

# Capitolul 4

## Zgomote extrinseci

### 4.1 Cadrul general

Sursele categoriilor de zgomote abordate în acest capitol este exterioră circuitului susceptibil, (de semnal mic). Modul în care această categorie de perturbații reușește să pătrundă în circuitul de măsură este strâns legat de ambientul electromagnetic și de soluțiile tehnologice adoptate în realizarea diverselor componente ale lanțului de măsură (luate individual sau în ansamblu).

Cea mai importantă parte a zgomotelor extrinseci intră în categoria interferențelor electromagnetice (E.M.I.), unele având caracter aleator, altele determinist. Aceste interferențe provin de la surse de natură electrică, sunt cuplate la circuitul susceptibil prin câmp electric, magnetic, electromagnetic sau prin conexiune directă (galvanică) și constituie domeniul de studiu al compatibilității electro-magnetice.

Există, de asemenea și surse de zgomot extrinsec care nu sunt "electrice" în esența lor, (pot fi mecanice sau termice).

În abordarea problematicei "zgomotului extrinsec" într-un circuit de măsură, trebuie identificate sursa, calea de propagare și susceptibilul. Procedurile anti-perturbative trebuie să vizeze unul (sau mai multe) din aceste trei elemente. Mecanismele de cuplaj sunt complexe, doar parțial elucidate, cu un anumit caracter probabilistic, ridicând probleme spinoase de calcul, măsurare și protecție.

### 4.2. Cuplajul prin câmp

Este modalitatea cea mai frecventă de pătrundere a perturbațiilor în lanțul de măsură. În general, oricărui curent variabil în timp, îi sunt asociate atât câmp electric cât și magnetic, care radiază din circuit și pot fi calculate utilizând ecuațiile lui Maxwell, ce constituie bazele teoretice ale cuplajului prin câmp. Condițiile de frontieră sunt complicate, impunându-se ipoteze simplificatoare, în vederea obținerii unor rezultate cu valoare practică.

Notând cu  $\lambda$  lungimea de undă a câmpului perturbator, există o distanță  $\lambda/2\pi$ , care delimitează (aproximativ) natura mecanismelor de cuplaj dominante.

Pentru distanțe între sursă și susceptor mai mici de  $\lambda/2\pi$ , avem cuplaje în câmp apropiat, câmpurile electric și magnetic pot fi considerate separat, "căile" de propagare fiind capacitățile mutuale (cuplaj în câmp electric) și inductanțele mutuale (cuplaj în câmp magnetic). Lungimea de undă a unui câmp având frecvența de 300 MHz este 1 m, astfel încât situația "câmp apropiat" este cea mai des întâlnită pentru cuplajele ce se stabilesc în interiorul unui instrument electronic sau în cadrul unui sistem de măsură concentrat în spațiu.

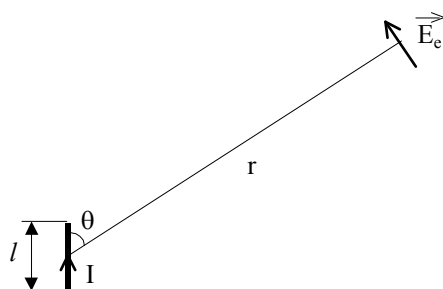
În cazul în care distanța susceptoriului față de sursa punctiformă de câmp este mai mare de  $\lambda/2\pi$ , cuplajul are loc prin mecanismele de radiație ale câmpului electromagnetic, situație caracteristică semnalelor de radio-frecvență ce provin din exteriorul sistemului de măsură.

### 4.2.1. Cuplaje electromagnetice (prin radiație)

Radiația electromagnetică este emisă ori de câte ori un curent variabil parcurge un circuit.

Astfel, un conductor rectiliniu, de lungime  $l \ll \lambda/2\pi$ , (dipol electric) parcurs de un curent  $I$  având frecvența  $f$  va radia un câmp electromagnetic, a cărui componentă electrică măsurată într-un punct situat la o distanță  $r \gg \lambda/2\pi$ , are valoarea dată de relația (4.1), caz prezentat în figura 4.1

$$|E_e| = \frac{I l f \mu_0 \sin \theta}{2r} \left[ \frac{V}{m} \right] = \frac{0,628 I l f \cdot \sin \theta}{r} \left[ \frac{\mu V}{m} \right] \quad (4.1)$$



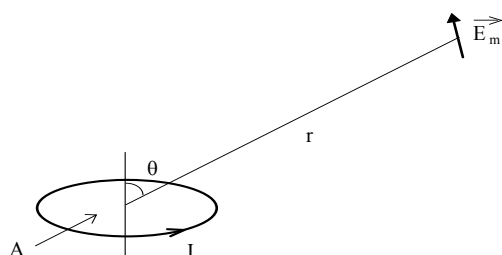
**Fig. 4.1** Radiația electromagnetică a dipolului electric elementar

Același curent variabil  $I$ , parcurgând o buclă (dipol magnetic) de suprafață  $A$  și diametru  $d \ll \lambda/2\pi$ , va radia un câmp electromagnetic a cărui componentă electrică, măsurată într-un punct situat la o distanță  $r \gg \lambda/2\pi$ , are valoarea dată de relația (4.2), caz ilustrat în figura 4.2.

$$|E_m| = \frac{\mu_0^{3/2} \varepsilon_0^{1/2} \pi I A f^2 \sin \theta}{r} = \frac{0,1313 I A f^2 \sin \theta}{r} \cdot 10^{-13} \left[ \frac{V}{m} \right] \quad (4.2)$$

Aceste relații au fost deduse într-o serie de ipoteze simplificatoare: conductori izolați, spațiu de propagare liber (vid), densitate de curent uniformă în dipolul electric.

Din relațiile (4.1) și (4.2) rezultă că o radiație de nivel semnificativ se produce numai la frecvențe mari, dacă valorile curentului și dimensiunile dipolului sunt apreciabile.



**Fig. 4.2** Radiația electromagnetică a dipolului magnetic elementar

Principalele surse care radiază câmp electromagnetic sunt: emițătoare de RF (posturi de radio, TV, radar, telefonie GSM), arcuri electrice (la periile electromotoarelor), instalațiile de aprindere ale motoarelor cu benzină, comutatoare și termostate, circuite de comutație care lucrează la frecvențe ridicate, (circuitele numerice dintr-un calculator), instalații ultrasonice de separare și de călire prin înaltă frecvență, redresoare comandate cu tiristori, surse de alimentare în comutație.

La emițătoarele radio, radiația este scop în sine; în același timp, un conductor necranat parcurs de un curent de înaltă frecvență sau o buclă (realizată prin cablare sau pe placa de circuit imprimat) constituie antene de emisie, în timp ce un alt conductor (dintr-un circuit de semnal mic) sau o altă buclă pot îndeplini rolul de antenă receptoare.

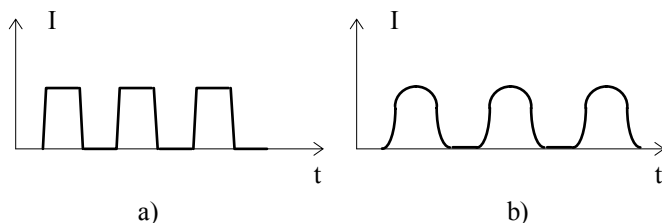
Trebuie precizat că aceste semnale de R.F. induse în antenele receptoare pot perturba și circuitele de audiofrecvență. Printr-o demodulare (care poate avea loc într-o neliniaritate oarecare întâlnită în circuit) a semnalului de înaltă frecvență pot apărea și semnale de joasă frecvență care să se suprapună semnalului util, alterându-l.

Una din cele mai eficiente măsuri antiperturbative o constituie limitarea radiației la sursă. Emițătoarele radio au prevăzută în licența de funcționare puterea maximă admisă la emisie. De asemeni, standardele GSM sunt foarte stricte în această privință (2W).

Împotriva emisiei perturbatoare, cele mai uzuale mijloace de protecție sunt:

a) Mărirea timpilor de creștere și de cădere ai semnalelor numerice până la valorile maxime acceptate de buna funcționare a montajului (figura 4.3).

Prin această tehnică, sunt limitați curenții de înaltă frecvență asociați fronturilor abrupte. Spectrul de frecvență al semnalului reprezentat în figura 4.3.a este mai bogat decât al semnalului din figura 4.3.b.

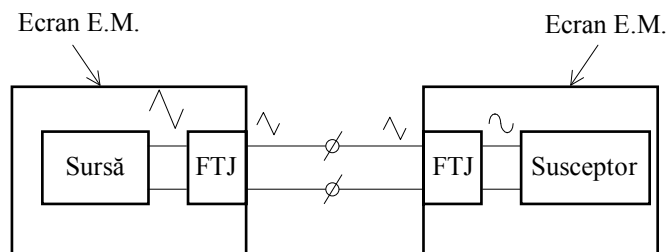


**Fig.4.3** Reducerea pantei fronturilor, recomandabilă pentru limitarea spectrului de frecvență asociat.

b) Reducerea lungimii firelor și suprafeței buclelor prin care circulă curenții de frecvență și amplitudine considerabilă.

c) Ecranare: la frecvențe ridicate, permeabilitatea relativă a materialelor feromagnetice scade mult, cele mai eficiente ecrane fiind din materiale bune conducătoare de electricitate, Cu și Al. Mecanismele de acțiune ale ecranelor sunt reflexia și compensarea prin curenții turbionari induși. Este recomandabilă atât ecranarea sursei (se diminuează emisia) cât și ecranarea susceptului (se diminuează recepția).

d) Utilizarea filtrelor trece jos, atât pe firele de alimentare cât și pe cele de semnal (figura 4.4).



**Fig. 4.4** Plasarea FTJ atât la sursă cât și la susceptul, pentru diminuarea semnalelor de RF vehiculate

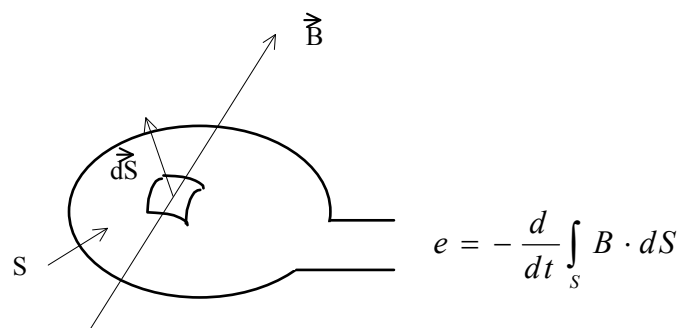
Plasat la sursă, filtrul împiedică injectarea de perturbații de RF în rețeaua de alimentare, iar la susceptori diminuează penetrarea perturbațiilor de înaltă frecvență vehiculate de rețeaua de 50 Hz. Filtrul trebuie plasat chiar la intrarea în ecranul susceptoriului, înainte de a se produce o eventuală demodulare pe o caracteristică neliniară existentă. Tratarea antiperturbativă a rețelei de alimentare este foarte importantă, deoarece prin lungimea și formele de pozare variate, joacă rolul unei antene de emisie-recepție omniprezente.

#### 4.2.2. Cuplaje în câmp magnetic (inductiv)

Aceste cuplaje se produc atunci când un câmp magnetic variabil, intersectează o suprafață delimitată de un contur conductor, inducându-se o tensiune electromotoare în această buclă.

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \quad (4.3)$$

Fluxul poate fi calculat prin integrarea inducției magnetice (care este densitatea de flux magnetic, exprimată în Weber/m<sup>2</sup> sau în Tesla), pe suprafața delimitată de buclă.

$$\phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = \int_S B_n dS \quad (4.4)$$


**Fig. 4.5** Tensiunea indusă într-o spiră de un flux magnetic variabil

În formula (4.4)  $B_n$  reprezintă componenta inducției normale la planul buclei.

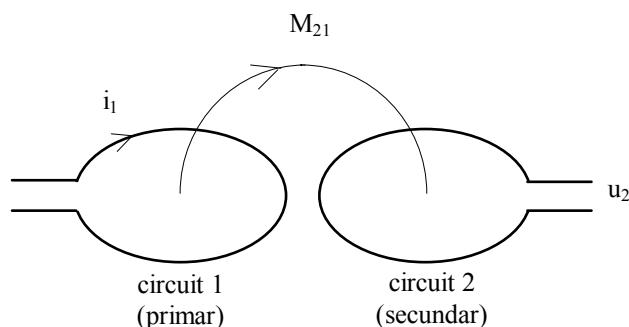
Dacă considerăm  $B_m$  valoarea medie a acestei componente, normală la bucla în discuție, avem:

$$e = -\frac{d\phi}{dt} = -S \cdot \frac{dB_m}{dt} \quad (4.5)$$

În baza legilor Biot-Savart, câmpul magnetic este (cazul cel mai uzual) generat de un curent stabilit într-un conductor.

Dacă considerăm două circuite diferite (figura 4.6), definim inductanța mutuală  $M_{21}$  (între circuitele 1 și 2) cu relația (4.6):

$$M_{21} = \frac{\phi_{21}}{i_1} \quad (4.6)$$



**Fig. 4.6** Mecanism de cuplaj prin inductanță mutuală

unde  $\Phi_{21}$  este fluxul în circuitul 2 creat datorită curentului din circuitul 1.

Tensiunea  $e_2$ , indusă în circuitul 2 prin acest cuplaj magnetic, va fi calculată cu formula:

$$e_2 = -M_{21} \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (4.7)$$

Inductanța mutuală este o caracteristică a două circuite și a poziției lor relative, deci se poate spune că tensiunea indusă în circuitul secundar este proporțională cu viteza de variație a curentului în circuitul primar.

Sursele cele mai uzuale de câmpuri magnetice perturbatoare sunt transformatoarele de rețea și traseele de "forță" ale rețelei de alimentare cu energie electrică (având frecvența de 50 Hz).

Măsurile antiperturbative pentru aceste câmpuri vizează trei direcții:

- minimizarea suprafețelor ce sunt intersectate de liniile de câmp magnetic, mai ales când este vorba de circuitele de intrare ale amplificatoarelor cu câștig mare;
- concentrarea fluxurilor de dispersie și reducerea lor;
- pozarea traseelor ce vehiculează curenți considerabili la distanțe cât mai mari față de regiunile în care sunt prelucrate semnale mici.

Pentru a avea o percepție a ordinilor de mărime a parametrilor implicați în aceste procese, să calculăm inducția câmpului magnetic generată de un curent  $i = 1A$  ce trece printr-un conductor liniar, la distanța de  $r = 1\text{ cm}$  de acesta.

$$B = \mu_0 H = \mu_0 \cdot \frac{i}{2\pi r} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{1}{2\pi 10^{-2}} = 2 \cdot 10^{-5} [T]$$

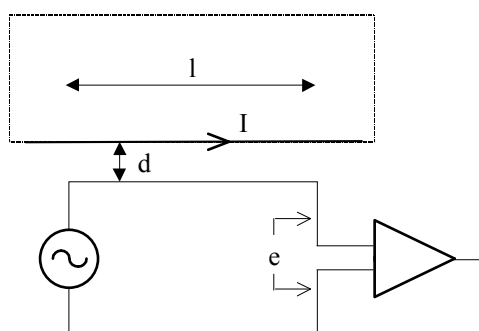
Dacă un flux magnetic cu frecvența de variație de  $50 \text{ Hz}$  având densitatea medie  $B=2 \times 10^{-5} \text{ T}$  intersectează o suprafață  $S = 10 \text{ cm}^2$ , tensiunea indusă se va calcula cu relația:

$$e = -S \cdot \frac{dB_0 \cdot \sin(\omega t)}{dt} = -S \cdot B_0 2\pi f \cdot \cos \omega t$$

Valoarea efectivă a tensiunii induse va fi:

$$e_{rms} = \frac{2\pi f S B_0}{\sqrt{2}} = 4,44 \cdot 50 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{-5} = 4,44 \mu V$$

În formula precedentă, indicele r.m.s. atașat tensiunii induse desemnează valoarea efectivă și provine de la inițialele termenului englezesc “root mean square”, care sugerează exact modul de calcul matematic al valorii efective.



**Fig.4.7** Cuplaj mutual între un conductor de lungime  $l$ , situat paralel, la distanță foarte mică de una din laturile unei suprafețe mari

O situație des întâlnită în practică este prezentată în figura (4.7).

Suprafața buclei secundare este suficient de mare încât ipoteza densității de flux constante, induse de un curent de zgomot alăturat uneia din laturile buclei să nu mai poată fi acceptată.

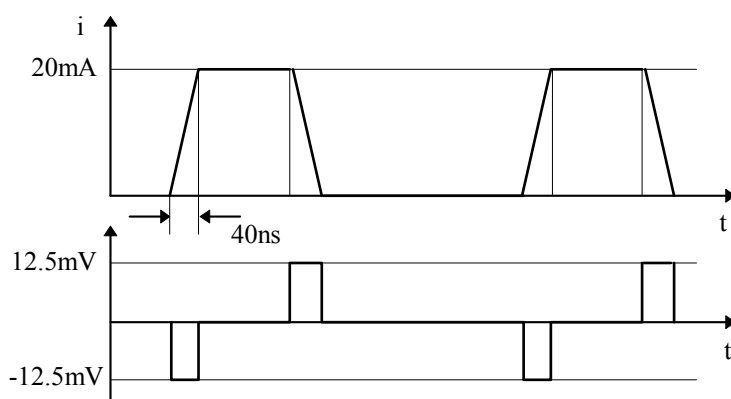
În această situație, tensiunea electromotoare indusă poate fi calculată pe baza inductanței mutuale dintre sursă și susceptor.

O formulă aproximativă, pentru calculul inductanței mutuale între două conductoare circulare, nemagnetice, paralele pe o lungime comună  $l$ , situate în vid la distanța relativă  $d$  a fost dedusă de Giacoletto, (în ipoteza  $l \gg d$ ):

$$M = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \cdot \left( \ln\left(\frac{2l}{d}\right) - 1 \right) [Henry] \quad (4.8)$$

Valoarea  $M$  calculată pe baza rel.(4.8) este foarte mică (pentru cazurile uzuale, de ordinul fracțiunilor de  $\mu H$ ); în ipoteza vitezelor mari de variație a curentului în circuitul sursă ( $10^6 \text{ A/s}$ ), tensiunea indusă în susceptor se apropie de  $100 \text{ mV}$ .

Figura 4.8 prezintă cazul tensiunii induse în ipoteza unei viteze de variație de  $5 \times 10^5$  A/s a curentului “sursă”, cuplajul mutual fiind realizat printr-o porțiune paralelă de lungime comună 5,4 cm și distanță relativă de 4 mm.



**Fig. 4.8** Tensiune indusă datorată vitezei mari de creștere a curentului inductor

Un caz ce merită a fi analizat este cel al tensiunii induse de un curent de zgomot de bandă largă, ce are o densitate spectrală constantă (într-o anumită bandă de frecvențe).

Lucrând în domeniul frecvență, avem relația (4.9) stabilită între modulele componentelor Fourier ale curentului inductor și ale tensiunii induse (la frecvența  $f$ ):

$$|e(f)| = \omega M \cdot |i(f)| = 2\pi f M |i(f)| \quad (4.9)$$

În cazul în care curentul perturbator este mărime aleatoare (evaluată prin densitatea spectrală, exprimată în  $A^2/Hz$ ), atunci și tensiunea indusă va fi cunoscută prin densitatea spectrală, exprimată în  $V^2/Hz$ .

$$DS_e(f) = (2\pi f M)^2 \cdot DS_i(f) \quad (4.10)$$

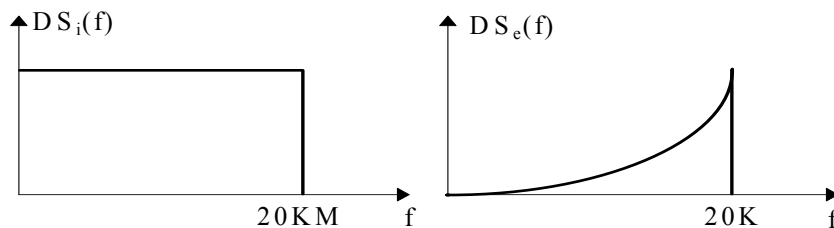
Puterea normalizată de zgomot va fi:

$$\bar{e}^2 = \int_0^{\infty} DS_e(f) df = (2\pi M)^2 \cdot \int_0^{\infty} f^2 \cdot DS_i(f) df \quad (4.11)$$

Pentru un curent de zgomot de bandă largă având densitatea spectrală constantă de  $5 \times 10^{-6}$   $A^2/Hz$  în domeniul frecvențelor audio ( $0 - 20$  KHz) (fig.4.9) valoarea efectivă a tensiunii induse (în ipoteza unei inductanțe mutuale de 25 nH) va fi:

$$\begin{aligned} e_{r.m.s.} &= 2\pi M \cdot \left( \int_{f_1}^{f_2} f^2 DS_i(f) df \right)^{\frac{1}{2}} = 2\pi \cdot 25 \cdot 10^{-9} \left( \int_0^{2 \cdot 10^4} 5 \cdot 10^{-6} f^2 df \right)^{\frac{1}{2}} = \\ &= 2\pi \cdot 25 \cdot 10^{-9} (5 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot 10^{12} \div 3)^{\frac{1}{2}} = 0,62 mV \end{aligned}$$



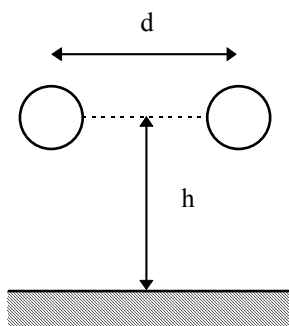


**Fig.4.9** Spectru de frecvențe de forma parabolei cubice

Spectrul de frecvențe al tensiunii induse are forma unei parabole cubice.

Dacă în vecinătatea celor doi conductori implicați în formula (4.8), se află un al treilea conductor (făcând parte dintr-un circuit de joasă impedanță, de exemplu referința de potențial), caz simbolizat în figura 4.10, inductanța mutuală este modificată, ca urmare a influenței exercitate de curentul stabilit în acest conductor, asupra rezultantei fluxurilor:

$$M = (\mu_0 l / 4\pi) \cdot \ln(1 + 4(h / d)^2) \text{ [Henry]} \tag{4.12}$$



**Fig.4.10** Doi conductori paraleli situați în apropierea planului de referință (circuit de joasă impedanță)

Formula este valabilă în condițiile:

$$d \gg d_{fir} \text{ și } l \gg h \tag{4.12'}$$

Formula (4.12) sugerează o modalitate de reducere a inductanței mutuale și implicit a cuplajului prin câmp magnetic: pozarea conductorilor pasibili de cuplaje nedorite în apropierea planului de referință.

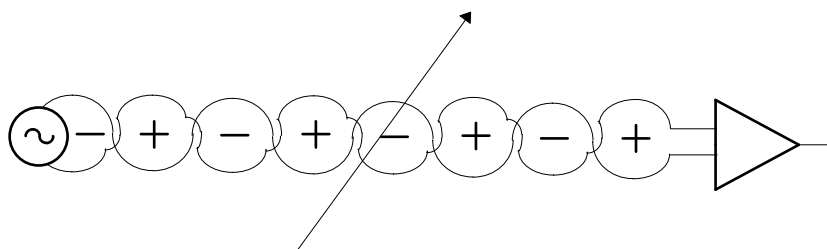
În concluzie, amintim și celelalte soluții uzuale pentru reducerea cuplajelor magnetice:

- a) mărirea distanței între sursă și susceptor;
- b) utilizarea ecranării (duble, pentru maximă eficiență) atât la sursă cât și la susceptor; pentru joasă frecvență sunt eficiente ecranele din materiale feromag-

netice, iar la frecvențe înalte, ecranele din materiale bune conductoare de electricitate (Cu, Al). În cazul câmpurilor magnetice intense (peste 0,7 Tesla), care saturează ecranul din permalloy sau mumetal, făcându-l ineficient, se utilizează ecrane magnetice duble, prin adăugarea unui ecran exterior din Fe, mai greu saturabil, dar cu permeabilitate medie;

c) reducerea fluxurilor magnetice de dispersie asociate transformatoarelor (de rețea), prin utilizarea miezurilor toroidale;

d) reducerea vitezei de variație a curenților (în circuitele logice) până la limita permisă de funcționarea globală, sincronă, a sistemului;



**Fig. 4.11** Utilizarea firelor de legătură torsadate pentru minimizarea cuplajelor magnetice

e) minimizarea suprafețelor delimitate de firele de legătură dintre obiectul de măsură și aparatul de măsură însoțită de alegerea unei orientări relative paralele cu liniile de câmp. Utilizarea firelor de legătură răsucite (figura 4.11), pe lângă reducerea suprafeței prezintă și avantajul că ariile delimitate au “semn contrar”, t.e.m. induse compensându-se parțial.

### 4.2.3 Cuplaje în câmp electric (capacitive)

Între doi conductori (care joacă rolul armăturilor), separați de un mediu dielectric, este realizat un condensator (parazit), care permite cuplaje prin câmp electric.

Curentul ce trece prin această capacitate mutuală este proporțional cu viteza de variație a diferenței de potențial existente între "armături".

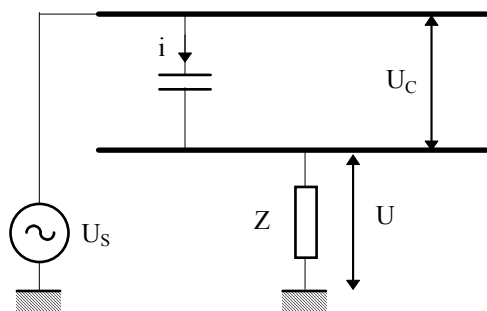
$$i = C(dU_c / dt) \quad (4.13)$$

Pentru deducerea formulelor uzuale acceptăm cazul prezentat în figura 4.12.

Trecând relația (4.13) în domeniul frecvență, avem:

$$I = j \cdot 2\pi f \cdot C \cdot U_c \quad (4.14)$$

Impedanța față de pământ a circuitului susceptor  $Z$  este de regulă mult mai mică decât reactanța capacitivă parazită, astfel încât se poate accepta afirmația conform căreia valoarea curentului  $i$  este stabilită de cuplajul capacitiv.



**Fig. 4.12** Cuplaj capacitiv între doi conductori paraleli

În ipoteza impedanței  $Z$  pur rezistivă ( $Z \cong R$ ), tensiunea de zgomot ce se cuplează la susceptor se poate calcula cu relația:

$$u \cong Z \cdot i = R \cdot C \cdot (dU_c / dt) \cong R \cdot C \cdot (dU_s / dt) \quad (4.15)$$

În cazul acestor ipoteze simplificatoare, avem:

$$U / U_s \cong j \cdot 2\pi f \cdot C \cdot Z \quad (4.16)$$

Dacă tensiunea  $U_s$  are densitatea spectrală  $DS_{U_s}(f)$ , atunci tensiunea de zgomot rezultată prin cuplaj are densitatea spectrală:

$$DS_{U_{zg.}}(f) = DS_{U_s}(f) |j \cdot 2\pi f \cdot C \cdot Z|^2 \quad (4.17)$$

unde  $|j \cdot 2\pi f \cdot CZ|^2$  reprezintă răspunsul în frecvență al puterii normalizate, pentru filtrul format din  $C$  și  $Z$ .

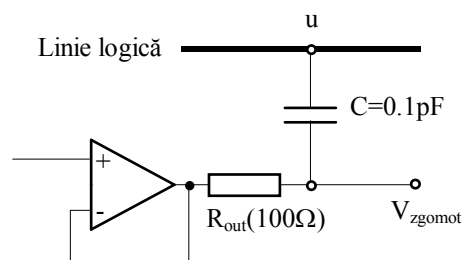
Pentru a evalua importanța cuplajelor capacitive, considerăm două conductoare circulare paralele având diametrul  $d$ , distanța între axe (distanța de separație)  $d_s$  și lungimea comună  $l$ . În ipotezele firești,  $d_s \gg d$  și  $l \gg d$ , Giacoletto a stabilit relația:

$$C = (\pi \epsilon l) \left( \cosh^{-1}(d_s / d) \right)^{-1} \cong (\pi \epsilon l) \left[ \ln \left( 2d_s / d \right) \right]^{-1} \quad (4.18)$$

unde  $\epsilon$  reprezintă permeabilitatea dielectrică a mediului de separație între conductoare.

Astfel, dacă conductorii sunt în aer ( $\epsilon_0 = (4\pi \times 9 \times 10^9)^{-1} \text{ F/m}$ ),  $d_s = 3,65 \text{ mm}$ ,  $d = 1 \text{ mm}$  iar lungimea  $l$  este  $20 \text{ cm}$ ,  $C$  va fi aproximativ  $2,7 \text{ pF}$ . Dacă viteza de variație a semnalului este considerabilă ( $1 \text{ V}$  într-o  $\mu\text{secundă}$ ), deci  $10^6 \text{ V/sec}$ , iar impedanța  $Z$  este  $20 \text{ K}\Omega$ , atunci  $u = ZI = 20 \times 10^3 \times 2,7 \times 10^{-12} \times 10^6 = 54 \text{ mV}$ , ceea ce constituie un semnal de nivel inacceptabil de mare. De exemplu, rezoluția unui convertor obișnuit de 10 biți, având referința de  $5 \text{ V}$ , este de  $5 \text{ mV}$ , deci eroarea ar fi aproximativ valoarea a 10 unități, afectând puternic rezoluția reală a convertorului.

De regulă, capacitățile parazite au valori foarte mici, astfel încât cuplajul capacitiv al zgomotului este sesizabil doar în cazul circuitelor de impedanță ridicată și nivel de semnal mic. Impedanța unui circuit depinde de frecvență. Astfel, circuitul de ieșire al unui A.O. cu reacție negativă prezintă o impedanță foarte mică la frecvențe joase dar prin creșterea frecvenței de lucru, scade amplificarea în buclă deschisă și impedanța de ieșire ajunge chiar la  $100\ \Omega$ , permițând astfel cuplarea unor semnale logice ce sunt vehiculate prin traseele adiacente (figura 4.13).



**Fig. 4.13** Cuplarea semnalelor transmise prin linia adiacentă(frecvențe ridicate)

Astfel, pentru o viteză de creștere a fronturilor logice de  $1\ \text{V/ns} = 10^9\ \text{V/s}$  și o valoare rezonabilă a capacității parazite,  $C=0,1\ \text{pF}$ , curentul injectat este:

$$i = C \left( \frac{dU}{dt} \right) = 10^{-13} \cdot 10^9 = 10^{-4}\ \text{A}.$$

Căderea de tensiune parazită produsă astfel pe rezistența de ieșire de  $100\ \Omega$  nu mai poate fi neglijată:  $u = R \cdot i = 100\ \Omega \cdot 10^{-4}\ \text{A} = 10^{-2}\ \text{V}$

Ca și în cazul cuplajului prin câmp magnetic, prezența unui al treilea conductor afectează câmpul electric, deci și capacitatea mutuală a primilor doi.

Astfel, pentru doi conductori cilindrici, având diametrul  $d$ , paraleli pe o lungime  $l$  și situați la distanța  $d_s$  unul de celălalt, plasați paralel față de planul de referință (la înălțimea  $h$ ), capacitatea mutuală este:

$$C = \frac{\pi \epsilon l \cdot \ln(1 + 4(h/d)^2)}{\left[ \ln(4h/d) \right]^2 - \left[ 0,5 \cdot \ln(1 + 4(h/d_s)^2) \right]^2} \quad (4.19)$$

Relația (4.19) este valabilă în condițiile relativ ușor de îndeplinit în practică:

$$h \gg d, d_s \gg d, l \gg d_s \text{ și } l \gg h.$$

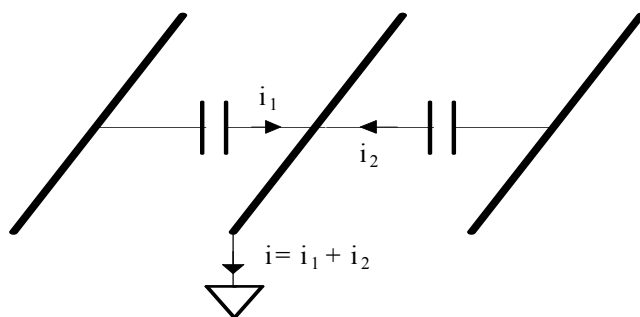
O concluzie cu aplicație practică rezultată din interpretarea relației precedente este că prin apropierea de planul de referință se reduce cuplajul mutual între cei doi conductori.

Estimarea precisă a capacităților mutuale între doi conductori este îngre-

unată nu numai de proximitatea altor conductori, ci chiar și de vecinătatea dielectricilor care au permitivitatea diferită de cea a vidului. Un caz tipic este cel al traseelor conductoare obținute prin coroziune pe o folie de cupru (simplu sau dublu) placat.

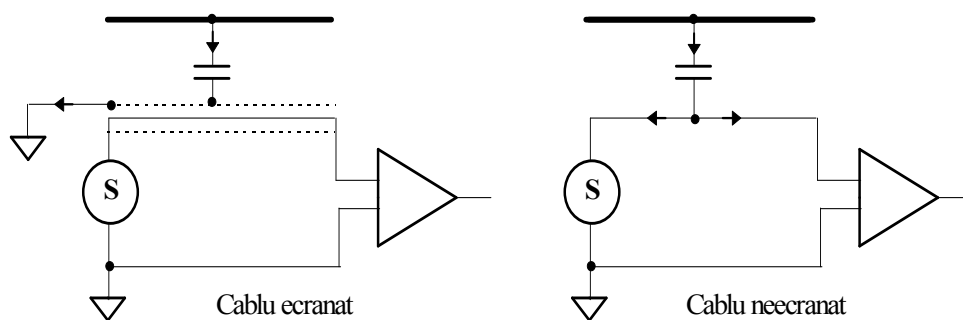
Pentru reducerea cuplajelor capacitive (interconductorii), cele mai uzuale soluții sunt: mărirea distanței între conductori, folosirea unui plan de referință cât mai întins și ecranarea cablurilor.

Astfel, o ecranare parțială constând dintr-un conductor împământat plasat între cei doi conductori cuplați (unul vehiculând semnal de nivel mic iar celălalt semnal digital având un potențial interferențial ridicat, datorită fronturilor abrupte) are efectul sugerat în figura 4.14, curentul injectat fiind dirijat către planul de referință.



**Fig. 4.14** Efectul de ecranare parțială prin intercalarea unui conductor împământat

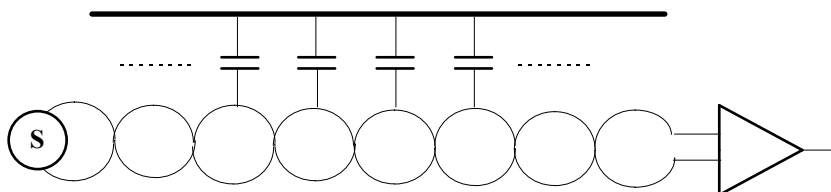
Efectul utilizării unui cablu ecranat este reprezentat (prin comparație), în figura 4.15, a și b.



**Fig. 4.15** Rolul cablului ecranat în reducerea cuplajelor capacitive

O altă modalitate eficientă de protecție la cuplaje capacitive este de a folosi fire torsadate, care transformă semnalul perturbator în semnal de mod comun, deoarece capacitățile dintre firul care vehiculează semnalul perturbator și cele două fire de semnal mic sunt identice.

Modul comun poate fi rejectat de structura sursă flotantă-amplificator diferențial (figura 4.16).

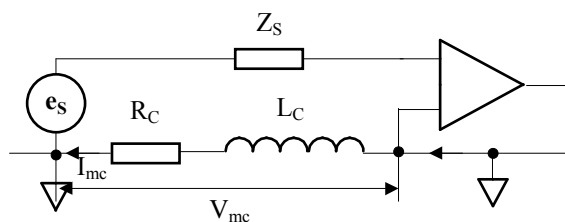


**Fig. 4.16** Sursă flotantă, amplificator diferențial și fire torsadate pentru rejectarea modului comun

Ca și la cuplajele inductive, scăderea (până la limita permisă de funcționarea circuitului) vitezei de creștere și cădere a fronturilor logice, reduce energia perturbatoare injectată în traseele parcurse de semnalele mici.

### 4.3 Cuplaje prin conducție

Conexiunea directă între circuitul generator de zgomot și circuitul susceptor este relativ ușor de identificat, dar nu poate fi întotdeauna evitată, de regulă fiind vorba despre traseele de alimentare sau, cazul cel mai frecvent, referința comună. Aceasta deoarece "comunul" nu trebuie privit (din punct de vedere interferențial) ca un conductor de rezistență zero, ci ca un traseu incluzând și componente parazite (rezistențe și inductanțe). Datorită diferențelor de potențial dintre "referința" sursei și "referința" amplificatorului de intrare se stabilesc curenți de mod comun, care determină căderi de tensiune pe calea comună (cu impedanță diferită de zero), situația fiind reprezentată sugestiv în figura 4.17.



**Fig. 4.17** Curenții de mod comun determină tensiuni de mod comun pe traseele de referință

Căderea de tensiune  $V_{mc}$ , datorată acestor curenți "vagabonzi", se suprapune semnalului util, la intrarea în amplificator.

Pentru o analiză cantitativă a efectelor de acest tip, ipoteza că impedanța de intrare în amplificator (la care se adaugă impedanța sursei  $Z_s$ ) este mult mai mare decât impedanța prezentată de calea comună este în conformă cu realitatea.

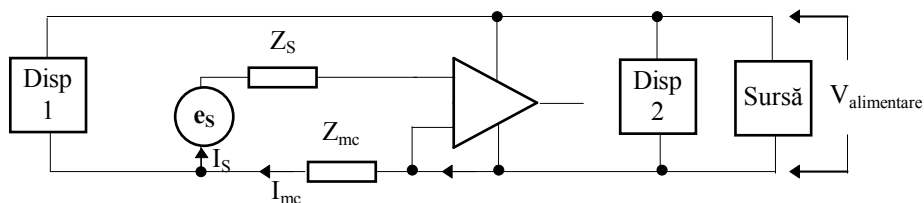
Curentul de mod comun  $I_{mc}$  ce se stabilește între cele două puncte de referință, are două componente: una de curent continuu  $I_{cc}$  (care ar putea fi tratată ca parte a offset-ului de intrare al amplificatorului) și una  $I_z$  de tip "zgomot":

$$I_{mc} = I_{cc} + I_z \tag{4.20}$$

Prin urmare, și tensiunea de mod comun astfel apărută are o componentă tip zgomot.

$$V_z = I_z \cdot Z_{mc} \text{ ,unde} \tag{4.21}$$

$$|Z_{mc}| = \sqrt{R_c^2 + (\omega L_c)^2} \tag{4.22}$$



**Fig.4.18** Surse de curenți de mod comun

În figura 4.18 sunt sugerate câteva tipuri de surse care injectează zgomot în traseele de alimentare (tur și retur).

Zgomotul produs de sursă poate proveni din zgomotul intrinsec al componentelor electrice, din frecvența rețelei și a armonicilor (ca urmare a filtrării post-redresare insuficiente) sau din cuplajele parazite ce se produc în rețea. De asemenea, curentul de alimentare absorbit de la sursă de subansamblele deservite este variabil (depinzând de exemplu de starea de stand-by sau de starea de lucru a unui "etaj") Deoarece rezistența internă a sursei de alimentare este diferită de zero, tensiunea la borne va avea o variație funcție de curentul debitat. Mai mult, curentul prin  $Z_{mc}$  va fi modulat de curentul variabil cerut de dispozitivul  $I$  (figura 4.18), chiar și în situația în care variațiile tensiunii globale de alimentare pot fi neglijate.

La impedanța de mod comun  $Z_{mc}$  sunt identificabile două componente: una rezistivă și una inductivă. Creșterea frecvenței semnalului (perturbator) determină atât creșterea rezistenței ohmice, ca urmare a efectului pelicular de

concentrare a densității de curent în zonele periferice, cât și a reactanței inductive,  $\omega L_{mc}$ .

Se definește drept "adâncimea peliculei" de curent  $\delta$ , adâncimea la care densitatea curentului printr-un conductor scade la  $1/e$  din valoarea existentă la suprafață.

$$\delta = \left( \sqrt{\pi f \mu \sigma} \right)^{-1} \quad (4.23)$$

unde  $\sigma$  reprezintă conductivitatea electrică a materialului respectiv (la Cu,  $\sigma \cong 5,82 \times 10^7 (\Omega m)^{-1}$  iar  $\mu$  permeabilitatea magnetică.

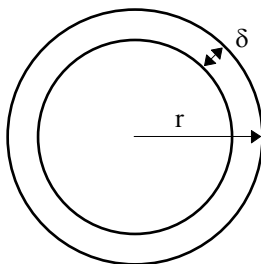
Înlocuind ( $\mu_{Cu} = 4\pi \times 10^{-7}$ ) în (4.23), obținem  $\delta_{Cu}(f) = 0,066 \times f^{1/2}$  m.

La frecvențe mai ridicate, densitatea de curent în "centrul" conductorului este neglijabilă față de cea de la suprafață (cu alte cuvinte,  $\delta$  este mică în comparație cu dimensiunea minimă a secțiunii transversale); se poate accepta aproximația că densitatea de curent este uniformă și concentrată în întregime în interiorul conductorului pe o distanță  $\delta$  față de suprafață.

În cazul unui conductor de lungime  $l$  și secțiune transversală circulară (având diametrul  $d \gg \delta$ ), rezistența în c.a. va fi:

$$R_{ca} = l / \sigma S \quad (4.24)$$

Suprafața efectivă prin care trece curentul este reprezentată în figura 4.19:



**Fig. 4.19** Concentrarea densității de curent spre exteriorul conductorului

$$S = \pi r^2 - \pi(r-\delta)^2 = \pi\delta(2r-\delta) \cong 2\pi r\delta \quad (4.25)$$

Raportul între rezistențele în c.a. și c.c. este:

$$R_{ca} / R_{cc} = \left( l / \sigma \cdot 2\pi r\delta \right) \div \left( l / \sigma \cdot \pi r^2 \right) = r / 2\delta \quad (4.26)$$

Pentru a avea o estimare a mărimilor în discuție este util de amintit că rezistența în c.c. a unui fir de cupru lung de 20 cm și cu diametrul de 0,9 mm este de aproximativ 5 mΩ, în timp ce la o frecvență de 1 MHz, rezistența în c.a. este aproximativ 39 mΩ.



Rezistența în c.a. este și mai mare față de cea în c.c. dacă traseul tur este apropiat (eventual paralel) față de retur. Atunci efectul pelicular este mai puternic, deoarece liniile de curent se concentrează spre suprafețele ce sunt "față în față".

O altă sursă a creșterii rezistențelor traseelor de alimentare este existența contactelor metal - metal (de genul comutator sau conector tată - mamă). Producătorii garantează rezistența acestor contacte la valori de ordinul  $10-20 m\Omega$ , dar ele pot fi mult mai mari dacă contactul este murdar sau oxidat.

Inductanța unui conductor are două componente: autoinductanța internă (rezultând din câmpul magnetic intern) și autoinductanța externă, care de regulă este preponderentă.

Orientativ, autoinductanța internă (pe metru de lungime), a unui conductor cilindric din Cu (material neferomagnetic) nu depinde de diametru și este aproximativ de  $0,05 \mu H/m$  la frecvențe joase, scăzând la frecvențe superioare datorită efectului pelicular.

Autoinductanța externă a unui conductor drept, realizat dintr-un material nemagnetic cu secțiunea circulară de diametru  $d$  și de lungime  $l \gg d$  este:

$$L \cong 0,2 \cdot l \cdot \left[ \ln\left(\frac{4l}{d}\right) - 1 \right] \quad [\mu\text{Henry}] \quad (4.27)$$

Autoinductanța externă a unui conductor de același tip dar având secțiune transversală dreptunghiulară ( $a \times b$ ) este:

$$L \cong 0,2 \cdot l \cdot \left[ \ln\left(\frac{2l}{a+b}\right) + 0,5 \right] \quad [\mu\text{Henry}] \quad (4.28)$$

Conductorul de cupru din exemplul precedent va prezenta o autoinductanță de aproximativ  $0,22 \mu H$  (calculată cu relația 4.27), ceea ce înseamnă o reactanță de  $13,8 m\Omega$  la  $10 KHz$  și de  $1,38 \Omega$  la  $1 MHz$ . La frecvența rețelei, atât efectul pelicular cât și reactanța autoinductanței pot fi neglijate, ceea ce nu mai este valabil la  $1 MHz$ .

Astfel, pe conductorul de Cu luat în discuție, un curent de  $1 mA$  va produce o cădere de tensiune de  $5 \mu V$  în curent continuu, de  $0,2 mV$  la  $1 MHz$  și de aproximativ  $3 mV$  la  $10 MHz$ .

Dacă curentul de zgomot are o densitate normalizată  $S_{zi}(f)$ , atunci:

$$v_{mc}^2 = \int S_{zi}(f) \cdot \left( R_{mc}^2 + (2\pi f L_{mc})^2 \right) df \quad (4.29)$$

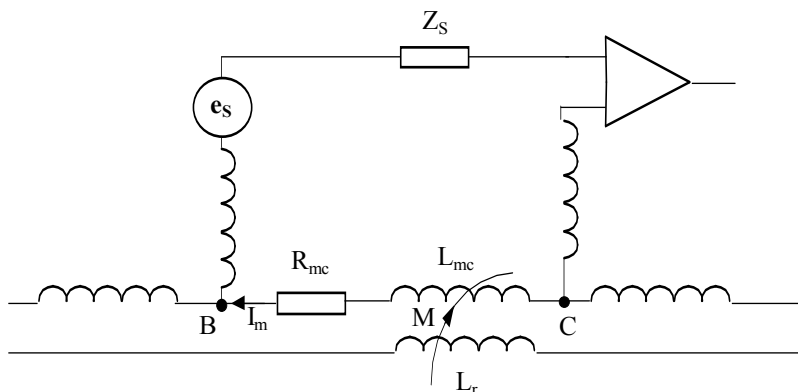
În general,  $R_{mc}$  depinde de frecvență, deși ar putea fi tratată drept constantă, dacă lățimea de bandă  $S_{zi}(f)$  este suficient de îngustă astfel încât  $\delta$  să nu se schimbe semnificativ.

În calculele anterioare, inductanțele necesare pentru aflarea impedanței conductorului (și ulterior, aflarea tensiunii de zgomot) sunt afectate de o eroare ce provine din însăși natura inductanței. În mod strict, numai o buclă închisă poate avea inductanță. Pentru calculul inductanței totale a unei bucle, trebuie luate în considerare:

- autoinductanțele elementelor componente;

- inductanțele mutuale între perechile formate cu elementele componente ale buclei;
- inductanțele mutuale între perechile formate cu elemente din vecinătatea buclei în discuție.

În figura 4.20 sunt identificate elementele inductive din circuitul de intrare al preamplificatorului:



**Fig. 4.20** Elementele inductive din circuitul de intrare al unui amplificator

În figura precedentă au fost neglijate toate celelalte inductanțe mutuale, considerând-o numai pe cea dintre traseul "comun" (referința amplificatorului și a sursei de semnal) și un traseu de semnal (învecinat).

Astfel, avem relația:

$$V_{mc} = I_{mc} (R_{mc} + j \cdot 2\pi f \cdot L_{mc} - j \cdot 2\pi f \cdot M) \quad (4.30)$$

În relația (4.30) s-a presupus că cei doi curenți ( stabiliți prin  $L_{mc}$  și  $L_r$ ) sunt egali și de sens contrar (presupunere rezonabilă pentru curentul de retur).

Notând inductanța echivalentă cu  $L_e$ , avem:

$$L_e = L_{mc} - M = 0,2 \cdot l \cdot \left[ \ln\left(\frac{4l}{d}\right) - 1 \right] - 0,2l \left[ \ln\left(\frac{2l}{d_s}\right) - 1 \right] = 0,2 \cdot l \cdot \ln \frac{2 \cdot d_s}{d} \quad [\mu H] \quad (4.31)$$

Relația (4.31) a fost dedusă în ipoteza a doi conductori circulari paraleli, de diametre  $d$ , având lungimea "comună"  $l$  aflați la distanța axială  $d_s$ , fiind respectată relația:

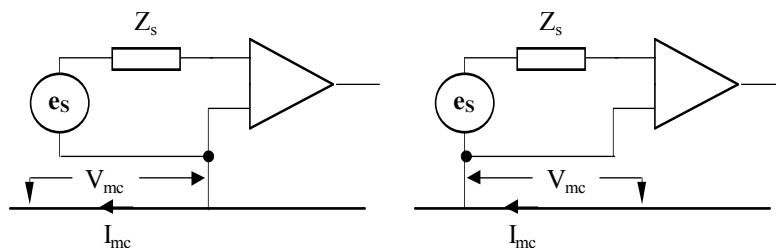
$$l \gg d_s \gg d \quad (4.32)$$

Relația (4.31) stabilește o valoare mult mai mică pentru inductanța echivalentă, fiind baza teoretică a unor metode de compensare a efectelor cuplajelor inductive.

Din cele prezentate în acest paragraf se desprinde soluția de principiu pentru diminuarea perturbațiilor injectate în calea comună: interconectarea refe-

rințelor sursei de semnal și respectiv amplificatorului printr-un fir cât mai scurt, care să nu fie parcurs și de alți curenți (în afara returului de semnal).

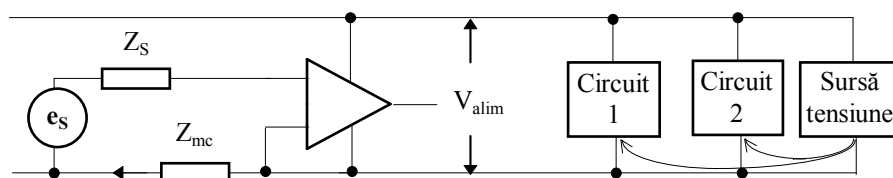
În figura 4.21, a și b, este prezentată varianta conexiunii referințelor sursei și amplificatorului în același punct al "planului" comun. În cazul din figura 4.21 b, când conexiunea "comună" este la sursă, amplificatorul trebuie să fie diferențial (cu o bună rejecție a modului comun) și cu impedanță de intrare foarte mare.



**Fig. 4.21** Referința sursei este conectată în același punct cu referința amplificatorului

În figura 4.22 este prezentată o variantă optimizată a traseelor de alimentare, care garantează minimizarea curentului de zgomot prin impedanța  $Z_{mc}$ , stabilită între legăturile la "referință" ale sursei și amplificatorului.

Zgomotul injectat în liniile de alimentare de către sursă, poate fi micșorat prin asigurarea unei impedanțe de ieșire cât mai joase. La frecvențe ridicate creșterea impedanței de ieșire a sursei este limitată datorită condensatorilor de decuplare, plasați în diverse puncte ale traseelor de alimentare. De asemenea, pentru reducerea cât mai drastică a impedanței  $Z_{mc}$ , este recomandabilă utilizarea unor trasee de masă cât mai groase (un "plan" de masă) și evitarea conectorilor între referința sursei și a amplificatorului.



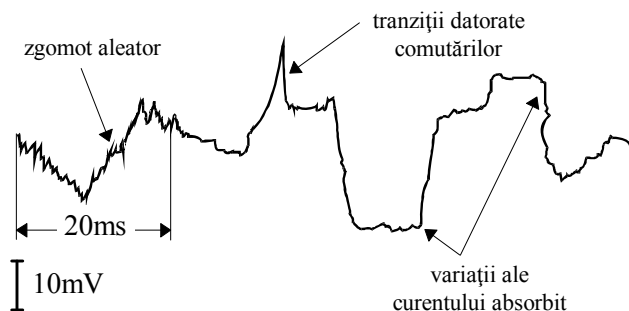
**Fig. 4.22** Variantă optimă a traseelor de alimentare pentru minimizarea curentului de zgomot prin impedanța modului comun

### 4.4 Zgomotul surselor de alimentare

Peste tensiunea de alimentare staționară se suprapune un zgomot aleator, provenind de la:

- circuitul redresor (necomandat sau , mai ales, comandat);

- circuitul stabilizator;
- armonicile frecvenței rețelei;
- filtrarea insuficientă a semnalului redresat;
- cuplaje perturbatoare în diferite puncte ale traseelor de "rețea";
- modularea ieșirii ca urmare a variației curenților absorbiți de la sursă de către diferiți consumatori.

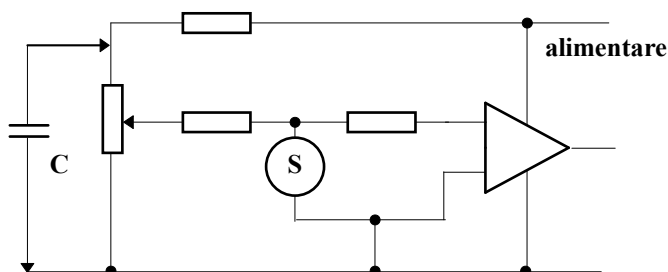


**Fig. 4.23** Semnal provenind de la sursa de alimentare cu zgomot suprapus

Astfel, ieșirea unei surse de alimentare tipice, peste care este suprapus un semnal tip "zgomot" arată ca în figura 4.23:

Acest zgomot se cuplează în circuitele de semnal mic pe mai multe "căi", cea mai frecventă fiind linia "comună".

O altă cale este cea oferită de un circuit de polarizare, ca în figura 4.24. Pentru decuplare se folosesc condensatori de joasă reactanță.



**Fig. 4.24** Cuplarea zgomotului prin circuitele de polarizare

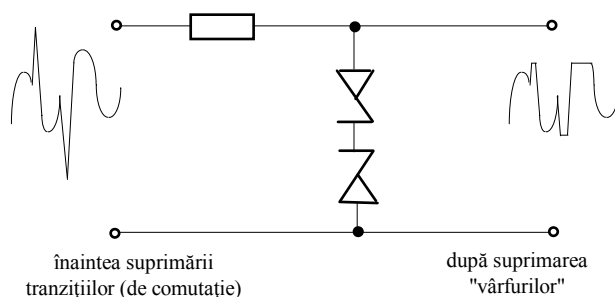
Soluția cea mai eficientă rămâne utilizarea unor surse de alimentare separate: una de "putere" pentru alimentarea circuitelor de "forță" ce produc și mult zgomot și alta pentru circuitele de "nivel mic" care, necesitând energii mici, permit o filtrare bună și sunt astfel mai puțin zgomotoase.

În această manieră este diminuat și zgomotul provenit din circuitele de comutație și din cele numerice, care prezintă modificări rapide ale valorii curentului absorbit.

Linia de alimentare prezintă și interferențe de înaltă frecvență care sunt "injectate" de alte dispozitive conectate la aceasta. Procesele de comutare produc, de asemenea, tranziții importante.

Cele mai uzuale "supresoare" de astfel de "supratensiuni" sunt cele realizate cu două diode Zener spate la spate, având tensiunile de străpungere nedistructivă, puțin mai mari decât tensiunea maximă de alimentare, figura 4.25.

O altă protecție eficientă poate fi realizată de varistoare, (rezistențe dependente de tensiune), care prezintă o reducere bruscă a rezistenței de curent alternativ, peste o anumită cădere de tensiune. Varistorul este o cale de joasă impedanță pentru "șpițurile" de înaltă tensiune. Aceste circuite care suprimă tranzițiile, trebuie să fie capabile să suporte trecerea unor curenți mari (sute de amperi), pentru un timp foarte scurt.



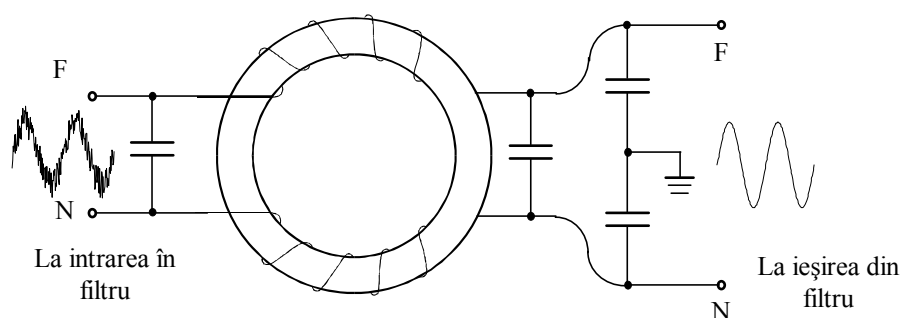
**Fig. 4.25** Circuite supresoare de "vârfuri" realizate cu diode Zener în antiserie

Supresorul de tranziții acționează, împreună cu impedanța liniei, ca un divizor de tensiune. În aprecierea factorului de atenuare, trebuie să se țină seama de impedanța mare pe care o prezintă linia la frecvențele mari ce sunt conținute în "șpițurile" interferențiale de scurtă durată.

Frecvențele radio pot fi cel mai ușor rejectate prin utilizarea unor filtre  $L-C$  trece jos (care oferă o cale de impedanță mică pentru frecvența rețelei și o impedanță serie mare, alături de un șunt ferm, pentru frecvențele radio).

Astfel de filtre, figura 4.26, au o structură simetrică față de "fază-nul", iar pentru a evita saturarea miezului bobinelor, înfășurările sunt practicate pe același "tor" (de ferită) astfel încât fluxurile induse să se compenseze.

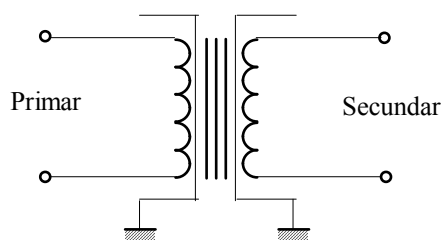
O modalitate de cuplare a frecvențelor mari vehiculate în rețea este prin reactanța capacitivă stabilită între înfășurările primară și secundară ale transformatorului. Ecranul care reduce substanțial capacitățile de cuplaj trebuie realizat dintr-un metal cu bune proprietăți electrice, dar nemagnetic (Cu sau Al).



**Fig. 4.26** Filtru de rețea simetric, cu evitarea saturării miezului de ferită

Prin acest procedeu, cuplajul magnetic la 50 Hz nu este diminuat. Această folie metalică plasată între înfășurarea primară și cea secundară este împământată, iar "capetele" izolate între ele pentru a nu forma o "spiră în scurtcircuit".

Ecranarea "primar-secundar" în R.F. poate fi substanțial îmbunătățită, dacă se utilizează două ecrane din tablă de cupru izolate între ele. Ecranul plasat lângă primar trebuie conectat la împământarea rețelei iar ecranul "secundarului", trebuie conectat la "nulul" instrumentului, figura 4.27.



**Fig. 4.27** Reducerea cuplajelor capacitive primar-secundar prin dublă ecranare

## 4.5 Zgomote de origine neelectrică

Semnalele electrice dintr-un circuit adiacent, devin "zgomote" pentru circuitul de interes prin "parcurgerea" unor căi nedorite.

Originea majorității "zgomotelor" este electrică. Nu trebuie însă neglijate zgomotele care au altfel de origine: mecanică (vibrațiile mecanice ale plăcilor de circuit, ale firelor de legătură și ale contactelor), termică, electrochimică.

Mișcarea vibratorie a circuitelor electrice este dificil de evitat fără precauții speciale, mai ales în cazul echipamentelor de bord ale vehiculelor.

### 4.5.1 Zgomotul triboelectric

Efectul triboelectric constă într-un transfer de sarcină ce are loc prin separarea a două corpuri care au suferit anterior o mișcare mecanică de frecare reciprocă: unul rămâne încărcat pozitiv, celălalt negativ.

Fenomenul de transfer de sarcină la punerea în contact a două piese mobile este prezent indiferent dacă ambele sunt conductoare sau izolatoare. În cazul conductoarelor, marea mobilitate a electronilor permite echilibrarea sarcinilor electrice (electronii se deplasează către materialul cu deficit de electroni, deci încărcat pozitiv) chiar în momentul separării celor două eșantioane.

În concluzie, transferul de sarcină ce apare când izolatorii și conductorii se ating și apoi se separă, poate conduce la un "zgomot" în circuitele de impedanță ridicată ce vehiculează semnale de nivel coborât. În mod special, acest tip de zgomot prezintă interes în cazul unui cablu coaxial, care conectează surse de semnal de impedanță ridicată la amplificatoare de impedanță de asemenea ridicată (tipic, la electrometre). Eventualele flexări ale cablului duc la frecări și contacte intermitente între conductori și izolatori care determină transfer de sarcină, inducere de sarcină și încărcarea condensatorului format între conductorul exterior și cel interior. O rezistență conectată între conductori (la orice capăt al cablului) determină o creștere a vitezei de descărcare a condensatorului anterior amintit, reducând sarcina acumulată și respectiv tensiunea de zgomot.

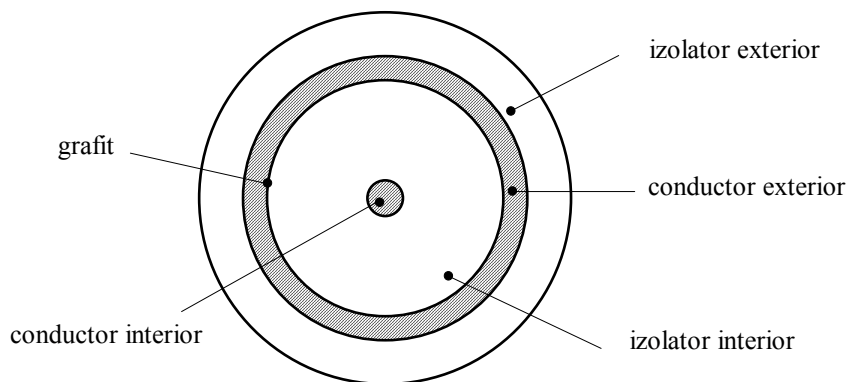
Orientativ, pentru o rezistență de  $10\text{ M}\Omega$  conectată de-a lungul unui astfel de cablu (șunt între tur și retur), tensiunea electromotoare indusă de efectul triboelectric poate ajunge la valori de vârf de  $\pm 10\text{ mV}$ . Dacă rezistența de șuntare este de "numai"  $1\text{ M}\Omega$ , acest zgomot poate fi neglijat.

Răspunsul în frecvență al sistemelor în care zgomotul triboelectric prezintă importanță este limitat la valori joase ale frecvenței, datorită constantelor de timp mari implicate (capacitatea cablului și rezistența megohmică pe care se termină cablul).

O soluție imediată ar fi evitarea flexărilor cablului sau utilizarea unor cabluri de construcție specială, figura 4.28, de zgomot mic.

Este de remarcat existența unui strat de grafit între izolatorul interior și conductorul exterior. Astfel sunt reduse frecările între straturi.

Grafitul reprezintă o suprafață conductoare ce asigură o creștere a mobilității electronilor, deci o creștere a vitezei de stabilire a echilibrului sarcinilor, evitându-se astfel acumularea unor sarcini cu efect perturbator.



**Fig.4.28** Cablu coaxial cu strat de grafit pentru reducerea electrizarilor prin frecare

### 4.5.2 Mișcarea conductorilor în câmp magnetic

Legea lui Faraday stabilește expresia tensiunii electromotoare induse într-un conductor ce se deplasează cu viteza  $v$  într-un câmp de inducție  $B$ .

$$V_{e.m.} = \int (v \times B) dr \quad (4.33)$$

Dacă considerăm  $B$  inducția medie pe lungimea  $l$  a unui conductor liniar perpendicular pe liniile de câmp iar unghiul deplasării față de aceleași linii este  $\theta$ , avem:

$$V_{em} = l \cdot B \cdot v \cdot \sin \theta \quad (4.34)$$

Un efect asemănător se produce și în cazul conductorului fix aflat în câmp magnetic variabil.

Trebuie reținut că o sursă de tensiuni perturbatoare de această natură poate fi chiar deplasarea unui conductor în câmpul magnetic terestru (slab, tipic de 0,4-0,5 Gauss). Astfel tensiunea indusă într-un conductor lung de 50 cm, care se deplasează cu o viteză de 0,1 m/s (perpendicular pe liniile de câmp) este de aproximativ 2,5  $\mu$ V.

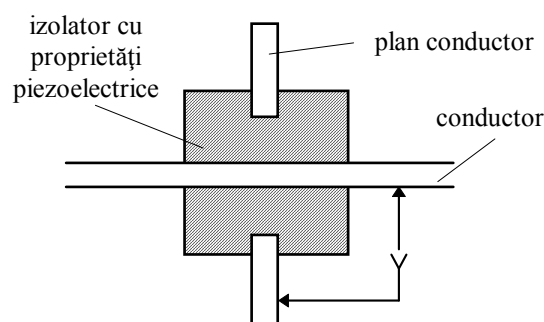
### 4.5.3 Efectul piezoelectric

Efectul piezoelectric constă în apariția unei diferențe de potențial între electrozii atașați la suprafețele opuse ale unui anumit eșantion, supus unui stress mecanic. Efectul este reversibil : supus unei diferențe de potențial, materialul se deformează. Materialele cu efect piezoelectric pronunțat sunt utilizate ca traductoare electro-mecanice. Există unele izolatoare ( ceramică și textolit pentru



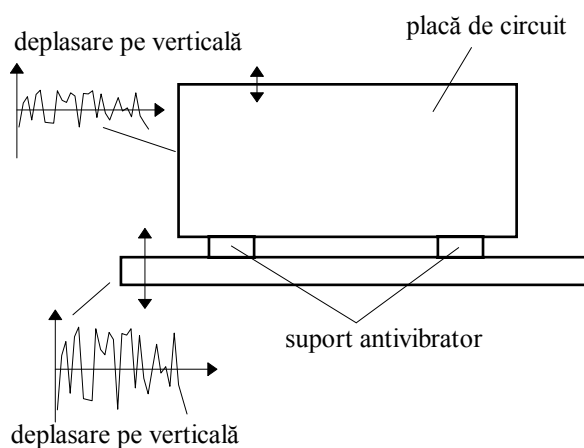
circuite imprimate) care prezintă un efect piezoelectric mai redus, dar nu neglijabil.

Astfel izolatorul poate acționa ca un traductor care transformă zgomotul (șocul) mecanic, în semnal electric parazit, figura 4.29.



**Fig. 4.29** "Traductor" piezoelectric parazit

O soluție ar fi utilizarea unor suporturi antivibratoare (cauciuc amortizant), care atenuază transmiterea vibrațiilor de la suport la placa ce conține traseele susceptibile, figura 4.30.



**Fig. 4.30** Utilizarea suporturilor de cauciuc pentru atenuarea transmiterii vibrațiilor

#### 4.5.4 Efecte de sarcină spațială- microfonia

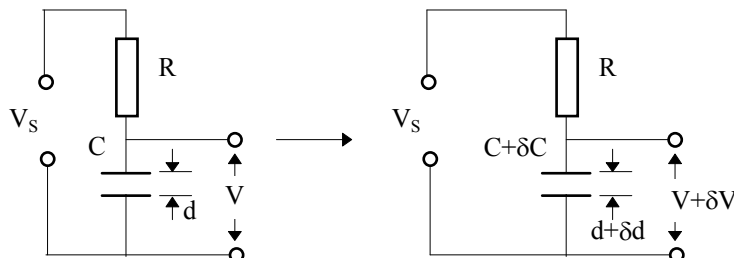
Un condensator (doi conductori separați de un izolator), conținând o sarcină  $Q$ , va prezenta o diferență de potențial între armături:

$$U = \frac{Q}{C} \quad (4.35)$$

Dacă sarcina rămâne constantă (nu sunt scăpări), modificările  $\delta C$  ale capacității parazite (ce apar datorită modificărilor de geometrie relativă), duc la variații de tensiune:

$$\delta V \cong \frac{d\left(\frac{Q}{C}\right)}{dC} \cdot \delta C = -\frac{Q}{C^2} \cdot \delta C \quad (4.36)$$

Procesul este ilustrat în figura 4.31:



**Fig. 4.31** Variații de tensiune induse mecanic

Constanta de timp  $RC$  va temporiza modificarea sarcinii  $Q$ , impusă de modificarea capacității  $C$ , ca urmare a varierii distanței dintre armături,  $d$ . Dacă  $\delta d$  este pozitivă (distanța crește), atunci  $\delta C$  va fi negativă (capacitatea se micșorează), iar  $\delta V$  va fi pozitivă (tensiunea crește în ipoteza sarcinii constante). La echilibru (atins după  $RC$  secunde), diferența de potențial între plăcile condensatorului va fi  $V_s$ .

Modificările valorilor condensatorului  $C$  care au loc într-un interval de timp mai scurt decât  $RC$ , vor determina schimbarea de tensiune din relația 4.36. Dacă durata în care  $C$  își modifică valoarea este comparabilă sau mai lungă decât  $RC$ , atunci modificarea lui  $V$  va scădea în timp.

Acest efect stă la baza realizării microfonului capacitiv (presiunea undelor sonore deplasează o diafragmă care reprezintă una din armăturile condensatorului-senzor). În acest mod, vibrațiile unor conductori apropiați (în special cei plasați într-un cablu ecranat unde capacitățile sunt destul de mari) pot duce la modificări ale diferenței de potențial, comportare cunoscută sub numele de microfonie. Efectele ei pot fi diminuate prin utilizarea clemelor de rigidizare a cablurilor și prin reducerea tensiunilor staționare de-a lungul cablurilor ce vehiculează semnale de nivel mic.

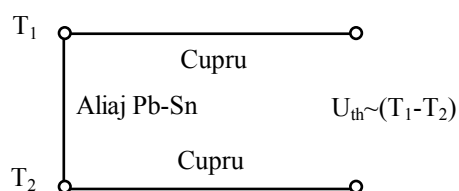
#### 4.5.5 Zgomote electrochimice

Două metale diferite (cuprul de pe cablajul imprimat și plumbul din aliajul de lipit, sau Cu și Al folosite simultan ca fire de legătură), aflate într-un electrolit, (decapantul din aliajul de lipit sau alte impurități care au absorbit umiditate) pot

crea o mini-pilă voltaică, care produce tensiuni electromotoare ce se suprapun peste semnalul util. Soluția constă în acoperirea plăcilor de cablaj imprimat cu un strat protector care să respingă umezeala, însoțită de recomandarea utilizării conductorilor și conectorilor din același metal.

#### 4.5.6 Zgomote datorate variațiilor de temperatură

Un caz tipic este apariția unei tensiuni electromotoare atunci când două joncțiuni (a două metale diferite), se găsesc la temperaturi diferite, figura 4.32.



**Fig.4.32** Efect de termocuplu parazit

Tensiunea parazită astfel generată este proporțională cu diferența între temperaturile celor două joncțiuni.

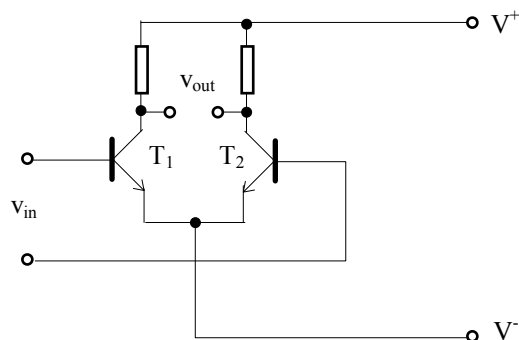
O altă combinație uzuală de metale diferite (ce realizează o joncțiune) este cea dintre cuprul traseelor electrice și pinii argintați (sau chiar auriți) ai conectorilor și soclurilor.

În varianta  $T_1 = T_2$ , figura 4.32, tensiunile produse prin efect de termocuplu sunt egale și de sens contrar.

Variațiile de temperatură pot fi convertite în variații de tensiune prin intermediul căderilor de tensiune pe joncțiunile p-n sau pe rezistențele care prezintă un coeficient de temperatură mai ridicat.

Viteza cu care se modifică temperatura circuitelor în discuție depinde de capacitatea termică a structurilor cărora aceste circuite le sunt atașate și de conductivitatea termică către alte structuri. Viteza de variație este foarte lentă (în domeniul sub-audio), iar modificarea rezultată în tensiunile circuitului este cunoscută sub numele de drift. Eliminarea tensiunilor datorate efectului de termocuplu ar fi posibilă prin evitarea joncțiunilor dintre două metale diferite. O soluție mai realistă ar fi alegerea unor joncțiuni care prezintă t.e.m. de tip termocuplu redus. În acest sens, înlocuirea aliajului de lipit clasic, staniu-plumb, care prezintă o t.e.m. la joncțiunea cu cupru de aproximativ  $2-3 \mu V / ^\circ C$ , cu aliaj (mai scump), staniu-cadmium, având t.e.m. la joncțiunea cu cuprul de numai  $0,3 \mu V / ^\circ C$  reprezintă o soluție adecvată.

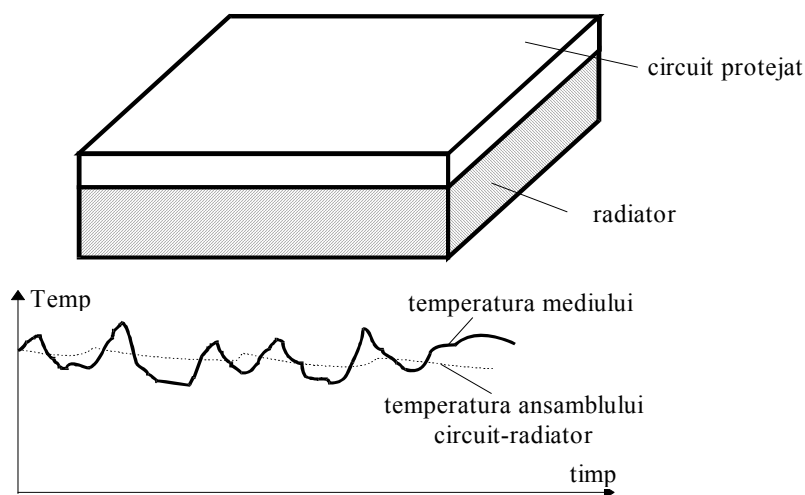
Prin utilizarea montajelor diferențiale, variațiile produse de gradientul de temperatură sunt rejectate, fiind interpretate ca "mod comun", figura 4.33.



**Fig.4.33** Montaj diferențial pentru rejectarea paraziților de mod comun

Pentru a realiza o împerechere cât mai bună a caracteristicilor termice ale celor două tranzistoare de la intrare, ele sunt montate pe același radiator, fiind preferate structurile monocip. Împerecherea nu este niciodată perfectă, astfel încât orice amplificator va avea o tensiune și un curent de offset de intrare, dependent de temperatură.

Pentru reducerea acestor zgomote generate de variațiile de temperatură, se montează circuitele susceptibile pe radiatoare de căldură, având inerție termică (capacitate termică) apreciabilă și conductibilitate termică ridicată. Astfel variațiile temperaturii ambientale sunt mediate de inerția termică a radiatorului, figura 4.34.



**Fig. 4.34** Radiator termic pentru medierea variațiilor de temperatură ale ambientului experimental

Numai metalele îndeplinesc simultan condițiile de conductibilitate termică bună și de capacitate termică ridicată. Izolatorii electrici au, de regulă, proprietăți slabe în conducția termică. De aceea, circuitele susceptibile se vor monta pe un strat izolator subțire, care va asigura separarea electrică de masa metalică a radiatorului. Izolatorii recomandați sunt oxidul de aluminiu, oxidul de beriliu și rășinile epoxilice, care au ingrediente termo-conductive. Este de asemeni recomandabilă izolarea (eventual prin ecranare) a circuitelor termo-sensibile de curenții de aer și de circuitele de "forță", ce emit căldură.

#### **4.5.7 Zgomotul de contact**

Varierea aleatoare a rezistenței de contact în socluri, conectori sau în lipiturile reci, poate produce zgomot prin modularea curenților de alimentare, polarizare și semnal. Cauzele pot fi combinate: vibrații mecanice, contacte electrice imperfecte, variații ale temperaturii care duc la contracții și dilatări ale pieselor mecanice aflate în contact electric. Soluția de diminuare a acestor zgomote o reprezintă contactele și lipiturile ferme, pastilele de contact curate, suplimentată prin utilizarea unor arcuri de presare a contactelor susceptibile la vibrații excesive.