, avem:

$$U_1 = \left(-\frac{1}{2}U_d\right) \cdot \left(1 + \frac{R_1}{\frac{R_a}{2}}\right) + U_{MC} \quad (9.25)$$

$$U_2 = \left(+\frac{1}{2}U_d\right) \cdot \left(1 + \frac{R_1}{\frac{R_a}{2}}\right) + U_{MC} \quad (9.25')$$

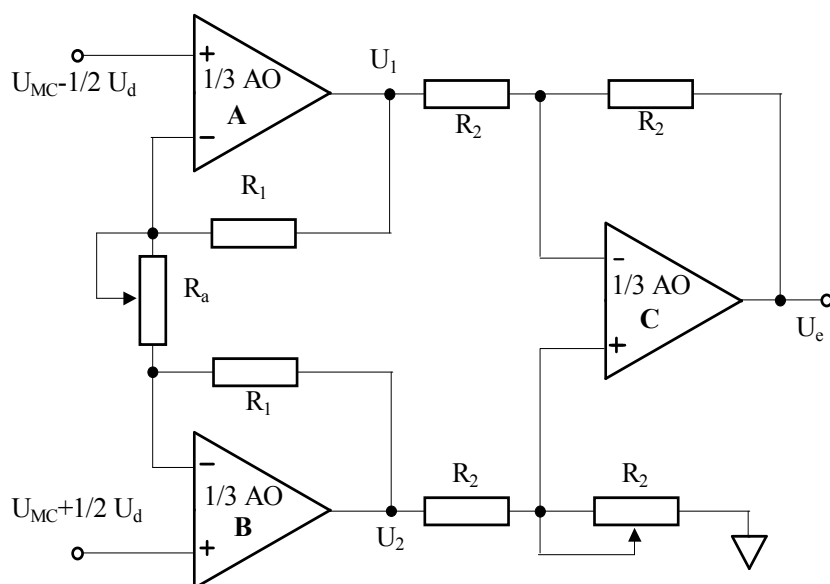


Fig. 9.23 Amplificator de instrumentație realizat cu trei A.O.

Aplicând teorema suprapunerii (independente) a efectelor, obținem:

$$U_e(U_1) = -\frac{R_2}{R_2} \left[\left(-\frac{1}{2} U_d \right) \cdot \left(1 + \frac{2R_1}{R_a} \right) + U_{MC} \right]$$

$$U_e(U_2) = \frac{R_2}{2R_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_2} \right) \left[\left(+\frac{1}{2} U_d \right) \cdot \left(1 + \frac{2R_1}{R_a} \right) + U_{MC} \right]$$

$$U_e = U_e(U_1) + U_e(U_2) = \left(1 + \frac{2R_1}{R_a} \right) U_d \quad (9.26)$$

Rejecția modului comun pentru întregul amplificator depinde de egalitatea rejecției de mod comun a celor două amplificatoare de la intrare. De exemplu, pentru o rejecție de 100 dB, rezultă la ieșire o diminuare de 10^5 ori a tensiunii de mod comun prezentă la intrare, multiplicată cu amplificarea modului diferențial, $1 + \frac{2R_1}{R_a}$.

Trebuie precizat că amplificarea finită a celor 2 A.O. produce o mică eroare asupra factorului de scală și o ușoară degradare a rejecției modului comun.

Notând cu A_0 amplificarea (finită) în buclă deschisă a celor două A.O. de la intrare, (A și B) tensiunea de ieșire va fi dată de relația:

$$U_e = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_a} \cdot \left(\frac{1}{A_{OA}} + \frac{1}{A_{OB}} \right)} \cdot \left[\left(1 + \frac{2R_1}{R_a} \right) U_d + \frac{2R_1}{R_a} \left(\frac{1}{A_{OA}} - \frac{1}{A_{OB}} \right) U_{MC} \right] \quad (9.27)$$

În cazul teoretic $A_{OA}, A_{OB} \rightarrow \infty$, relația (9.27) revine la forma din (9.26).

Pentru varianta $A_{OA}=A_{OB}=A_O$ (amplificarea nominală în buclă deschisă) și $A_{OA}-A_{OB}=\Delta A_O$ (amplificarea diferențială în buclă deschisă), relația (9.27) poate fi scrisă într-o formă simplificată:

$$U_e = \frac{1}{1 + \frac{2R_1}{R_a} \cdot \frac{1}{A_O}} \cdot \left[\left(1 + \frac{2R_1}{R_a} \right) U_d + \frac{2R_1}{R_a} \cdot \frac{\Delta A_O}{A_O^2} U_{MC} \right] \quad (9.28)$$

De regulă, A_O este mai mare de 10^5 , astfel încât chiar și pentru valori foarte mari ale amplificării ($2 \frac{R_1}{R_a}$), influența lui U_{MC} este extrem de mică. De exemplu, dacă acceptăm $\frac{\Delta A_O}{A_O}=4\%$ iar $A_O=4 \cdot 10^5$, putem estima efectul amplificării finite asupra rejecției de mod comun:

$$CMRR \cong 20 \lg_{10} \cdot \frac{A_O^2}{\Delta A_O} = 20 \lg_{10} \cdot \frac{100}{4} \cdot 4 \cdot 10^5 \cong 140 \text{ dB}$$

Etajul de ieșire, având amplificarea unitară, are o contribuție nesemnificativă asupra erorii globale. Esențială este condiția de "potrivire" impusă celor patru rezistențe R_2 . Dacă considerăm eroarea unui rezistor de $\pm \Delta R_2$, în cazul cel mai dezavantajos, câștigul de mod comun va fi $2 \frac{\Delta R_2}{R_2}$ iar

rejecția modului comun $\frac{R_2}{2\Delta R_2}$. În mod practic, rezistorul R_2 legat la masă este

format prin înserierea unui trimmer cu o rezistență fixă, astfel încât să se obțină (prin reglaj) maximizarea globală a rejecției modului comun, pentru întregul amplificator de instrumentație.

9.5 Soluții tehnologice pentru realizarea montajelor cu A.O. destinate procesării semnalelor de nivel mic

Impedanțele foarte mari ale amplificatoarelor operaționale folosite în instrumentație, în contextul unor semnale slabe furnizate de anumiți senzori și traductori (încadrate într-un ambient electro-magnetic tot mai zgomotos), impun luarea unor măsuri obligatorii în faza de proiectare și realizare a plăcilor, subansamblelor și conexiunilor componente ale unui sistem de măsură.

9.5.1 Gardarea

Principalul rol al inelelor de gardă practicate pe circuitul imprimat este de a împiedica penetrarea curenților de scăpări către intrările amplificatorului. O primă condiție este păstrarea riguroasă a curățeniei cablajului (fără praf, umiditate excesivă, pete de grăsime), pentru a nu permite stabilirea unor curenți de scurgeri comparabili cu cei din intrarea amplificatorului. Acoperirea cablajului cu un lac protector reprezintă o bună protecție împotriva umidității excesive și a depunerilor de praf.

Chiar și în aceste condiții, curenții de scurgere stabiliți între două trasee adiacente pot ajunge la 100 pA. Este recomandabilă conectarea inelelor de gardă la un potențial cât mai apropiat de cel al intrărilor.

Pentru configurațiile de bază ale A.O. (repetor, amplificator neinversor, amplificator inversor), conexiunile recomandate sunt prezentate în figura 9.24.

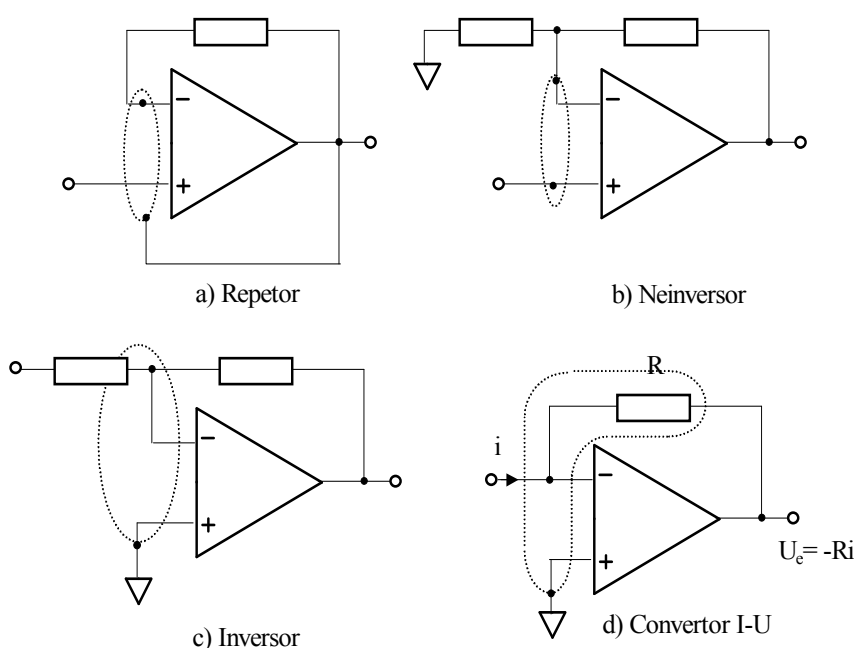


Fig.9.24 Inele de gardă trasate pe ambele fețe ale cablajului

Este de preferat utilizarea plăcilor dublu placate, având un suport izolator de cea mai bună calitate (sticlotextolit). Inelele de gardă pot fi astfel realizate pe ambele părți ale circuitului imprimat.

În cazul montajului convertor curent-tensiune, ambele intrări sunt la potențialul de referință, deci și inelul-gardă trebuie conectat la acel potențial.

Gardarea intrărilor A.O. are efect benefic și asupra reducerii capacităților parazite din nodurile de intrare, care ar putea altfel degrada

stabilitatea și lățimea de bandă.

În cazul capsulelor metalice (care nu sunt intern conectate la tensiunea de alimentare negativă V^-), se recomandă conectarea pinului de capsulă la inelul de gardă.

Pentru cazurile cele mai pretențioase, se recomandă aducerea semnalului util la intrarea A.O. prin intermediul unui fir ecranat și utilizarea unor "distanțieri" din material tip teflon (cu excelente proprietăți dielectrice). De asemenea, soclul circuitului integrat poate fi fabricat din teflon.

9.5.2 Ecranarea

Circuitele cu impedanță de intrare ridicată sunt extrem de susceptibile la semnale radiate de RF și la brumul de rețea (50 Hz). Secțiunile analogice de maximă sensibilitate trebuie protejate prin ecrane conectate la un potențial ferm (de regulă masa montajului) iar conexiunile de legătură trebuie realizate cu fir ecranat (sau cel puțin răsucit).

Liniile neecranate de impedanță ridicată se comportă ca o antenă care "culege" interferența de radio și audiofrecvență. Firele de conexiune trebuie rigidizate (cu cleme de prindere) pentru a se evita cuplarea capacitivă a zgomotelor ce provin din flexări și deplasări relative. Cea mai bună protecție împotriva cuplajelor nedorite este oferită de perechea de fire răsucite, ecranate individual și plasate într-un ecran suplimentar.

La frecvențe ce depășesc 100 kHz, capacitățile proprii ale acestui tip de cablu introduc reactanțe capacitive ce nu mai pot fi neglijate, făcând recomandabilă utilizarea cablului coaxial obișnuit.

Pentru obținerea celor mai bune rezultate, ecranul cablului va fi "pilotat" de o sursă de tensiune (de joasă impedanță), având nivelul cât mai apropiat de semnalul de intrare (în acest fel se minimizează tensiunea diferențială de-a lungul izolației cablului, reducându-se scăpările și capacitatea efectivă a cablului, văzută la intrarea în amplificator).

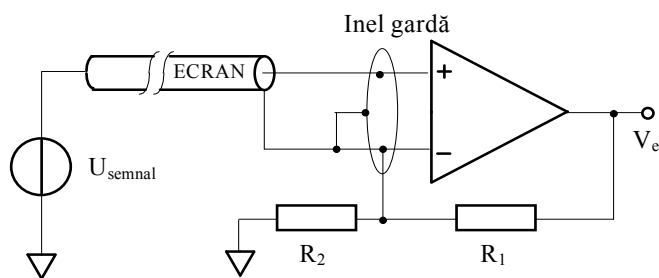


Fig.9.25 Inel de gardă conectat la ecranul cablului coaxial

O altă regulă de bază aplicabilă la conectarea ecranelor este evitarea buclelor de masă (un capăt al ecranului va fi lăsat în aer). Dacă traductorul are un terminal la masă, atunci ecranul firului va fi împământat la capătul dinspre traductor. Dacă însă ecranul este "pilotat" de amplificatorul operațional, atunci legătura va fi efectuată la capătul dinspre amplificator, figura 9.25.

În cazul unor fire mai lungi, capacitatea lor proprie (între ecran și traseul cald) poate crește la valori mari, care pot duce la o încărcare excesivă a intrării A.O. Soluția o reprezintă utilizarea unui A.O. în montaj repetor, ca buffer în pilotarea ecranului, conform figurii 9.26.

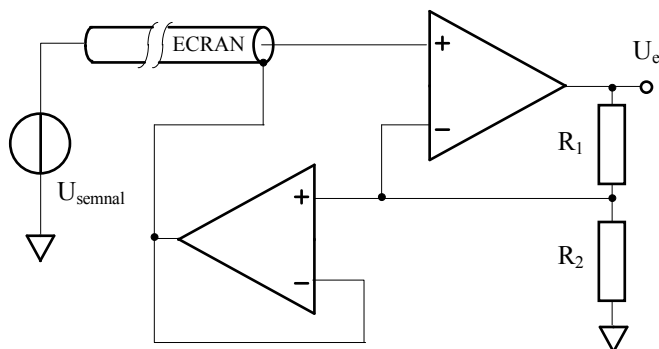


Fig. 9.26 A.O. în montaj repetor, utilizat în pilotarea ecranului în cazul firelor lungi

Montajele din figurile 9.25 și 9.26 ilustrează principiul conform căruia diferența de potențial dintre traseul de semnal și ecran (respectiv inel de gardă) trebuie să fie cât mai mică (practic nulă), ceea ce garantează eliminarea efectivă a curenților de scăpări.

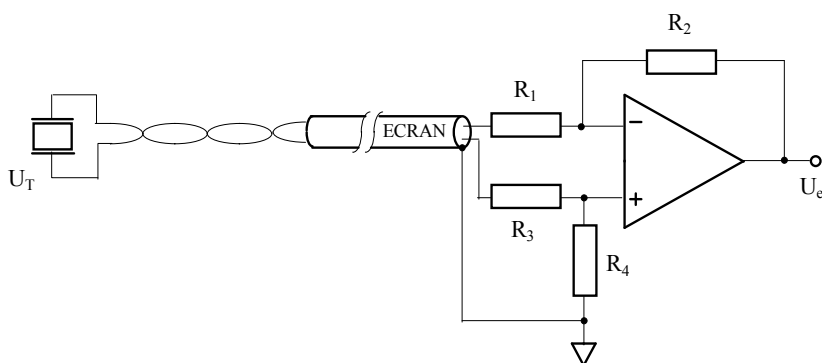


Fig. 9.27 Soluție pentru conectarea ecranului firelor torsadate (montaj diferențial)

Astfel, dacă se aplică la intrarea neinversoare u_{semnal} , la intrarea inversoare vom avea:

$$u_{(IN-)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_e = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cdot u_{\text{semnal}} = u_{\text{semnal}}$$

În cazul utilizării A.O. în schemă de amplificator diferențial sau în montaj inversor, ecranul firelor torsadate va fi legat la masă, conform figurii 9.27.

În această figură, traductorul simbolizat este de impedanță ridicată (traductorul piezoelectric), ceea ce obligă la utilizarea unui A.O. având impedanța de intrare mare și curentul de polarizare al intrărilor mic (pentru interfațarea directă). Trebuie precizat că se impune la acest tip de montaj existența unei căi de retur pentru curentul continuu de polarizare (I_B), oricât de mic ar fi el. În caz contrar, acest curent va încărca capacitățile parazite existente în zona intrărilor, ducând la apariția unor fenomene de drift. Concret, în cazul surselor de semnal flotante, una din intrările de semnal ale A.I. va fi pusă la masă, prin intermediul unui rezistor de ordinul $M\Omega$, conform fig. 9.28.

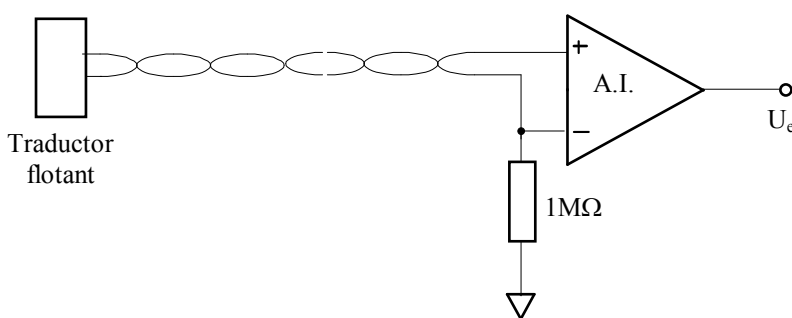


Fig.9.28 Cale de retur pentru curenții de polarizare asigurată de o rezistență de valoare foarte mare

Curenții de polarizare I_B^+ și I_B^- , de valori extrem de mici, permit utilizarea unor valori mari pentru rezistențele R_1 , R_2 , R_3 și R_4 , asigurând o impedanță ridicată.

Îndeplinirea condiției $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ garantează amplificări egale pentru cele două

intrări, asigurând astfel o rejecție foarte bună a modului comun. La amplificatoarele de instrumentație există posibilitatea pilotării ecranului cablului care aduce semnalul electric de la traductor, astfel încât capacitatea la intrare să fie substanțial redusă, conform figurii 9.29.

Rezistența R_G (care împreună cu R_S stabilește amplificarea diferențială a A.I.) este divizată în două valori egale $\left(\frac{R_G}{2} \right)$. Potențialul astfel obținut este

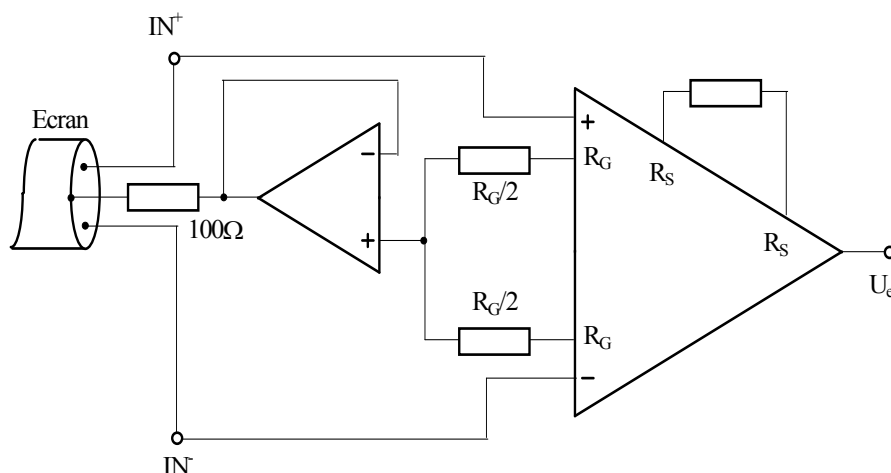


Fig. 9.29 Pilotarea ecranului prin intermediul unui repetor conectat la mijlocul rezistenței R_G

media celor două intrări, amplificatorul în montaj repetor evitând încărcarea sursei de semnal. Această soluție minimizează degradarea rejecției de mod comun datorită capacităților distribuite ale cablului de legătură cu traductorul (orice dezechilibru de impedanță între intrarea inversoare, respectiv neinversoare a amplificatorului de instrumentație, rezultat ca urmare a încărcării capacitive, convertește modul comun în mod diferențial, diminuând astfel, nejustificat, performanțele metrologice).

În cazul amplificatoarelor de instrumentație destinate procesării semnalelor rapide, în locul cablului torsadat (cu un singur ecran) se preferă pentru aducția semnalului utilizarea a două cabluri coaxiale diferite. În acest caz, este foarte importantă nealterarea lățimii de bandă, a timpului de răspuns și a rejecției modului comun. Eventuala degradare a parametrilor antemenționați se datorează filtrului trece-joș format de impedanța sursei împreună cu capacitatea distribuită a cablului. Aceste amplificatoare de instrumentație rapide au prevăzute, de regulă, două ieșiri (notate cu GD - guard drive), +GD pentru ecranul firului conectat la intrarea neinversoare și -GD pentru ecranul firului conectat la intrarea inversoare. Astfel, este practic implementat un "boot strap" de c.a., driverele de ecran urmăresc intrarea corespunzătoare, fiind bufferate pentru a putea lucra pe sarcini capacitive relativ mari, (până la 1nF), cu o rată de creștere de ordinul 10 V/μsec, conform figurii 9.30.

Pilotarea ecranului are, în esență, o configurație de reacție pozitivă. Pentru evitarea unor autooscilații de radiofrecvență, rezistențele de 500Ω - 1KΩ din figura 9.30 reprezintă un compromis necesar.

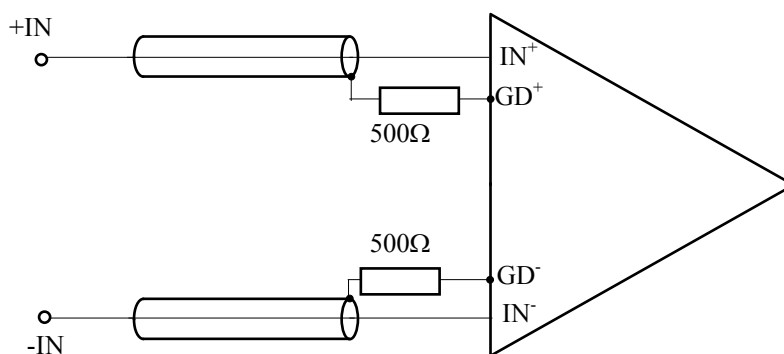


Fig. 9.30 Ecrane bufferate individual, pentru procesarea semnalelor rapide

În cazul în care traductorul este cuplat la *A.I.* prin intermediul unui transformator, se recomandă legarea ecranului la priza mediană a secundarului, conform figurii 9.31.

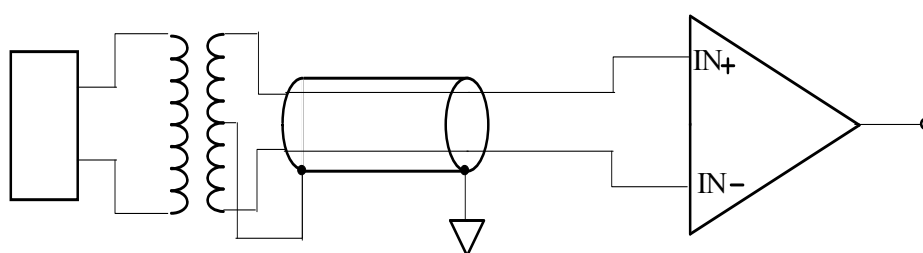


Fig. 9.31 Conectarea ecranului firelor de legătură în cazul cuplajului prin transformator

9.5.3 Precauții suplimentare pentru minimizarea zgomotelor și erorilor în circuitele de instrumentație

9.5.3.1 Soluții de împământare

Tehnicile de împământare și de decuplare corecte asigură menținerea unei rejecții a modului comun ridicate, corelată cu viteze de creștere mari și timpi de stabilire mici.

Prima recomandare în realizarea sistemelor de achiziție de date constă în localizarea diferită a maselor (referințelor) pentru semnalele analogice (de

nivel mic) și respectiv pentru semnalele numerice, de putere mai mare (care, prin nivelele relativ ridicate și ferme, de 0 și 1 logic, sunt mult mai puțin susceptibile la penetrarea perturbațiilor). Pentru evitarea interferențelor prin sursele de tensiune, este preferabilă utilizarea a două surse diferite (una duală, $\pm V_{an}$, pentru alimentarea circuitelor analogice și una simplă, $V_{SS}-V_{DD}$ pentru alimentare părții numerice). Traseele de referință vor fi cât mai scurte și mai late posibil (rezistențe și inductanțe proprii minime). Traseele analogice de referință vor fi legate stelar la referința sursei analogice iar referința analogică se va lega galvanic la referința numerică, într-un singur punct, în zona convertorului analog-numeric, conform figurii 9.32.

Utilizarea căilor de retur (către masă) separate micșorează curenții care s-ar stabili în zonele de mare sensibilitate analogică, (curenții de întoarcere

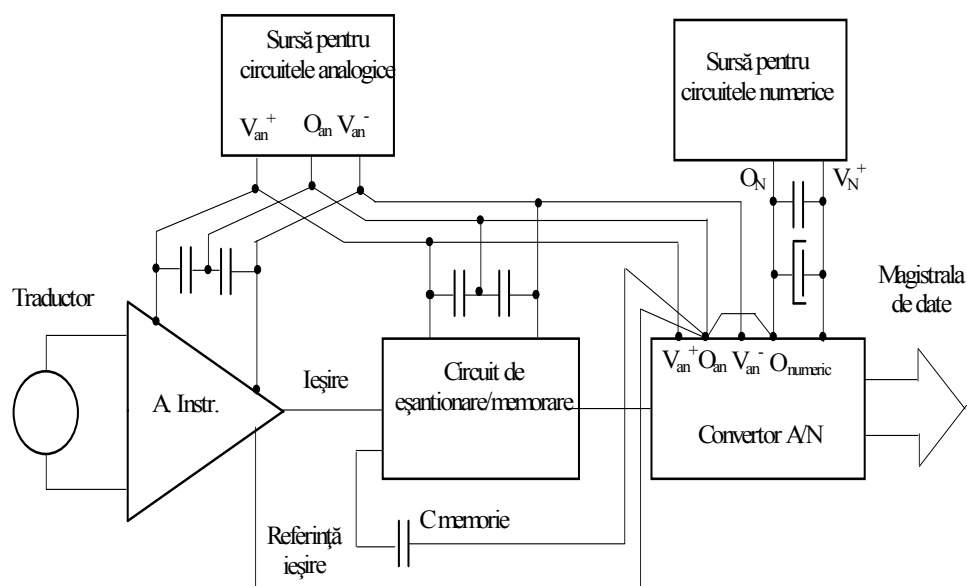


Fig. 9.32 Principii de separare a referințelor și tensiunilor de alimentare între partea numerică și cea analogică

către masa generală). Ideea de bază este evitarea suprapunerii curenților de retur (zgomotoși) ai porților logice, peste semnalele analogice, de nivel mic.

În mod inevitabil, două sau mai multe circuite își vor uni "referințele", aflate la potențiale diferite. În aceste condiții, intrarea diferențială a unui amplificator de instrumentație (având RMC ridicată) poate determina transferarea nealterată a informației analogice, conform figurii 9.33.

9.5.3.2 Decuplarea surselor de alimentare și a traseelor de semnal

În orice montaj, traseele de alimentare sunt cele mai lungi, fiind astfel preabile la captarea și vehicularea impulsurilor perturbatoare. Din acest motiv,

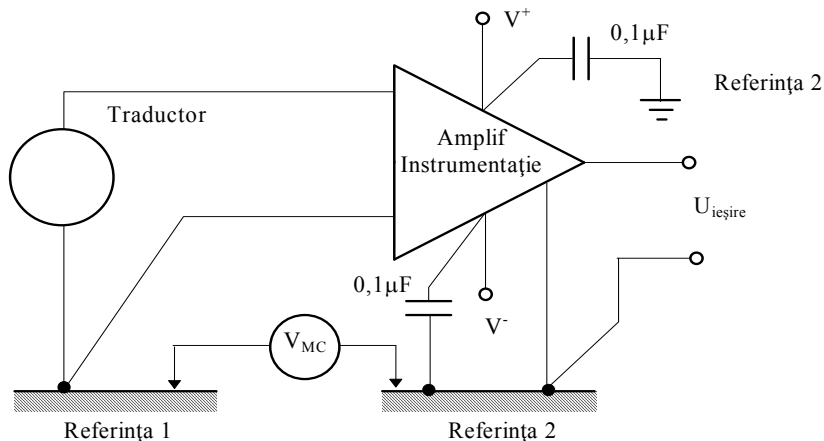


Fig.9.33 Soluție pentru creșterea rejecției de mod comun

se recomandă plasarea unor condensatoare, cât mai aproape de pinii de alimentare, pentru fiecare CI în parte, în scopul șuntării semnalelor de radiofrecvență către masă. Uzual, valoarea acestor condensatoare este de ordinul zecilor de nF și sunt ceramice (de RF). În cazul consumurilor mai mari (variații relativ uzuale de $\pm 100\text{mV}$ ale tensiunii de alimentare, determină modificări de $\pm 10 - 20\mu\text{V}$ în curentul de offset de la intrare, în cazul unei rejecții a variației surselor de alimentare de 70-80 dB), se recomandă o filtrare suplimentară, folosind condensatori electrolitici cu tantal, de ordinul de mărime μF -zeci de μF .

Pentru cazurile mai severe (circuite care lucrează în regim de modulare / demodulare sau în sincronism), este recomandabilă înscrierea pe linia de alimentare a unor rezistențe și inductanțe de valoare mică, conform figurii 9.34. În plus, sursele de alimentare utilizate în montajele de instrumentație trebuie să fie nezigomotoase, să aibă o bună stabilitate cu temperatura și să fie bine filtrare și stabilizate.

Este de preferat ca transformatoarele coborâtoare utilizate în construcția surselor de alimentare să fie cu miez toroidal (flux de dispersie mult mai scăzut). Pentru minimizarea cuplajului capacitiv dintre primar și secundar, cea mai simplă protecție este obținută prin practicarea unei înfășurări ecran cu un singur strat, având un capăt conectat la masă iar celălalt lăsat liber. Preamplificatorul de semnal analogic trebuie plasat cât mai aproape de intrarea în aparat iar traseele semnalelor analogice trebuie pozate cât mai departe

